

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE
SPECIALITE : COMMANDE DES SYSTEMES ELECTRIQUES

THEME

Diagnostic d'un convertisseur matriciel (3x3) alimentant une machine asynchrone

Proposé et encadré par :

Dr. BENSLIMANE Tarak

Présenté par :

M. LOURADI Abdelhafid

Année Universitaire : **2013/2014**

N° d'ordre : **093**

Dédicace

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

Je dédie ce modeste travail :

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

A mes très chers personne

A mes frères surtout mostapha et rabeh et mohamed(z)

A mes sœurs surtout laila et nabila et son fils ramzi et manassiq

*A tous les amis d'études surtout ceux de commande des systèmes
promotion 2014*

Louradi abdelhafid

Remerciements

Mes remerciements vont tout premièrement à Dieu tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous a donnée durant toutes ces longues années.

Nous exprimons nos profondes gratitude à nos parents pour leurs encouragements, leur soutien et pour les sacrifices qu'ils ont enduré.

nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreur Monsieur BENSILIMANE Tarak pour avoir d'abord proposé ce thème, pour suivi continué tout le long de la réalisation de cette thèse et qui n'a pas cessée de nous donner ses conseils et remarques.

Nous remercions les membres de jury d'examen pour l'honneur qu'ils me font en participant au jugement de ce travail.

Nous tenons à remercier vivement toutes personnes qui nous ont aidé à élaborer et réaliser ce mémoire, ainsi à tous ceux qui nous aidés de près ou de loin à accomplir ce travail.

Nous remercions vont aussi à tous les enseignants du département génie électrique qui a contribué à notre formation.

enfin nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et collègues pour le soutien tout moral et matériel...

Louradi abdelhafid

SOMMAIRE

Liste des figures

Introduction général.....

Chapitre I

Généralités sur les convertisseurs AC/AC

I.1 Introduction.....	3
I.2 Convertisseur AC-AC indirecte (à fréquence intermédiaire (AC / DC / AC)).....	3
I.2.1 Convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire de courant continu (à stockage inductif).....	3
I.2.2 Convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire de tension continue (à stockage capacitif) ..	4
I.2.3 Convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire oscillant	5
I.3 Convertisseur AC-AC direct.....	6
I.3.1 Gradateur.....	6
I.3.2 Cycloconvertisseur	7
I.3.3 Convertisseur matriciel.....	7
I.4 Caractéristiques des convertisseurs AC/AC	9
I.5 Conclusion	9

Chapitre II

Modélisation et commande du convertisseur matriciel (3x3)

II.1 Modélisation du convertisseur matriciel (3x3)	11
II.1.1 Modélisation du convertisseur en fonction des états logiques des interrupteurs	11
II.1.2 Modélisation du convertisseur en fonction des rapports cycliques des interrupteurs	16
II.1.3 Amélioration du ratio de tension.....	17
II.2 Commande du convertisseur matriciel par la méthode de Venturini & Alesina	19

II.2.1 Introduction.....	19
II.2.2 Analyse sur une branche de sortie.....	20
II.2.3 Interprétation graphique	21
II.2.4 Détermination des temps de fermeture des interrupteurs	22
II.2.5 Réglage du facteur de déplacement.....	23
II.3 Conclusion	24

Chapitre III

Conception du système de diagnostic du convertisseur matriciel (3x3)

III.1 Introduction	26
III.2 Défauts du convertisseur matriciel	26
III.2.1 Transistor en court-circuit	26
III.2.2 Blocage de transistor (transistor maintenu ouvert)	26
III.2.3 Diode bloquée (diode maintenue ouverte)	27
III.3 Organisation générale de la procédure de diagnostic	27
III.4 Critères de sélection de la méthode de diagnostic	28
III.5 Méthodes de diagnostic.....	29
III.5.1 Méthodes internes de diagnostic.....	30
III.5.2 Méthodes externes de diagnostic	30
a. Diagnostic par systèmes experts.....	31
b. Diagnostic par logique floue :	31
c. Diagnostic par réseaux de neurones.....	32
III.6 Simulation CM-MAS asynchrone en mode de fonctionnement sain	33

III.7 Simulation CM-MAS avec défaut de transistor maintenu ouvert	41
III.7.1 S_{Aa} maintenu ouvert	41
III.7.2 S_{Ba} maintenu ouvert	42
III.7.3 S_{Ab} maintenu ouvert	44
Conclusion générale et perspectives.....	48
Annexe	49
Références bibliographiques	50

Liste des figures

Figure I.1: Schéma synoptique du convertisseur AC-AC indirect	3
(à fréquence intermédiaire (AC / DC / AC)).....	3
Figure I.2: Convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire de courant continu	4
(à stockage inductif)	4
Figure I.3: Convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire de tension continue (à stockage capacitif) avec redresseur non commandable	4
Figure I.4: Convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire de tension continue (à stockage capacitif) avec redresseur commandable	5
Figure I.5: Convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire de tension continue.....	5
(à stockage capacitif) avec redresseur à MLI.....	5
Figure I.6: Structure générale du convertisseur AC/AC direct.....	6
Figure I.7: Modèle d'un interrupteur électronique utilisé dans le gradateur	6
Figure I.8 : Structure de Cycloconvertisseur triphasé	7
Figure I.9: Structure triphasée du convertisseur matriciel 3x3	8

Figure II.1: Structure du convertisseur matriciel 3x3 avec ses différents interrupteurs possibles.....	12
Figure II.2: Exemple de chronogramme du fonctionnement des interrupteurs S_{ij} sur une période d'échantillonnage.....	13
Figure II.3: Exemple de connexions possibles dans un convertisseur matriciel	14
Figure II.4: Zone de construction des ondes de sortie	18
Figure II.5: Zone de construction des ondes de sortie après modification du point neutre de la source pour un gain maximal de 75 % [16].	18
Figure II.6: Convertisseur matriciel trois phases à une phase (3x1).....	20
Figure II.7: synthèse de la tension de sortie, pour une séquence k, à partir des tensions d'entrées	21
Figure II.8 : Évolution de la référence $V_{oréf}$ de la séquence k à k+1 (Cas général).....	21
Figure III.1 : Différentes étapes du diagnostic industriel [20]	28
Figure III.2 : Synoptique de classement des méthodes de diagnostic.....	29
Figure III.3 : Principe de la méthode interne de diagnostic à base de modèle [20]	30
Figure III.4: Évolution de la fréquence et d'amplitude des tensions de références du convertisseur matriciel.....	34
Figure III.5: Évolution de la tension de référence de la phase 1 du convertisseur matriciel	34
Figure III.6: Analyse spectrale de la tension de référence de la phase 1 du convertisseur matriciel	35
Figure III.7: Tensions simples du réseau électrique alimentant le convertisseur matriciel	36
Figure III.8: Évolution de la tension de sortie du convertisseur matriciel et sa référence pour la phase 1	37
Figure III.9: Analyse spectrale de la tension de sortie de la phase 1 du convertisseur matriciel.....	37
Figure III.10: Tension simple appliquée au stator de la machine asynchrone (phase1)	38

Figure III.11: Courants statoriques de la machine asynchrone	39
Figure III.12: Vitesse rotorique et couple électromagnétique de la machine asynchrone	40
Figure III.13: Tensions de sorties mesurées par rapport au neutre d'entrée V_{aN} , V_{bN} et V_{cN} (V) (S_{Aa} maintenu ouvert).....	41
Figure III.14: Courants de sorties du convertisseur matriciel (I_a , I_b et I_c) (A) (S_{Aa} maintenu ouvert).....	41
Figure III.15: Vitesse rotorique de la machine asynchrone alimenté par le convertisseur matriciel (Rad/sec) (S_{Aa} maintenu ouvert).....	42
Figure III.16: Tensions de sorties mesurées par rapport au neutre d'entrée V_{aN} , V_{bN} et V_{cN} (V) (S_{Ba} maintenu ouvert).....	42
Figure III.17: Courants de sorties du convertisseur matriciel (I_a , I_b et I_c) (A) (S_{Ba} maintenu ouvert).....	43
Figure III.18: Vitesse rotorique de la machine asynchrone alimenté par le convertisseur matriciel (Rad/sec) (S_{Ba} maintenu ouvert).....	43
Figure III.19: Couple électromagnétique de la machine asynchrone alimenté par le convertisseur matriciel (Rad/sec) (S_{Ba} maintenu ouvert)	44
Figure III.20: Tensions de sorties mesurées par rapport au neutre d'entrée V_{aN} , V_{bN} et V_{cN} (V) (S_{Ab} maintenu ouvert).....	44
Figure III.21: Courants de sorties du convertisseur matriciel (I_a , I_b et I_c) (A) (S_{Ab} maintenu ouvert).....	45
Figure III.22: Vitesse rotorique de la machine asynchrone alimenté par le convertisseur matriciel (Rad/sec) (S_{Ab} maintenu ouvert).....	45
Figure III.23: Couple électromagnétique de la machine asynchrone alimenté par le convertisseur matriciel (Rad/sec) (S_{Ab} maintenu ouvert)	46

Introduction générale

La conversion alternative-alternative (AC/AC) est la plus répandue, car le secteur industriel est le principal consommateur d'énergie électrique; les charges industrielles sont, pour l'essentiel, des machines électriques à courant alternatif et de nombreuses applications en dépendent. Entre autres, on peut citer comme exemples d'application :

- La commande des moteurs alternatifs,
- L'interconnexion de réseaux électriques,
- L'amélioration du rendement des systèmes éoliens
- La régulation de l'alimentation électrique des avions.
- Les systèmes flexibles de transmission de courant alternatif (FACTS)

Actuellement, au niveau industriel, les convertisseurs AC/AC les plus communs sont les convertisseurs indirects dont la structure est composée d'un redresseur, d'un onduleur et d'un circuit intermédiaire, inductance ou condensateur jouant le rôle d'élément de stockage. Ce type de circuit, très répandu, est utilisé depuis les années 1970. Le redresseur génère du côté source d'alimentation des harmoniques de courant qui se propagent aux autres charges connectées au même segment du réseau, constituant un problème de qualité de l'onde [1]. Quelques solutions ont été apportées telles que l'emploi de filtres passifs ou actifs; il est aussi parfois avantageux d'envisager les systèmes dans leur ensemble afin de mixer les charges et d'éliminer, le cas échéant, les harmoniques qui sont en opposition de phases [2].

Un inconvénient du convertisseur AC/AC indirect (aussi appelé à fréquence intermédiaire) est la présence d'un ou plusieurs éléments passifs (condensateur ou inductances). Par leurs coûts, leurs poids et leurs volumes, ces éléments hypothèquent l'utilisation de ces convertisseurs particulièrement dans le domaine du transport.

Les convertisseurs AC/AC directs ne possèdent pas de lien à courant continu et sont constitués d'un seul étage. Ils connectent les phases d'entrée aux phases de sortie au travers d'éléments semi-conducteurs uniquement. Le convertisseur AC/AC le plus commun est le gradateur. Constitué d'une paire de semi-conducteurs montés en tête-bêche, il permet d'ajuster l'amplitude de la tension de sortie mais non sa fréquence. Plusieurs structures pour différentes applications tant en monophasé qu'en triphasé existent [3].

Les cycloconvertisseurs sont des convertisseurs directs de fréquence à commutation naturelle qui permettent d'obtenir, à partir d'un réseau AC de fréquence donnée, une ou plusieurs tensions de fréquence plus petite, généralement très inférieure à celle du réseau

d'alimentation. Du fait qu'ils ne fonctionnent qu'en abaisseur, les cycloconvertisseurs ne constituent donc qu'une partie de l'ensemble des convertisseurs directs de fréquence, qui comprennent également les multiplicateurs de fréquence tels que les convertisseurs matriciels. Vu la complexité de ces dispositifs, ceux-ci se situent essentiellement dans le domaine des fortes puissances nécessitant de basses fréquences d'opération. Ils servent essentiellement à la commande de vitesse de grandes machines alternatives telles que les machines synchrones [2].

Les convertisseurs matriciels sont des convertisseurs AC/AC directs à commutation forcée. Ils permettent d'obtenir, à partir d'un réseau AC de fréquence donnée, une ou plusieurs tensions de fréquence inférieures et même supérieures à celle du réseau d'alimentation avec une amplitude variable. Cela rend ces convertisseurs AC/AC les plus flexibles. De ce fait, ce type de convertisseur va être le thème d'étude de ce mémoire.

Comme tout système, le convertisseur matriciel peut être le siège d'incidents conduisant au mal-fonctionnement ou défaillances d'une ou plusieurs parties du système. Afin d'éviter une dégradation totale du système suite à une défaillance partielle, il est nécessaire de localiser et d'identifier le défaut pour prendre la décision adéquate. Dans ce sens, le travail proposé dans ce mémoire s'attarde sur le diagnostic de convertisseur matriciel 3x3.

A cet effet, le présent travail s'articule sur les trois chapitres suivants :

Dans le premier chapitre, des généralités sur les différents convertisseurs AC/AC sont présentées.

Le deuxième chapitre est dédié à la modélisation du convertisseur matriciel 3x3, ainsi qu'à la présentation de la commande par la méthode de Venturini appliquée sur le convertisseur matriciel 3x3.

Dans le troisième chapitre, nous synthétiserons en premier lieu les défauts les plus fréquents dans un convertisseur matriciel et en second lieu les différentes méthodes de diagnostic existantes. Ensuite, nous allons simuler l'association convertisseur matriciel 3x3- machine asynchrone en mode de fonctionnement sain et en mode de fonctionnement défaillant. Nous allons mener une analyse de différents cas du fonctionnement du convertisseur matriciel 3x3 (fonctionnement normale et avec défaut) en vue de concevoir un système de diagnostic localisant la partie défaillante du convertisseur. Les résultats de simulation vont être présentés et commentés à la fin du chapitre.

Nous terminons par une conclusion sur l'ensemble de cette étude et nous proposons des perspectives de ce travail.



Chapitre I

Généralités sur les convertisseurs AC/AC

I.1 Introduction

Dans ce chapitre, les différents convertisseurs AC/AC sont décrits ainsi que leurs avantages et leurs inconvénients.

I.2 Convertisseur AC-AC indirecte (à fréquence intermédiaire (AC / DC / AC))

Généralement le principe des convertisseurs de fréquence est basé sur une conversion indirecte. D'abord, on effectue le redressement de la grandeur alternative en une grandeur continue ou quasi continue qui est ensuite convertie en grandeur alternative de sortie (figure I.1) [3].

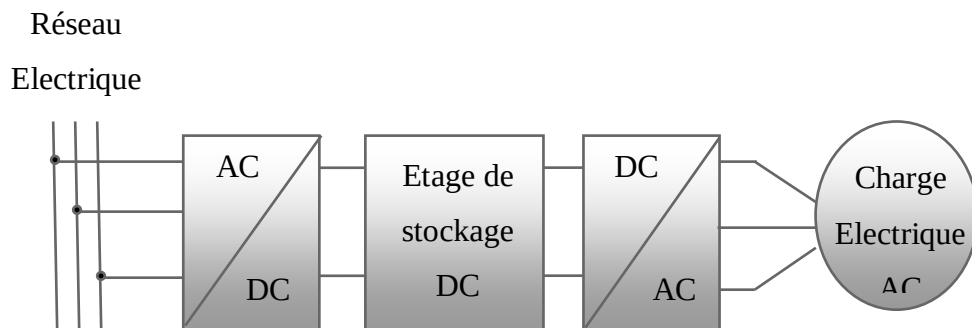


Figure I.1: Schéma synoptique du convertisseur AC-AC indirect (à fréquence intermédiaire (AC / DC / AC))

Dépendamment du type de liaison mis en œuvre, du type de commande utilisé et de la nature des commutations des différents étages (redresseur et onduleur), différentes structures sont possibles pour réaliser ce type de convertisseur [3].

Il existe principalement trois types différents de convertisseurs de fréquence indirects :

I.2.1 Convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire de courant continu (à stockage inductif)

Le circuit intermédiaire consiste en une inductance de stockage (figure I.2), imposant le courant du circuit intermédiaire aux phases de la charge. Cette structure est caractérisée par une dynamique limitée des courants de sortie (courants de phases de la charge).

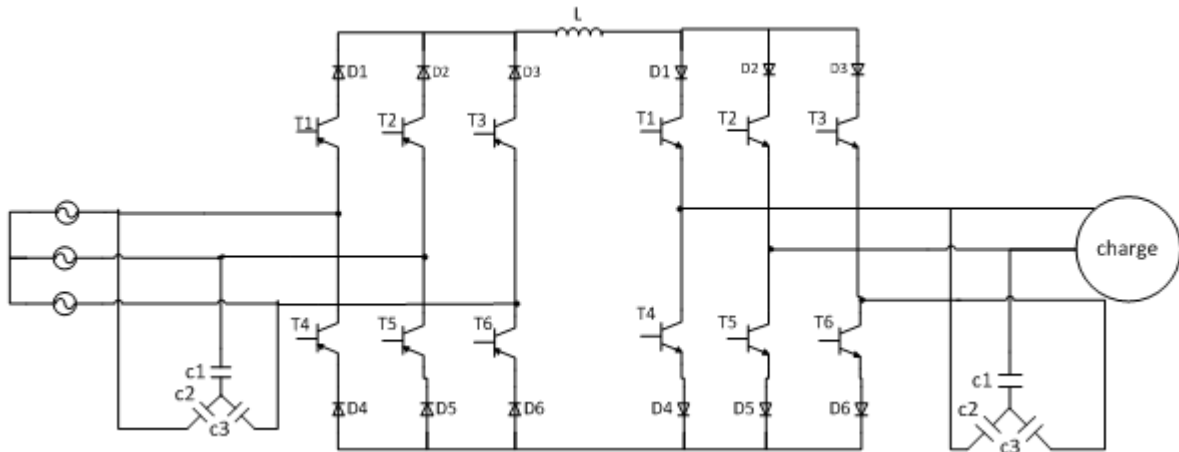


Figure I.2: Convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire de courant continu (à stockage inductif)

I.2.2 Convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire de tension continue (à stockage capacitif)

Le circuit intermédiaire consiste en un condensateur de stockage (figure I.3, figure I.4, figure I.5), imposant la tension du circuit intermédiaire aux phases de la charge.

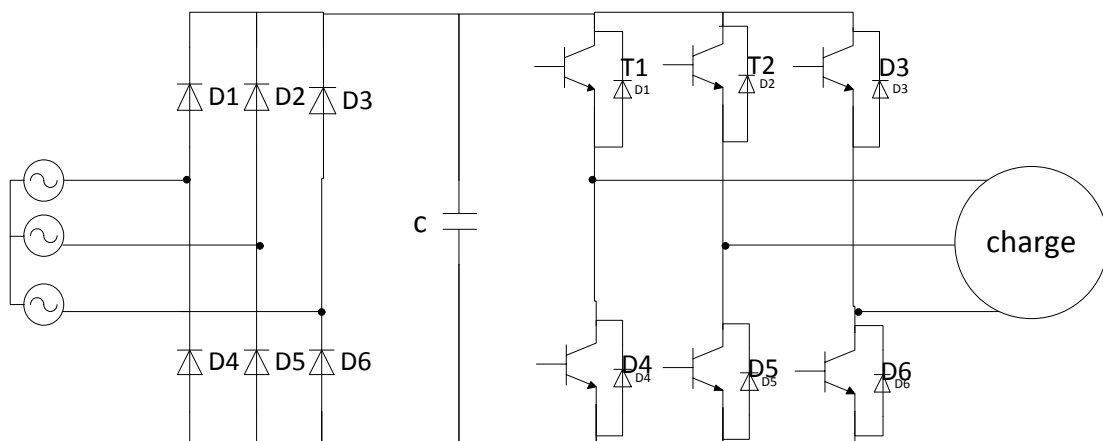


Figure I.3: Convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire de tension continue (à stockage capacitif) avec redresseur non commandable

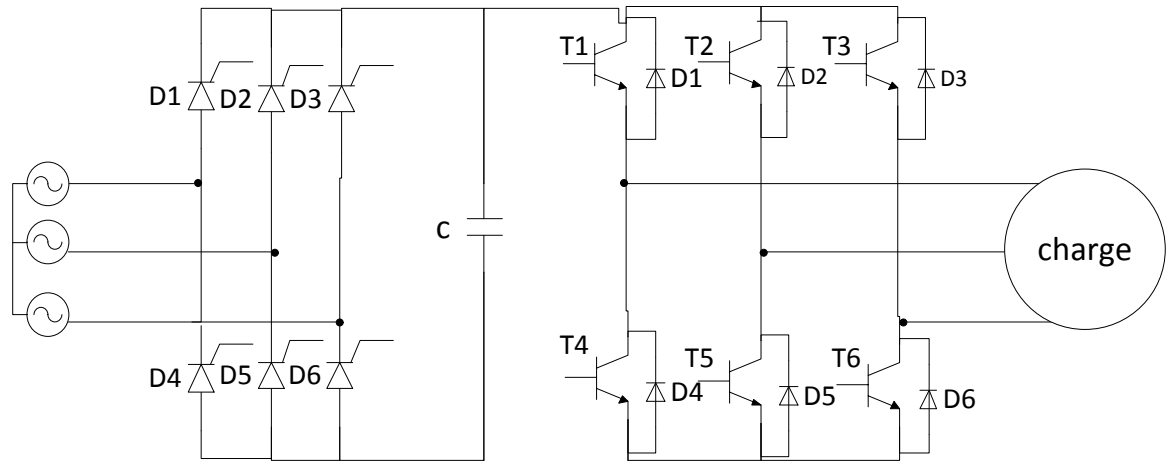


Figure I.4: Convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire de tension continue (à stockage capacitif) avec redresseur commandable

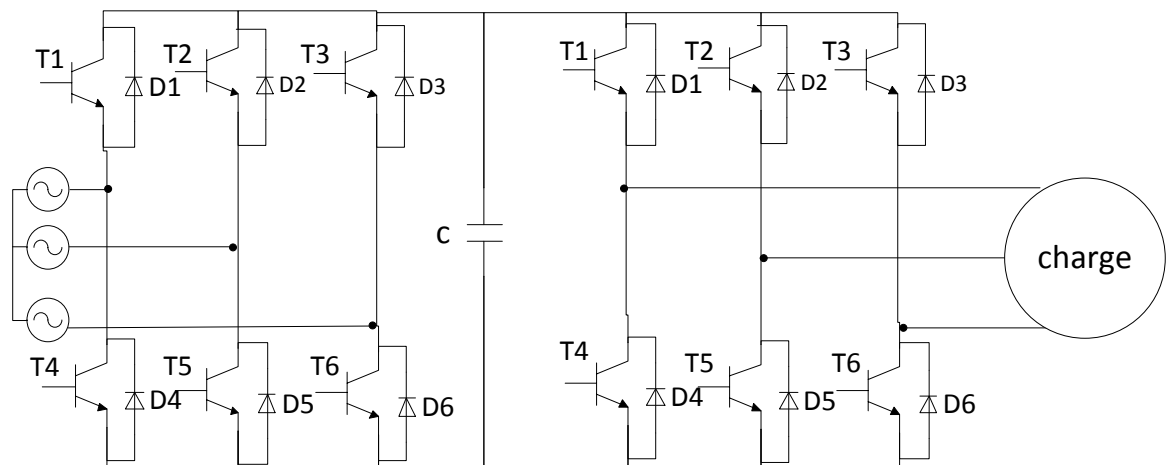


Figure I.5: Convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire de tension continue (à stockage capacitif) avec redresseur à MLI

I.2.3 Convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire oscillant

Ce circuit fonctionne également à base d'une tension intermédiaire à l'aide d'un circuit de résonance LC ainsi que des commutateurs auxiliaires [4].

I.3 Convertisseur AC-AC direct

Suivant les indications de la figure (I.6) et que la conversion s'effectue en une seule étape car on convertit une grandeur alternative d'entrée en une grandeur alternative de sortie [5].

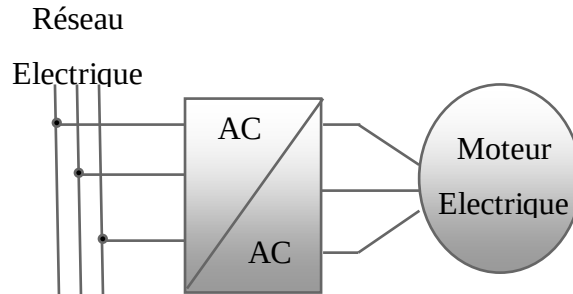


Figure I.6: Structure générale du convertisseur AC/AC direct

Le convertisseur direct peut être identifié en tant que trois approches topologiques distinguées.

I.3.1 Gradateur

Bien que cela ne soit pas la seule technique possible, tous les gradateurs fonctionnent actuellement sur le principe de la commande de phase, et qui, rappelons le, consiste à amorcer les thyristors avec un retard réglable, par exemple par rapport au passage par zéro d'une tension d'alimentation, et à laisser le blocage s'effectuer en commutation naturelle [6].

La structure de base repose sur un interrupteur électronique (figure I.3) capable de conduire dans les deux sens à l'état passant et de supporter une tension également dans les deux sens à l'état bloqué. Cet interrupteur peut être alors réalisé :

Soit avec 1 seul composant : le triac

Soit en assemblant deux thyristors tête-bêche



a) Triac

b) Thyristors Tête-bêche

Figure I.7: Modèle d'un interrupteur électronique utilisé dans le gradateur

On distingue trois types de commande :

- Commande par angle de phase.
- Commande par train d'onde.
- Commande par hachage (commande MLI).

I.3.2 Cycloconvertisseur

C'est un convertisseur direct, de forte puissance, dont la fréquence de sortie est limitée. Son principe du fonctionnement est de prendre des fractions des tensions sinusoïdales du réseau afin de reproduire une onde de fréquence inférieure. Son utilisation génère par conséquent des perturbations harmoniques importantes qui nuisent au facteur de puissance du dispositif [7].

Il est utilisé dans des applications et dans des procédés à grandes dynamiques de la métallurgie où l'on recherche des performances en couple. Il peut alimenter aussi bien des machines synchrones que des machines asynchrones, malgré sa simplicité apparente [8] [9] figure (I.8).

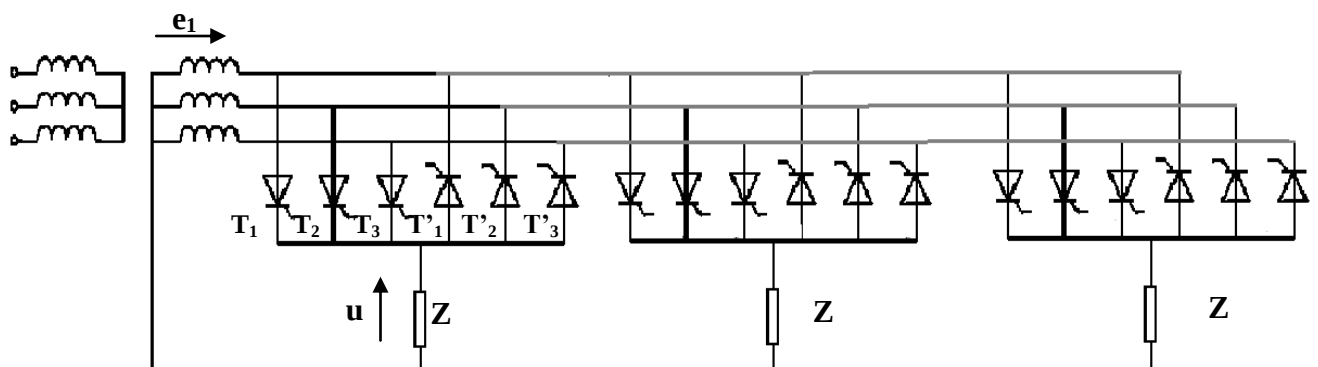


Figure I.8 : Structure de Cycloconvertisseur triphasé

I.3.3 Convertisseur matriciel

Le convertisseur matriciel est un convertisseur direct de puissance AC/AC constitué exclusivement de semi-conducteurs. Il est également connu sous les noms de convertisseur direct de fréquence (CDF) et de cycloconvertisseur à commutation forcée.

Il a été d'abord présenté en 1979 par Peter Wood Basé sur le travail de B.Pelly et de L. Gyugyi. Plus tard, Alesina et Venturini ont employé cette topologie pour développer le

premier convertisseur alternatif/ alternatif à commutation forcée. Aux alentours de 1988 Venturini a présenté des résultats d'une première réalisation d'un convertisseur matriciel.

Ils tiennent leur nom (Convertisseur matriciel) du fait qu'ils sont constitués d'un tableau d'interrupteurs quatre cadrans de dimension $m \times n$ qui connectent directement une source de tension m -phasée à une source de courant n -phasée. La structure matricielle où chaque phase de sortie est reliée à l'une des phases d'entrée par l'intermédiaire d'un réseau d'interrupteurs bidirectionnels. Les ondes de sortie, qui varient en fréquence et en amplitude, sont construites selon un principe d'échantillonnage des signaux d'entrées.

Ces convertisseurs AC-AC sont bidirectionnels en puissance, permettent d'obtenir des tensions de sortie variables en amplitude et en fréquence et d'ajuster le facteur de puissance en entrée (figure I.9) [10].

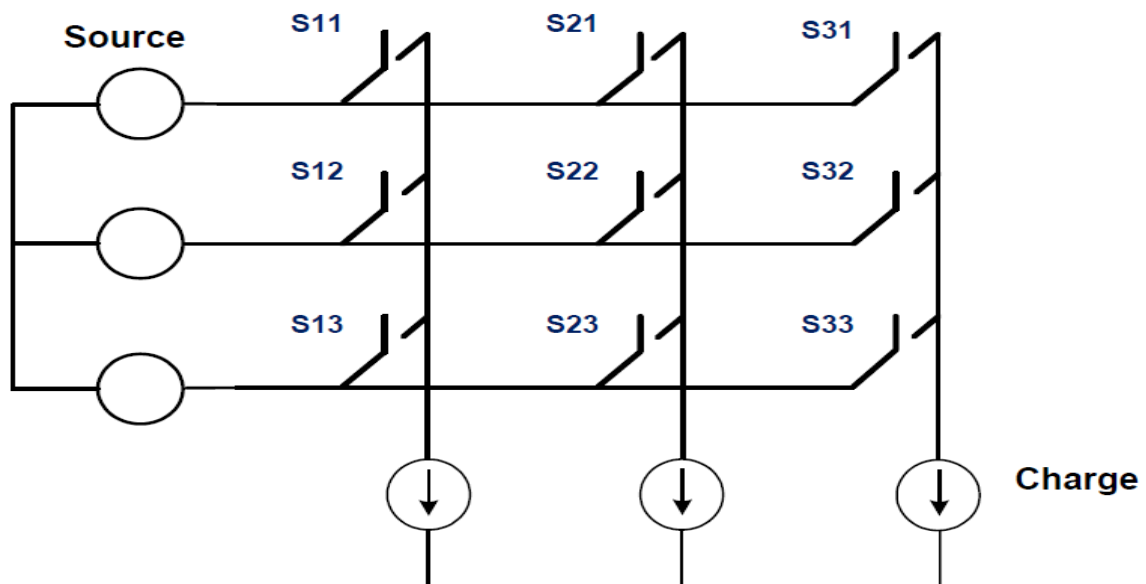


Figure I.9: Structure triphasée du convertisseur matriciel 3x3

I.4 Caractéristiques des convertisseurs AC/AC

Le tableau ci-dessous regroupe les caractéristiques des convertisseurs AC/AC les plus utilisés.

	Cycloconvertisseur	Red-Ond à MLI	Convertisseur matriciel
Technologie	Ancienne	Moderne	En cours de développement
Conversion	AC-AC	AC-DC-AC	AC-AC
Fréquence Limite	40%de fentrée	Illimitée	Illimitée
Nombre d'interrupteurs	36 Unidirect	18 Unidirect	09 Bidirect
Qualité du signal de sortie	Acceptable	Bonne	Très Bonne
Complexité	Moyenne	Grandes	Grandes
Pertes	Faibles	Grandes	Pratiquement faible
Poids Physique	Lourd	Moyen	Léger tout

Tableau I.1: Comparaison des caractéristiques des convertisseurs AC/AC

I.5 Conclusion

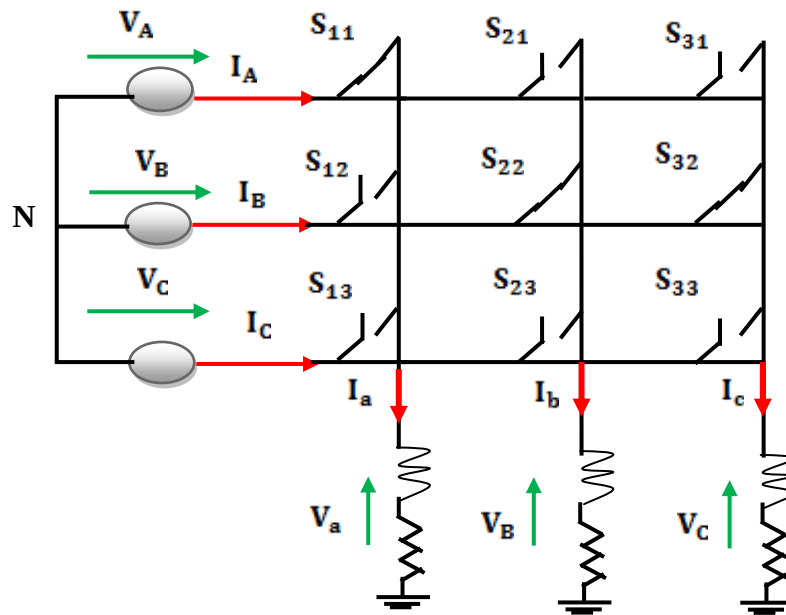
Dans ce chapitre, différents convertisseurs AC/AC sont présentés ainsi que les caractéristiques de chacun. Vu les avantages inhérents du convertisseur matriciel par rapport aux autre convertisseurs, on a opté pour étudier la commande et le diagnostic de ce type de convertisseur, chose qui passe inévitablement par sa modélisation. Cette étape est développée dans le chapitre suivant.

Chapitre II
***Modélisation et commande du convertisseur
matriciel (3x3)***

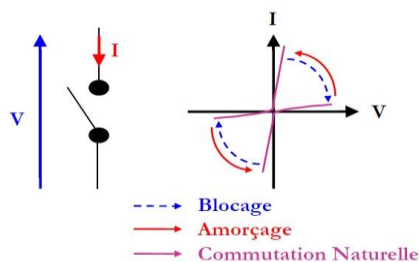
II.1 Modélisation du convertisseur matriciel (3x3)

II.1.1 Modélisation du convertisseur en fonction des états logiques des interrupteurs

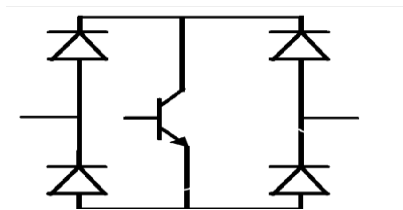
Le convertisseur matriciel 3x3 nécessite l'utilisation de neuf interrupteurs quatre segments, dont la caractéristique statique est représentée à la figure suivante. Ces interrupteurs sont commandables aussi bien à l'amorçage qu'au blocage et nécessitent d'avoir la capacité de bloquer une tension ainsi que de conduire un courant quel que soit son signe [10].



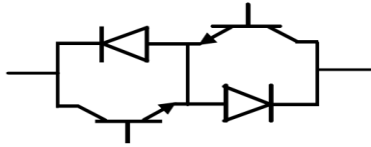
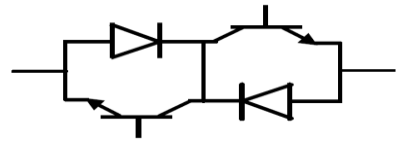
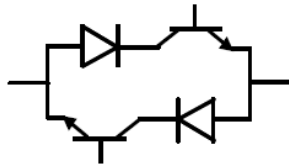
a. Schéma électrique du convertisseur matriciel (3x3)



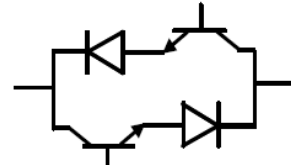
b. Caractéristique statique/dynamique idéale



c. Topologie transistor connecté à un pont à diode

**d. Topologie à émetteur commun****e. Topologie collecteur commun**

(a)



(b)

f. Topologies sans connexion centrale**Figure II.1: Structure du convertisseur matriciel 3x3 avec ses différents interrupteurs possibles**

Avant d'entamer l'étude de la configuration triphasée, on pose les deux hypothèses de travail suivantes :

La source de tension triphasée est équilibrée :

$$V_{in}(t) = \begin{bmatrix} v_A(t) \\ v_B(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |V_{in}| \cdot \cos(\omega_i t) \\ |V_{in}| \cdot \cos\left(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ |V_{in}| \cdot \cos\left(\omega_i t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II-1})$$

La charge est considérée comme source de courant (charge inductive) afin de respecter la règle d'alternance des sources. En pratique, la plupart des charges d'application en électrotechnique sont de nature inductive, ou peuvent le devenir par l'ajout d'une inductance.

La règle d'alternance des sources impose également au fonctionnement des convertisseurs de puissance les deux conditions de commutation décrites ci-dessous :

Une source de tension ne doit jamais être court-circuitée.

La charge, de nature inductive, doit être considérée comme source de courant et ne doit jamais voir son circuit en boucle ouverte (circuit ouvert). [11].

On définit la fonction d'existence h_{ij} associée à chaque interrupteur S_{ij} reliant la phase de sortie « i » à la phase d'entrée « j » comme suit :

$$\begin{cases} h_{ij} = 0 & \text{si l'interrupteur } s_{ij} \text{ est ouvert.} \\ h_{ij} = 1 & \text{si l'interrupteur } s_{ij} \text{ est fermé.} \end{cases} \quad (\text{II-2})$$

Les deux conditions de commutation peuvent alors être interprétées mathématiquement en utilisant la fonction d'existence par les équations suivantes :

$$\begin{cases} h_{11} + h_{12} + h_{13} = 1 \\ h_{21} + h_{22} + h_{23} = 1 \\ h_{31} + h_{32} + h_{33} = 1 \end{cases} \quad (\text{II-3})$$

Leur interprétation permet de conclure qu'il faut assurer la fermeture d'un seul interrupteur et un seul à la fois, en référence à chaque phase de sortie. La Figure II.2 présente un exemple de chronogramme du fonctionnement des neuf interrupteurs d'un convertisseur matriciel triphasé.

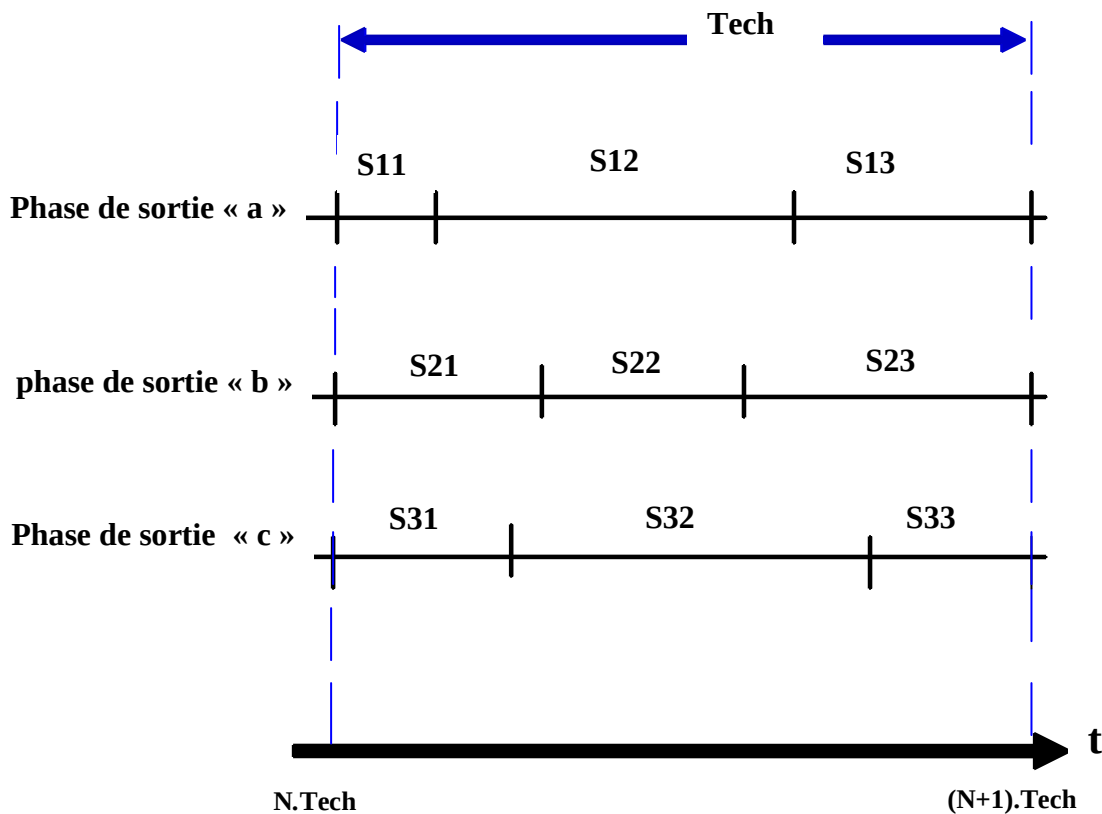


Figure II.2: Exemple de chronogramme du fonctionnement des interrupteurs S_{ij} sur une période d'échantillonnage

Pour une configuration 3x3, les conditions de commutation sûre, sur toute la période d'échantillonnage, génèrent $3^3=27$ possibilités de connexion (ou configurations).

Sur chaque période d'échantillonnage T_{sch} , trois interrupteurs, associés à une phase de sortie, commutent en séquence.

La Figure II.3 présente un exemple de connexion entre les phases d'entrées et de sorties à un instant donné. Ici, les interrupteurs S_{11} , S_{22} et S_{33} sont fermés.

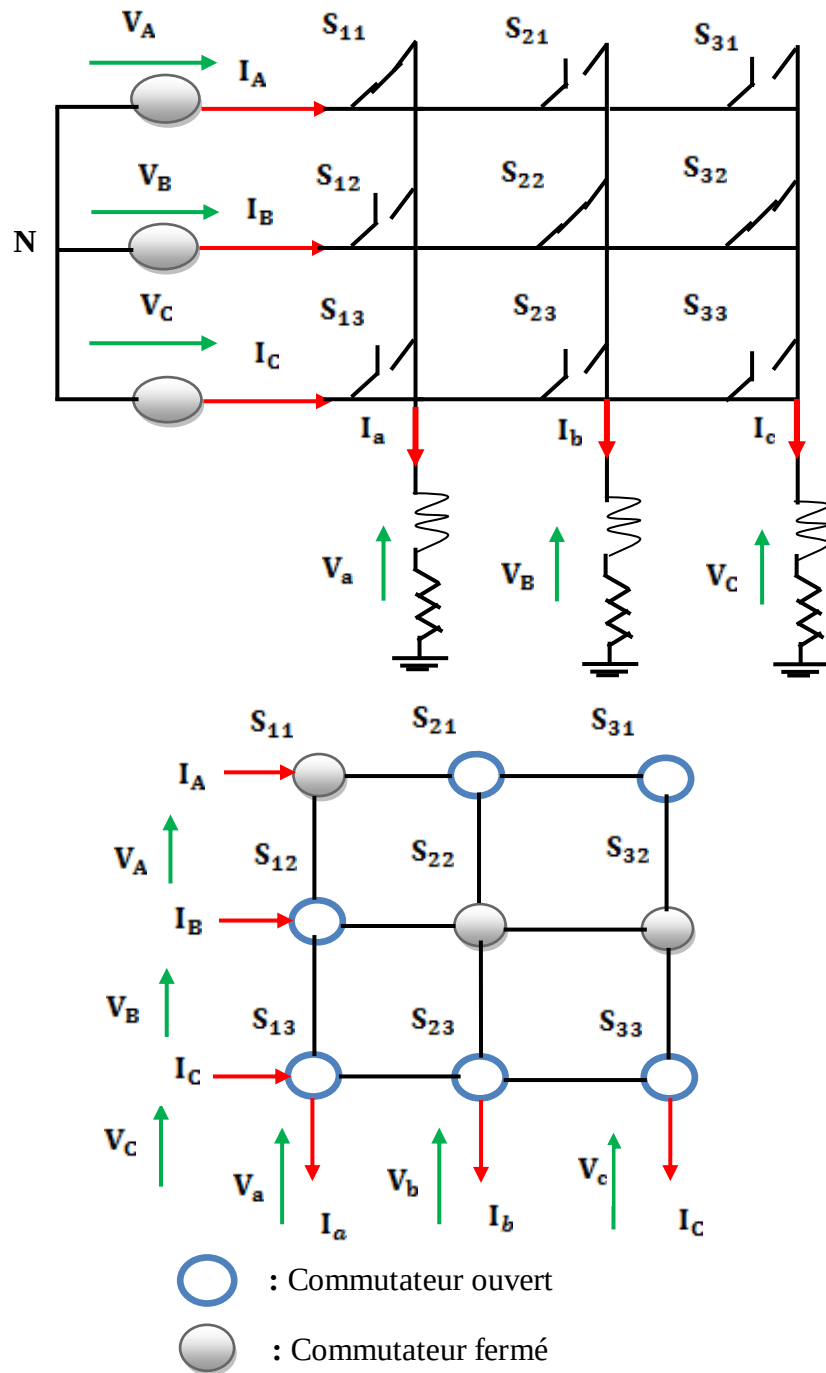


Figure II.3: Exemple de connexions possibles dans un convertisseur matriciel

En appliquant la loi des mailles, on observe que la phase de source « A » est connectée à la phase de charge « a » ce qui revient à écrire : $V_a = V_A$. De la même manière, on établit les relations entre les phases de sorties « b » et « c » et les phases d'entrée. On obtient alors les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_a = V_A \\ V_b = V_B \\ V_c = V_B \end{cases} \quad (\text{II-4})$$

En appliquant la loi des nœuds, on en déduit les relations entre courants de source et les courants de charge; pour l'exemple cité, on arrive aux équations suivantes :

$$\begin{cases} I_A = I_a \\ I_B = I_b + I_c \\ I_C = 0 \end{cases} \quad (\text{II-5})$$

En faisant appel aux relations précédentes, on arrive à la formulation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_B \end{bmatrix} \quad (\text{II-6})$$

$$\begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b + I_c \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II-7})$$

En appliquant les lois de maille de Kirchoff de la même manière pour les différentes configurations possibles, on construit les systèmes d'équations donnant les valeurs des tensions de sortie (II.8) et des courants d'entrée (II.9) en fonction de h_{ij} .

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = [H] \cdot \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \quad (\text{II-8})$$

$$\begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} & h_{31} \\ h_{12} & h_{22} & h_{32} \\ h_{13} & h_{23} & h_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = [H]^T \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (\text{II-9})$$

II.1.2 Modélisation du convertisseur en fonction des rapports cycliques des interrupteurs

On admet, pour un fonctionnement adéquat du convertisseur, une fréquence d'échantillonnage très élevée comparativement à la fréquence des signaux d'entrée et de sortie [12].

$$\left(T_{ech} = \frac{1}{f_{ech}}\right) \ll T \quad (II-10)$$

Il devient possible, sur une période d'échantillonnage suffisamment courte, de considérer les tensions d'entrée comme constantes; la valeur moyenne de la tension de sortie construite sur une période d'échantillonnage est donné par l'équation (II-11).

À chaque pas de commutation, des portions des trois signaux d'entrée sont prélevées et connectées à la charge, si bien qu'en moyenne l'onde construite correspond à l'onde de tension de référence.

$$V_{0.T_{ech}} = \frac{1}{T_{ech}} \cdot (t_A V_A + t_B V_B + t_C V_C) \quad (II-11)$$

Où :

t_A : temps de fermeture de l'interrupteur reliant la phase d'entrée « A » à la phase de sortie que l'on désire construire (t_{11}, t_{21}, t_{31}).

t_B : temps de fermeture de l'interrupteur reliant la phase d'entrée « B » à la phase de sortie que l'on désire construire (t_{12}, t_{22}, t_{32}).

t_C : temps de fermeture de l'interrupteur reliant la phase d'entrée « C » à la phase de sortie que l'on désire construire (t_{13}, t_{23}, t_{33}).

Les rapports cycliques de chaque interrupteur S_{ij} sont définis comme suit :

$$m_{ij} = \frac{t_{ij}}{T_{ech}} \quad 0 < m_{ij} < 1 \quad (II-12)$$

L'équation (II-8) utilisée pour les phases de sorties a, b et c permet, en introduisant la définition précédente (II-12), de construire deux nouveaux systèmes d'équations :

Les tensions de sortie moyennées sur une période d'échantillonnage sont définies par le système (II-13) :

$$\begin{bmatrix} V_{a.T_{ech}} \\ V_{b.T_{ech}} \\ V_{c.T_{ech}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} \\ m_{31} & m_{32} & m_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = [M] \cdot \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \quad (II-13)$$

Les courants d'entrée sont, quant à eux, définis par le système (II-14) :

$$\begin{bmatrix} I_{A.Tech} \\ I_{B.Tech} \\ I_{C.Tech} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{21} & m_{31} \\ m_{12} & m_{22} & m_{32} \\ m_{13} & m_{23} & m_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = [M]^T \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (II-14)$$

La commande du convertisseur matriciel doit calculer en temps réel les éléments de la matrice M, c'est-à-dire, les rapports cycliques des neuf interrupteurs.

Les éléments de la matrice M, présents dans les équations (II-13) et (II-14) servent à moduler les vecteurs tensions d'entrée afin d'obtenir les vecteurs tensions de sortie ayant un contenu basse fréquence identique à la référence que l'on désire reproduire. [13].

II.1.3 Amélioration du ratio de tension

Lors des séquences d'échantillonnage, la charge est directement connectée à la source. La tension de sortie construite doit être incluse dans l'enveloppe formée par les tensions d'entrées. La figure II.4 expose la zone dans laquelle il est possible de construire l'onde de sortie; le ratio de tension ne peut excéder 50% de la tension de source et il définit une limitation majeure du convertisseur matriciel. Il y a dans cette zone, se situant entre + et - 50 % de l'amplitude maximale, toute l'information provenant des trois tensions d'entrée VA, VB et VC permettant de construire un nouveau signal de fréquence quelconque [14].

Toutefois, des études démontrent qu'un décalage systématique des points neutres aux ports d'entrée et de sortie du convertisseur permet d'accroître le gain théorique à une valeur maximale de 86.67%. [15], [16].

La méthode, la plus pratique proposée, consiste à faire varier virtuellement le point neutre, par une modulation appropriée des signaux de référence. Les équations (II.15), (II.16) et (II.17) définissent les expressions des tensions de références permettant d'obtenir des gains de tension respectivement de 50%, 75% et 86.67%.

Sans modulation du point neutre le gain maximal est de 50 %

$$V_{oref} = V_0 \cdot [\cos(\omega_0 \cdot t)] \quad (II.15)$$

Avec modulation à $3 \cdot \omega_i$ du point neutre de l'entrée, le gain maximal est de 75 % (figure II.10)

$$V_{oref} = V_0 \cdot \left[\cos(\omega_0 \cdot t) + \frac{1}{4} \cdot \cos(3 \cdot \omega_i \cdot t) \right] \quad (II.16)$$

Avec modulation du point neutre de l'entrée à $3 \cdot \omega_i$ et de la sortie à $3 \cdot \omega_o$ le gain maximal de 86.67 %

$$V_{ref} = V_0 \cdot \left[\cos(\omega_0 \cdot t) + \frac{1}{4} \cdot \cos(3 \cdot \omega_i \cdot t) - \frac{1}{6} \cdot \cos(3 \cdot \omega_0 \cdot t) \right] \quad (\text{II.17})$$

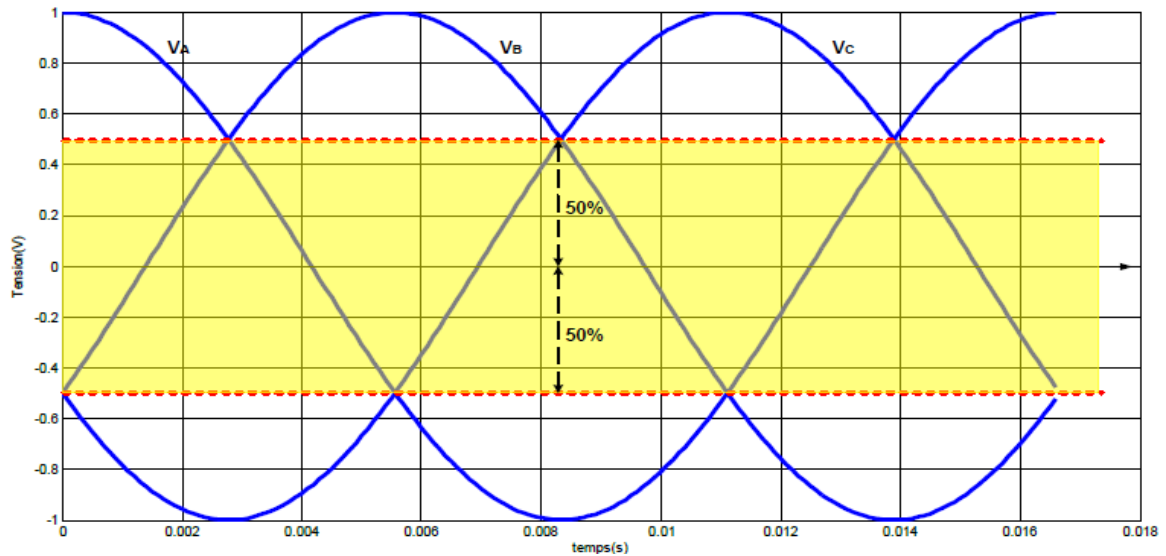


Figure II.4: Zone de construction des ondes de sortie

La modulation systématique des neutres au port d'entrée et de sortie permet ainsi d'augmenter le ratio de tension. Par l'ajout d'un 0.25 de troisième harmonique au signal d'entrée, la figure II.5 montre que la tension de sortie peut être construite dans une bande allant de -75 % à +75 % de l'amplitude du signal d'entrée sans limitation de fréquence [16].

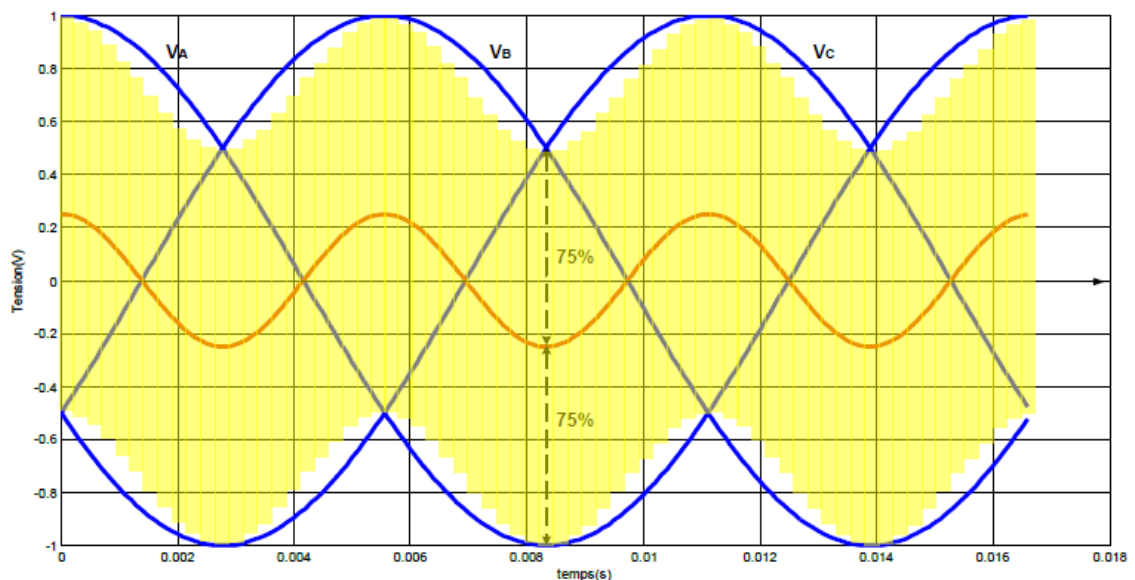


Figure II.5: Zone de construction des ondes de sortie après modification du point neutre de la source pour un gain maximal de 75 % [16].

II.2 Commande du convertisseur matriciel par la méthode de Venturini & Alesina

II.2.1 Introduction

En 1980, Venturini et Alesina ont présenté le convertisseur matriciel commandé par une méthode de commande basée sur une approche mathématique rigoureuse [17].

L'objectif était de réaliser un transformateur électronique idéal capable de faire varier la tension, le courant, la fréquence et le facteur de déplacement.

La méthode, également connue sous le nom « d'approche de fonction de transfert directe », consiste à multiplier le vecteur des tensions d'entrée par la matrice M de modulation afin d'obtenir un vecteur des tensions de sortie, répondant à une consigne de synthèse.

Pour expliquer la méthode, on considère une entrée triphasée équilibrée V_i de pulsation ω_i et une sortie triphasée équilibrée V_o de pulsation ω_o telles que décrites aux équations (II-18) et (II-19) respectivement.

$$V_i(t) = \begin{bmatrix} v_A(t) \\ v_B(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |V_i|. \cos(\omega_i.t) \\ |V_i|. \cos\left(\omega_i.t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ |V_i|. \cos\left(\omega_i.t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II-18})$$

$$V_o(t) = \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |V_o|. \cos(\omega_o.t + \theta_o) \\ |V_o|. \cos\left(\omega_o.t - \frac{2\pi}{3} + \theta_o\right) \\ |V_o|. \cos\left(\omega_o.t - \frac{4\pi}{3} + \theta_o\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II-19})$$

Les courants d'entrée et de sortie sont décrits ci-dessous :

$$I_i(t) = \begin{bmatrix} I_A(t) \\ I_B(t) \\ I_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |I_i|. \cos(\omega_i.t + \Phi_i) \\ |I_i|. \cos\left(\omega_i.t - \frac{2\pi}{3} + \Phi_i\right) \\ |I_i|. \cos\left(\omega_i.t - \frac{4\pi}{3} + \Phi_i\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II-20})$$

$$I_o(t) = \begin{bmatrix} I_a(t) \\ I_b(t) \\ I_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |I_o|. \cos(\omega_o.t + \theta_o + \Phi_o) \\ |I_o|. \cos\left(\omega_o.t - \frac{2\pi}{3} + \theta_o + \Phi_o\right) \\ |I_o|. \cos\left(\omega_o.t - \frac{4\pi}{3} + \theta_o + \Phi_o\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II-21})$$

Le calcul des temps d'activation des neuf interrupteurs est d'abord effectué pour une seule phase de sortie

II.2.2 Analyse sur une branche de sortie

L'analyse sur une seule branche de sortie du convertisseur matriciel permet d'en simplifier l'étude. La généralisation aux deux autres phases de sortie suit une démarche identique en autant que la référence de chacune est simplement déphasée de $-\frac{2\pi}{3}$ et $+\frac{2\pi}{3}$ par rapport à la première.

Comme montré à la Figure II.6, la branche de sortie « a » est reliée aux entrées « A », « B » et « C » à travers les interrupteurs S11, S12 et S13 respectivement.

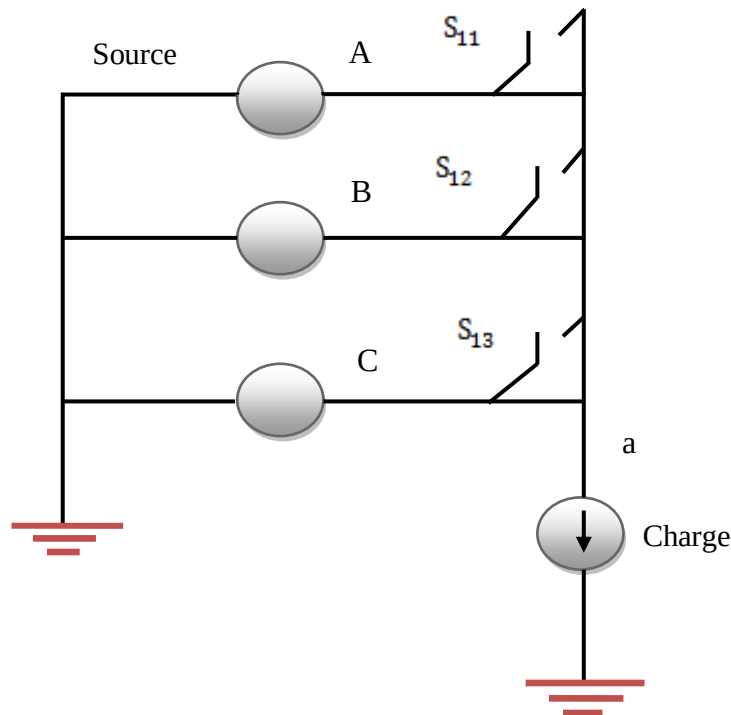


Figure II.6: Convertisseur matriciel trois phases à une phase (3x1)

La tension de sortie est construite à partir des tensions de l'entrée en choisissant les temps d'activation adéquats sur une période de commutation T_{ech} .

Les interrupteurs sont fermés cycliquement de sorte qu'à la séquence k on a :

$$t_1^k + t_2^k + t_3^k = T_{ech} = \frac{1}{f_{ech}} \quad (II-23)$$

L'échantillonnage des phases d'entrée étant une fonction discontinue, il est donc important d'avoir une fréquence d'échantillonnage f_{ech} beaucoup plus élevée que les fréquences f_i des tensions d'entrée et f_{ref} de la tension de référence, ceci, pour que la composante basse fréquence de la série de fourrier de V_{oref} dépende de la valeur moyenne d'une séquence k . L'équation est présentée ici.

$$V_O^k = V_A \cdot t_1^k + V_B \cdot t_2^k + V_C \cdot t_3^k \quad (\text{II-24})$$

II.2.3 Interprétation graphique

La Figure II.7 illustre un système de tension de source triphasée et équilibrée et la construction de la tension de référence V_{oref} à un instant donné.

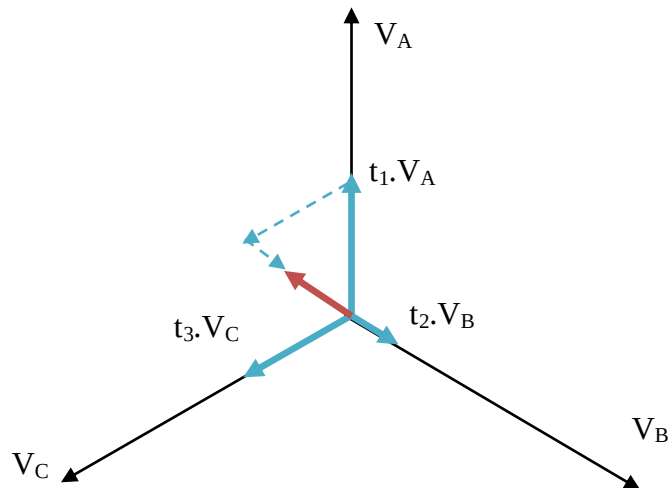


Figure II.7: synthèse de la tension de sortie, pour une séquence k, à partir des tensions d'entrées

En considérant un cas général, le phaseur résultant évoluera de séquence en séquence tel que montré par la figure suivante :

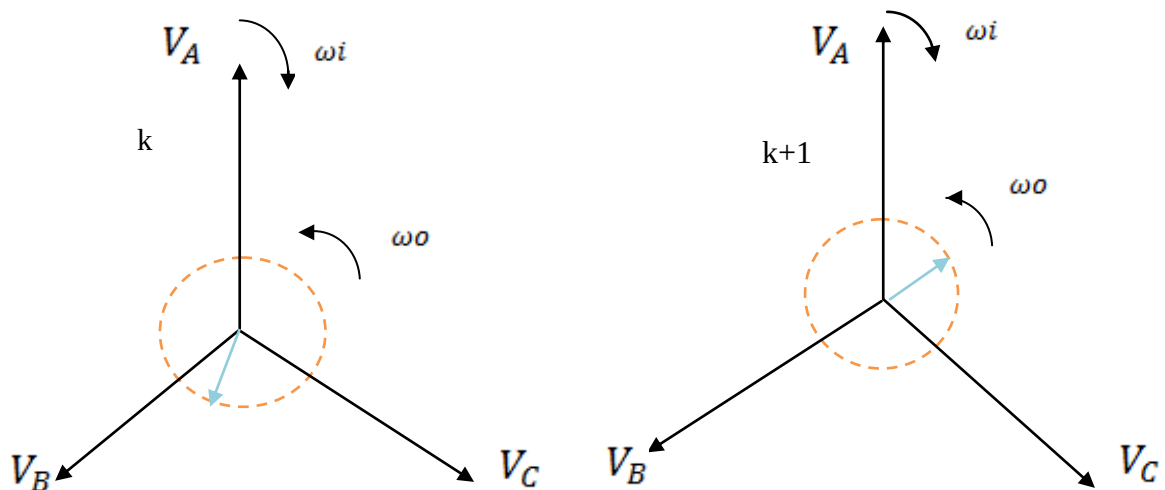


Figure II.8 : Évolution de la référence V_{oref} de la séquence k à k+1 (Cas général)

Dans le cas de la Figure II.8, il devient évident que le phaseur résultant évoluera à une vitesse quelconque par rapport au plan de référence tournant à ω_i . En fait la vitesse et le sens de rotation de V_o sont ceux de la consigne de référence.

II.2.4 Détermination des temps de fermeture des interrupteurs

La tension V_o résultante à la séquence k est la somme exprimée par l'équation (II-25) sachant que :

$$\begin{cases} v_A = |V_i|. \cos(\omega_i.t) + j. |V_i|. \sin(\omega_i.t) \\ v_B = |V_i|. \cos\left(\omega_i.t - \frac{2\pi}{3}\right) + j. |V_i|. \sin\left(\omega_i.t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_C = |V_i|. \cos\left(\omega_i.t - \frac{4\pi}{3}\right) + j. |V_i|. \sin\left(\omega_i.t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (II-25)$$

On aura :

$$V_o = Re\{V_o\} + j.Im\{V_o\}$$

Avec :

$$Re\{V_o\} = t_1. |V_i|. \cos(\omega_i.t) + t_2. |V_i|. \cos\left(\omega_i.t - \frac{2\pi}{3}\right) + t_3. |V_i|. \cos\left(\omega_i.t - \frac{4\pi}{3}\right)$$

$$Im\{V_o\} = t_1. |V_i|. \sin(\omega_i.t) + t_2. |V_i|. \sin\left(\omega_i.t - \frac{2\pi}{3}\right) + t_3. |V_i|. \sin\left(\omega_i.t - \frac{4\pi}{3}\right)$$

En posant : $q = \frac{V_o}{V_i}$ gain en tension du convertisseur, on peut écrire :

$$\begin{cases} t_1. \cos(\omega_i.t) + t_2. \cos\left(\omega_i.t - \frac{2\pi}{3}\right) + t_3. \cos\left(\omega_i.t - \frac{4\pi}{3}\right) = q. \cos(\omega_0.t + \theta_0) \\ t_1. |V_i|. \sin(\omega_i.t) + t_2. |V_i|. \sin\left(\omega_i.t - \frac{2\pi}{3}\right) + t_3. |V_i|. \sin\left(\omega_i.t - \frac{4\pi}{3}\right) = q. \sin(\omega_0.t + \theta_0) \end{cases}$$

De plus, la stratégie d'échantillonnage impose l'équation suivante:

$$t_1 + t_2 + t_3 = T_{sch} \quad (II-26)$$

Finalement, la résolution de ce système à trois équations trois inconnues nous donne :

$$\begin{cases} t_1 = \frac{T_{sch}}{3} \left[1 + 2. q. \cos((\omega_0.t + \theta_i).t + \theta_0) \right] \\ t_2 = \frac{T_{sch}}{3} \left[1 + 2. q. \cos\left((\omega_0.t + \theta_i).t + \theta_0 + 2. \frac{\pi}{3}\right) \right] \end{cases} \quad (II-27)$$

$$t_3 = \frac{T_{sch}}{3} \left[1 + 2 \cdot q \cdot \cos \left((\omega_0 t + \theta_i) \cdot t + \theta_0 + 4 \cdot \frac{\pi}{3} \right) \right]$$

La généralisation aux trois branches a pour résultat :

$$\begin{aligned} [T_{mn}] &= \begin{bmatrix} t_{Aa} & t_{Ba} & t_{Ca} \\ t_{Ab} & t_{Bb} & t_{Cb} \\ t_{Ac} & t_{Bc} & t_{Cc} \end{bmatrix} \\ &= \frac{T_{sch}}{3} \begin{bmatrix} 1 + 2 \cdot q \cdot \cos(\omega_m \cdot t + \theta_0) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos \left(\omega_m \cdot t + \theta_0 + \frac{2\pi}{3} \right) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos \left(\omega_m \cdot t + \theta_0 + \frac{4\pi}{3} \right) \\ 1 + 2 \cdot q \cdot \cos \left(\omega_m \cdot t + \theta_0 + \frac{4\pi}{3} \right) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos(\omega_m \cdot t + \theta_0) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos \left(\omega_m \cdot t + \theta_0 + \frac{2\pi}{3} \right) \\ 1 + 2 \cdot q \cdot \cos \left(\omega_m \cdot t + \theta_0 + \frac{2\pi}{3} \right) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos \left(\omega_m \cdot t + \theta_0 + \frac{4\pi}{3} \right) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos(\omega_m \cdot t + \theta_0) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (II-28)$$

Avec :

$$\omega_m = \omega_0 - \omega_i$$

II.2.5 Réglage du facteur de déplacement

La solution de la matrice M présentée est obtenue en considérant une pulsation de sortie ω_0 positive. Ce résultat est celui du mode symétrique pour lequel le courant d'entrée a un déphasage ϕ_i égal au déphasage de sortie ϕ_0 .

Si on considère une pulsation de sortie négative, la matrice de commande M, montrée ci-dessous, donne un courant d'entrée dont le déphasage ϕ_i est égal à l'inverse du déphasage de sortie $-\phi_0$.

$$\begin{aligned} [t_{mn}] &= \begin{bmatrix} t_{Aa} & t_{Ba} & t_{Ca} \\ t_{Ab} & t_{Bb} & t_{Cb} \\ t_{Ac} & t_{Bc} & t_{Cc} \end{bmatrix} \\ &= \frac{T_{sch}}{3} \begin{bmatrix} 1 + 2 \cdot q \cdot \cos(\omega_m \cdot t + \theta_0) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos \left(\omega_m \cdot t + \theta_0 + \frac{2\pi}{3} \right) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos \left(\omega_m \cdot t + \theta_0 + \frac{4\pi}{3} \right) \\ 1 + 2 \cdot q \cdot \cos \left(\omega_m \cdot t + \theta_0 + \frac{4\pi}{3} \right) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos(\omega_m \cdot t + \theta_0) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos \left(\omega_m \cdot t + \theta_0 + \frac{2\pi}{3} \right) \\ 1 + 2 \cdot q \cdot \cos \left(\omega_m \cdot t + \theta_0 + \frac{2\pi}{3} \right) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos \left(\omega_m \cdot t + \theta_0 + \frac{4\pi}{3} \right) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos(\omega_m \cdot t + \theta_0) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (II-29)$$

Avec : $\omega_m = \omega_0 - \omega_i$

La combinaison de ces deux solutions permet d'obtenir un facteur de déplacement unitaire. Il est possible de régler à une valeur quelconque le facteur de déplacement en choisissant judicieusement un taux de remplissage entre ces deux modes.

Dans l'étude faite par Louis Duguay [18], la matrice de commande M est définie comme suit:

$$M = \frac{1+m}{6} \cdot M_{symétrique} + \frac{1-m}{6} \cdot M_{antisymétrique}$$

Avec:

$$m = \frac{\tan(\phi_i)}{\tan(\phi_o)}$$

II.3 Conclusion

À travers ce chapitre, plusieurs aspects technologiques du convertisseur matriciel ont été abordés. La revue de littérature a mis en relief les premiers travaux exposés par Venturini et Alésina.

Une approche générale a été utilisée pour introduire les structures d'un interrupteur bidirectionnel complètement commandable et plusieurs structures ont été présentées. La structure du convertisseur matriciel dépend de cet élément qui a pour rôle d'assurer les commutations entre les phases du port d'entrée et celles de sorties, et ainsi de construire l'onde de sortie désirée.

Le comportement non idéal de l'interrupteur du port de sortie a conduit à l'élaboration de stratégies de commutation qui nécessitent la connaissance du sens du courant. La méthode présentée repose sur la stratégie de commutation en quatre étapes.

Une fonctionnalité importante du convertisseur a été traitée, à savoir la limitation du gain de tension à 87 %. Pour atteindre cette valeur limite de gain, il faut produire une modulation fictive du point neutre réalisée en modifiant la tension de référence que l'on désire construire.

On a aussi mis en évidence que des dispositifs de filtrage et de protection sont nécessaires au bon fonctionnement du convertisseur matriciel; une attention particulière a été portée au filtre d'entrée qui doit être du type amorti et à phase indépendante du courant de charge.

Finalement, l'énoncée des équations du convertisseur matriciel (CM) et des règles de commutation a permis de poser les bases des lois de commande du convertisseur. Le chapitre suivant traite l'application de l'algorithme de commande de Venturini au convertisseur matriciel 3x3 – moteur asynchrone triphasé en mode de fonctionnement sain et mode de fonctionnement défaillant, en vu de concevoir un système de diagnostic du convertisseur matriciel.

Chapitre III

Conception du système de diagnostic du convertisseur matriciel (3x3)



III.1 Introduction

L'apparition d'un défaut sur un système, comme le convertisseur matriciel 3x3, peut conduire à une situation critique, non seulement pour le matériel utilisé et son environnement, mais aussi pour l'opérateur humain.

Depuis quelques années, des travaux sont menés dans le cadre du diagnostic des convertisseurs d'énergie afin de détecter et localiser des défauts sur des composants internes (interrupteur, condensateur, inductance, etc.).

Le diagnostic fait principalement référence à la détection puis l'isolation de la défaillance à partir de l'observation du système (par exemple grâce aux mesures de l'entrée et de la sortie). Autrement dit, La procédure de diagnostic consiste à identifier le défaut en caractérisant ou en identifiant les paramètres du défaut. L'objectif de la détection est d'indiquer si au moins une faute s'est produite. Si une faute est détectée, son isolation consiste à définir l'origine ou la nature de la faute.

III.2 Défauts du convertisseur matriciel

Les trois principaux défauts du convertisseur sont les suivants :

III.2.1 Transistor en court-circuit

Ce type de défaut est très important parce qu'il peut causer d'autres défauts dans le circuit du convertisseur, de plus ce défaut est irréversible. L'origine de ce type de défaut est dû à :

- un vieillissement du composant,
- un dépassement des limites de la valeur nominale de tension ou de courant pendant une longue période.
- une résistance de charge trop petite.
- un court-circuit d'un autre transistor.

Il est plus probable de rencontrer ce type de défaut pendant la phase d'augmentation du courant que pendant sa phase de diminution [19] [20].

III.2.2 Blocage de transistor (transistor maintenu ouvert)

Un transistor bloqué est un transistor qui n'est pas polarisé (absence du signal de commande) ou qui ne s'allume pas bien malgré qu'il soit polarisé. Dans ce cas le transistor n'a aucun rôle. Ce défaut est le plus fréquent dans les convertisseurs statiques [19] [20].

III.2.3 Diode bloquée (diode maintenue ouverte)

Le défaut de diode bloquée est un défaut peu fréquent qui se produit lorsqu'une diode est polarisée mais qui ne permet pas au courant de passer.

L'occurrence de tous les défauts mentionnés précédemment entraîne une modification du fonctionnement du convertisseur et induit ainsi un changement des grandeurs électriques du convertisseur.

III.3 Organisation générale de la procédure de diagnostic

La procédure de diagnostic de défaillances et de dégradations susceptibles d'affecter les différentes entités d'un processus industriel s'articule autour des étapes suivantes :

- L'extraction des informations nécessaires à la mise en forme des caractéristiques associées aux fonctionnements normaux et anormaux, à partir des moyens de mesures appropriées ou d'observations réalisées lors des rondes par les personnels de surveillance.
- L'élaboration des caractéristiques et signatures associées à des symptômes révélateurs de défaillance et de dégradation en vue de la détection d'un dysfonctionnement.
- La détection d'un dysfonctionnement par comparaison avec des signatures associées à des états de fonctionnement normaux et la définition d'indicateurs de confiance dans la détection.
- La mise en œuvre d'une méthode de diagnostic de la défaillance ou de la dégradation à partir de l'utilisation des connaissances sur les relations de cause à effet.
- La prise de décision en fonction des conséquences futures des défaillances et des dégradations. Cette prise de décision peut conduire à un arrêt de l'installation si les conséquences de la défaillance sont importantes pour la sécurité des personnes et des biens ou à une reconfiguration de fonctionnement du procédé pour éviter une perte de production en attendant le prochain arrêt de production le plus propice aux opérations de maintenance corrective [21].

La figure III.1 représente l'ensemble des tâches à réaliser pour assurer un fonctionnement satisfaisant d'un processus industriel. Elles seront détaillées dans les paragraphes suivants :

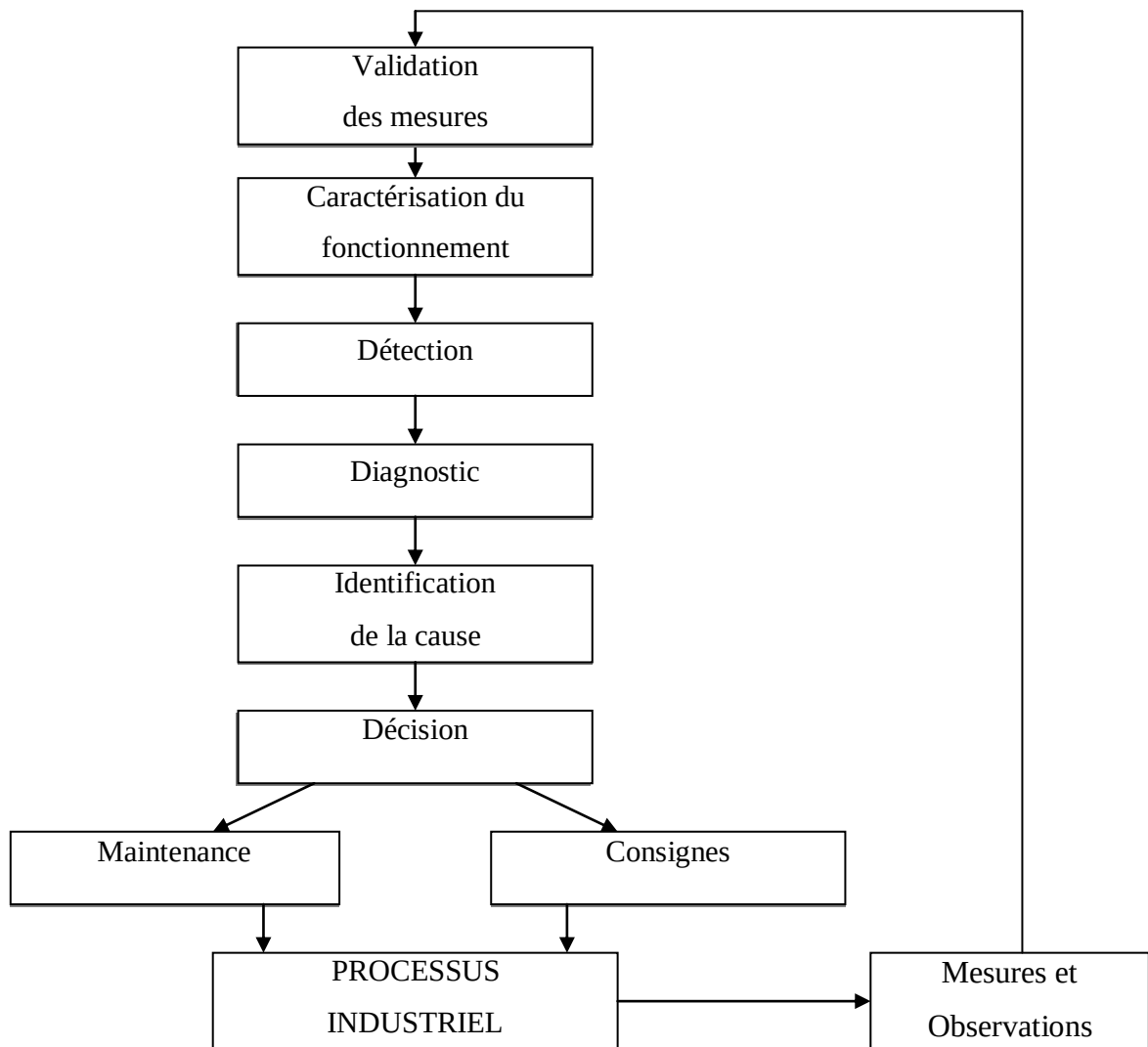


Figure III.1 : Différentes étapes du diagnostic industriel [21]

III.4 Critères de sélection de la méthode de diagnostic

La sélection de la méthode de diagnostic la plus appropriée à un système donné ne peut se faire qu'après un recensement des besoins et des connaissances disponibles. L'inventaire des éléments indispensables à étudier est le suivant :

- nature des causes de défaillance à localiser.

- connaissance des symptômes associés aux défaillances induites par les causes.
- maîtrise des moyens de mesure des symptômes.
- maîtrise des moyens de traitement des symptômes.
- connaissance des mécanismes physiques entre les causes et les effets.
- inventaire du retour d'expérience.
- recensement des expertises disponibles.
- définition du niveau de confiance dans le diagnostic.
- identification des utilisateurs finals du diagnostic.

On peut classer les méthodes de diagnostic en premier lieu dans les deux ou trois grandes familles suivantes [21] :

III.5 Méthodes de diagnostic

Le diagnostic qu'il soit médical ou bien industriel est toujours basé sur la comparaison entre le comportement du procédé défaillant et les connaissances du comportement sain ou de son modèle.

La comparaison nécessite des indicateurs, des symptômes révélateurs qui, une fois analysés permettent d'abord de détecter le comportement défaillant, d'en déduire la fonction ou l'élément en dysfonctionnement (localiser), puis d'en déterminer la cause et enfin, si possible d'y remédier. Le graphe suivant présente les différentes méthodes de diagnostic [21] [22] .

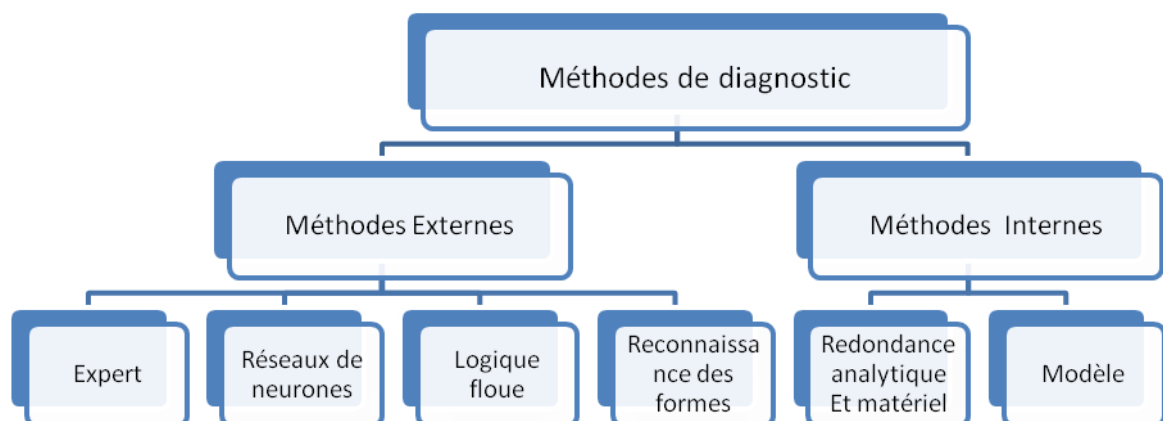


Figure III.2 Synoptique de classement des méthodes de diagnostic

La connaissance du modèle permet de décrire les relations de cause à effet, ces méthodes requièrent une connaissance approfondie du fonctionnement sous la forme de modèle mathématique, ces méthodes utilisent un modèle pour reproduire le comportement du système. Cette famille de méthodes est principalement dérivée des techniques utilisées par les automaticiens. À partir de modèles physiques ou de comportement validé par les techniques d'identification de paramètres, il devient possible de mettre en œuvre la méthode du problème inverse. Le diagnostic de défaillance est possible en suivant en temps réel l'évolution des paramètres physiques ou bien en utilisant l'inversion de modèles de type « boîte noire » [21].

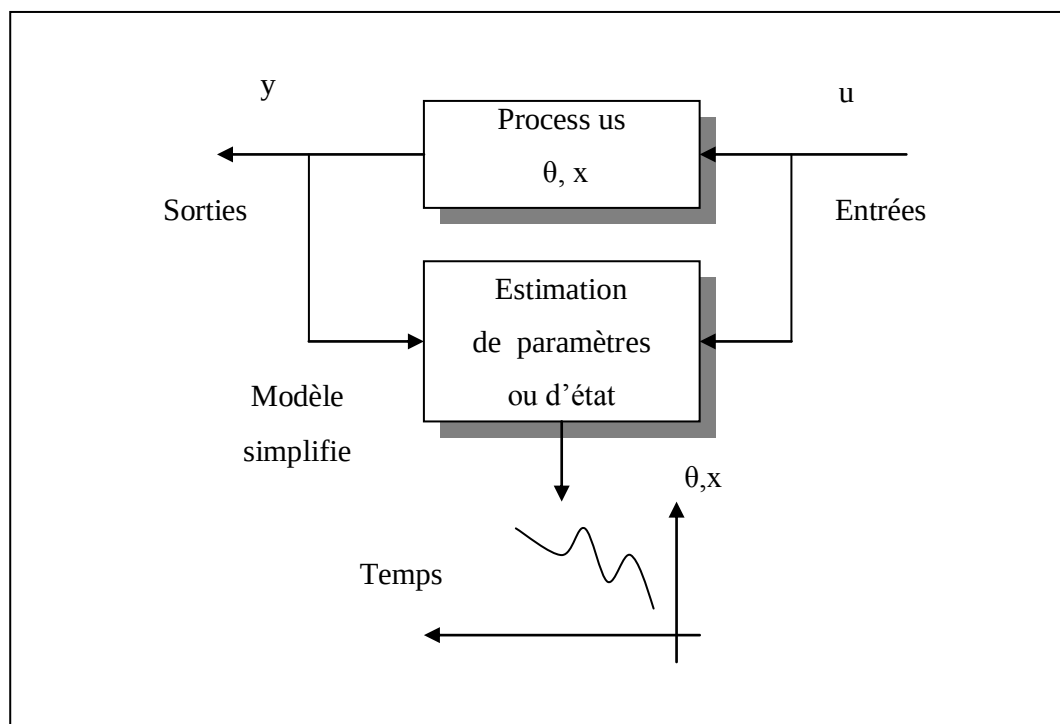


Figure III.3 : Principe de la méthode interne de diagnostic à base de modèle [21]

Les méthodes externes de diagnostic supposent qu'aucun modèle n'est disponible pour décrire les relations de cause à effet. La seule connaissance repose sur l'expertise humaine acquise par apprentissage, ces méthodes se basent sur l'analyse des signaux de convertisseur matriciel.

Au sens strict, ces méthodes supposent qu'aucun modèle n'est disponible pour décrire les relations de cause à effet. La seule connaissance repose sur l'expertise humaine confortée par un solide retour d'expérience. Dans cette catégorie, on retrouve toutes les méthodes basées sur l'intelligence artificielle, qui est presque aussi vieille que l'informatique : Les premiers travaux

et réalisations datent du début des années 50. L'expression « intelligence artificielle » a été proposée par J. McCarthy en 1956. Au sens large, elle inclut la reconnaissance des formes, "les systèmes experts", "la logique floue" et "les réseaux de neurones artificielles". Cependant malgré ce départ rapide, peu d'applications de l'intelligence artificielle sont apparues immédiatement dans le secteur industriel [21].

a. Diagnostic par systèmes experts

Un système expert doit fournir des réponses associées à une situation donnée sachant que la complexité du domaine étudié ne permet pas d'établir a priori toutes les configurations possibles des situations ; ainsi un spécialiste du dépannage réalise son diagnostic à l'aide d'une description partielle de la situation.

A partir de l'ensemble de symptômes dont il dispose, il peut déduire toutes les conclusions possibles, élaborer de nouvelles hypothèses et approfondir son diagnostic en exploitant des informations supplémentaires collectées sur le système à diagnostiquer [21].

b. Diagnostic par logique floue :

Cette approche, contrairement à la logique du tout ou rien de G. Boole, a pour but la prise en compte de la logique de la pensée humaine qui est approximative.

Le concept de sous-ensemble flou a été introduit pour prendre en compte l'imprécision. La fonction d'appartenance à un ensemble flou prend des valeurs sur l'intervalle $[0, 1]$. Celles-ci expriment le degré d'appartenance d'un élément à cet ensemble : 0 pour la non appartenance stricte et 1 pour l'appartenance stricte.

Le principe de fonctionnement du diagnostic basé sur la logique floue consiste à extraire et à calculer les signaux d'entrée, en utilisant les règles linguistiques représentées sous forme de fonctions d'appartenances ; ces règles peuvent contenir tous les modèles possibles qui correspondent au mode de défaut considéré.

En général, la procédure de fonctionnement d'un système flou est effectuée en trois étapes :

- La fuzzification ;
- L'inférence ;
- La défuzzification.

Le bloc fuzzification contient en général un traitement des données préliminaire ; ces données sont alors traitées par des règles linguistiques, ce qui nécessite leur définition par des

fonctions d'appartenance. La fuzzification fournit une série de variables floues, réunies par un vecteur, qui va être introduit au bloc d'inférence.

Dans le bloc inférence, les valeurs des variables linguistiques sont liées par plusieurs règles qui doivent tenir compte du comportement statique et dynamique du système (causes des effets du système à diagnostiquer).

Dans la dernière étape, il faut transformer la valeur floue (linguistique) en une valeur déterminée, ceci eu faisant dans le bloc défuzzification ; en on rencontre les applications de cette méthode pour le diagnostic des machines synchrones [23].

c. Diagnostic par réseaux de neurones

Cette méthode fait partie des méthodes de diagnostic externes. L'idée générale des réseaux de neurones artificielle, et de trouver une nouvelle procédure de calcul pour produire une nouvelle génération d'ordinateur. Cette idée, inspirée de la biologie du cerveau humain, est différente de la méthode conventionnelle utilisée au niveau des ordinateurs.

Cette nouvelle technique semble plus humaine que mécanique. L'homme à toujours rêver de la machine qui parle, pense, oublie et se rappelle. Le but n'est pas de produire une machine humaine ce qu'est impossible, mais de copier et imiter l'approche naturelle de cerveau humaine au profile de la science. Un réseau de neurones artificiels peut être considéré comme une boîte noire, qui reçoit des signaux d'entrée et produit des signaux de sortie c'est un modèle mathématique composé d'un grand nombre d'éléments de calcul organisée sous forme de couches interconnectées.

Dans le cas du diagnostic, les différents états des fonctionnements normaux et anormaux sont le plus souvent caractérisés par des signatures. L'opérateur humain, après avoir mémorisé et appris les différentes formes des signatures associées à un état déterminé, est capable à la lecture d'une nouvelle signature et d'identifier très rapidement l'état de la machine. Si la nouvelle signature est déjà apprise, il devra l'interpréter et la mémoriser. D'une manière générale, un réseau de neurone artificiel est parfaitement défini par [24] :

- la nature des cellules élémentaires qui le constituent (continues binaires ou continues).
- l'architecture et le nombre des couches du réseau.
- la nature des connexions.
- les méthodes d'apprentissage.
- les performances de classification.
- les mécanismes de mémorisation.

III.6 Simulation CM-MAS asynchrone en mode de fonctionnement sain

La simulation de l'association « Réseau électrique – Convertisseur matriciel 3x3 – Moteur asynchrone » est faite par moyen du logiciel Matlab (environnement Simulink). Les paramètres du système simulé sont présentés dans l'annexe 1.

Pour la commande du convertisseur matriciel, trois références sinusoïdales équilibrées de fréquence et d'amplitude variables sont appliquées (fig III.4) et (fig III.5). L'analyse spectrale de la tension de référence de la première phase, pour différents cas, montre la présence de fondamental de différentes amplitudes (140 V et 70 V) et de différentes fréquences (50 Hz, 60 Hz et 40 Hz) plus des harmoniques d'amplitudes quasiment nulles (fig III.6). Les tensions simples du réseau électrique, appliquées à l'entrée du convertisseur matriciel et présentées sur la figure III.7, sont supposées sinusoïdales de même amplitude (310 V) et même fréquence (50 Hz). La figure III.8 illustre la forme d'onde de la tension de sortie de la première phase du convertisseur matriciel, considérée par rapport au neutre du réseau électrique pour une fréquence d'échantillonnage de 2000 Hz. L'analyse spectrale de cette tension montre que l'amplitude de son fondamental est presque égale à celle de la tension de référence pour les différents cas (cas 1 ($V_{refm} = 140$ V, $V_{aNfondm} = 144$ V (approximativement)), cas2 ($V_{refm} = 70$ V, $V_{aNfondm} = 71$ V (approximativement))) comme montré dans la figure III.9. On constate aussi que cette tension change de forme lorsque la fréquence de la tension de référence varie (50 Hz, 60 Hz et 40 Hz) afin de produire un fondamental de même fréquence (figure III.9). il est aussi remarquable que les harmoniques de cette tension se regroupent en famille autour de $(k \cdot m = k \cdot f_{éch}/f_{ref})$, $k=1,2,3 \dots$) (figure III.9). Pour repousser ces harmoniques vers des rangs supérieurs, il suffit d'augmenter la fréquence d'échantillonnage. Pour les éliminer on peut tout simplement utiliser un filtre passe bas. La figure III.10 illustre la forme d'onde de la tension de sortie de la première phase du convertisseur matriciel, considérée par rapport au neutre de la charge.

L'application des tensions de sortie du convertisseur matriciel (de fréquence et d'amplitude variables) sur une machine asynchrone triphasée produit des courants statoriques de forme quasiment sinusoïdale (figure III.11), une vitesse rotorique réglable et un couple électromagnétique de la machine oscillant autour du couple résistant (à vide (0 N.m) et en charge (5 N.m)) (fig III.12).

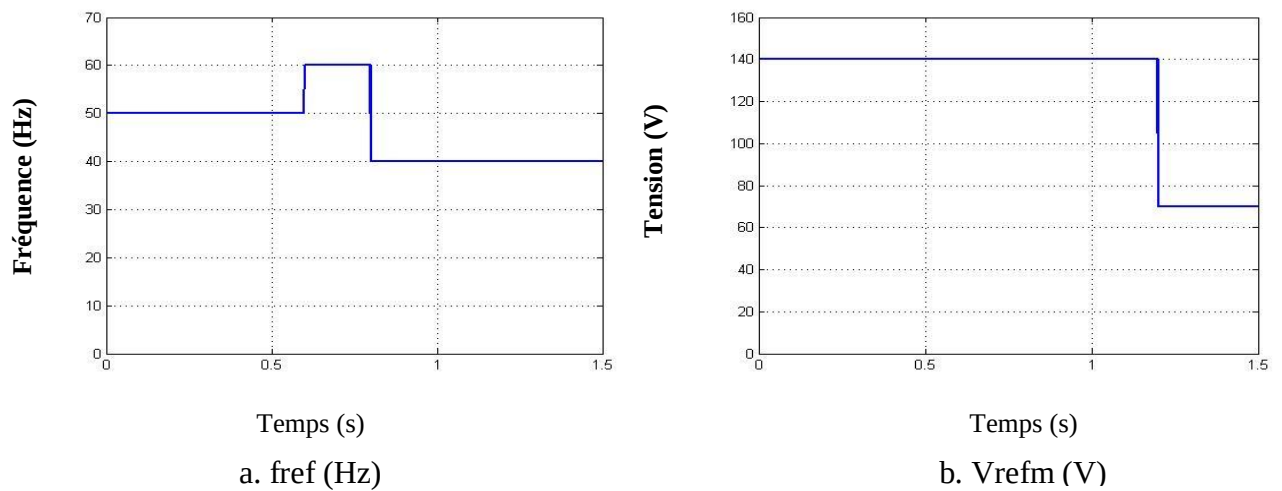


Figure III.4: Évolution de la fréquence et d'amplitude des tensions de références du convertisseur matriciel

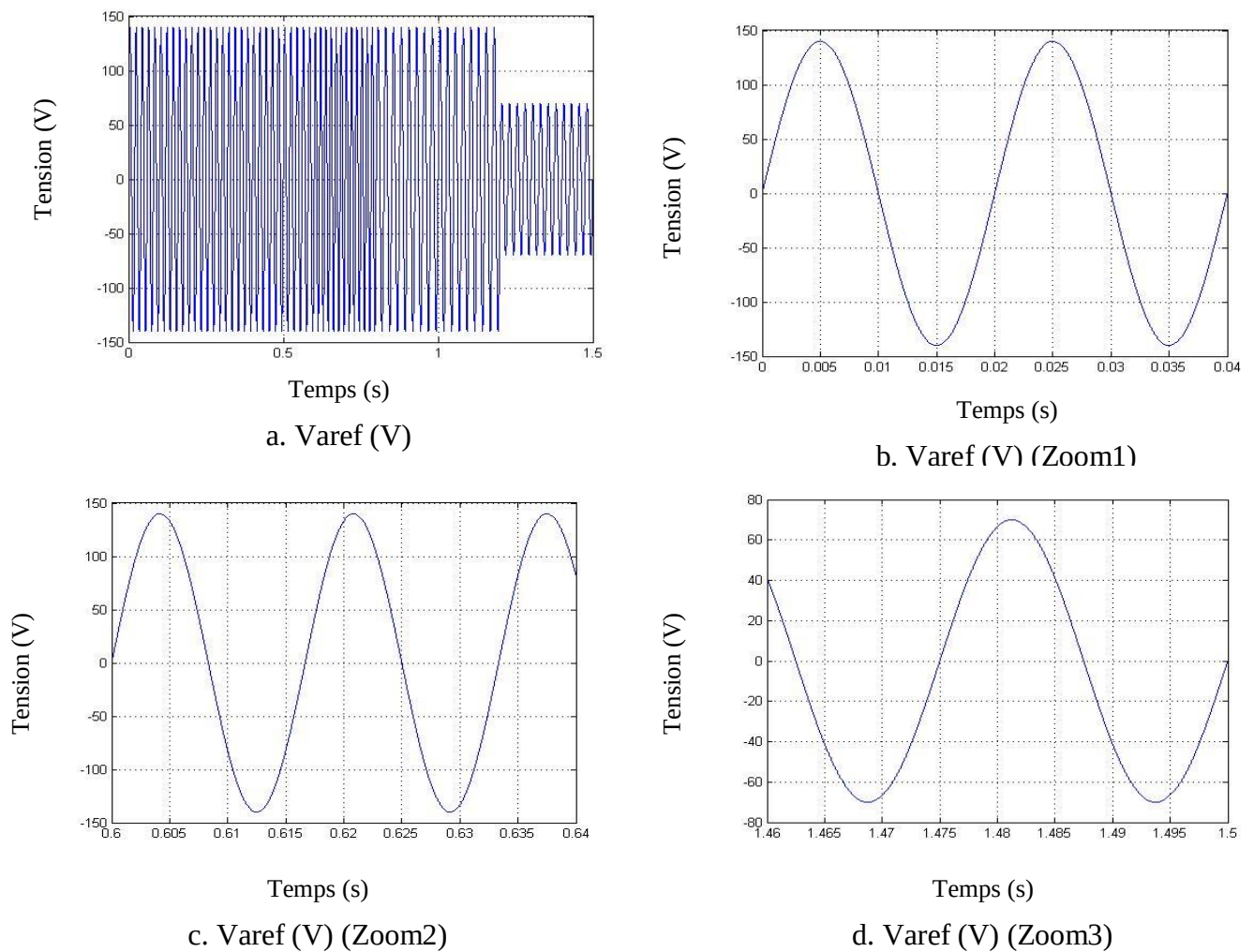
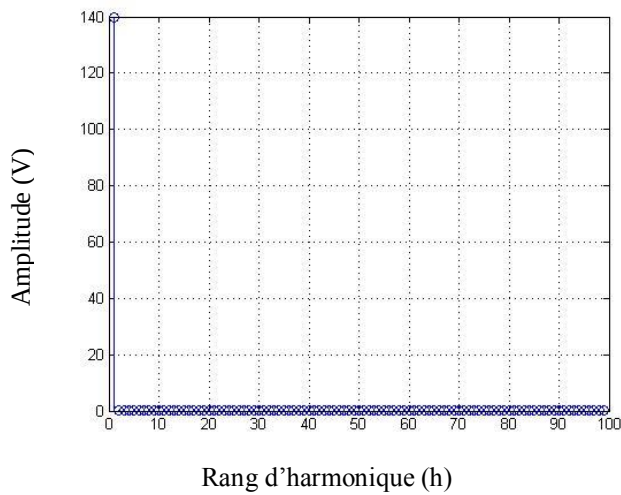
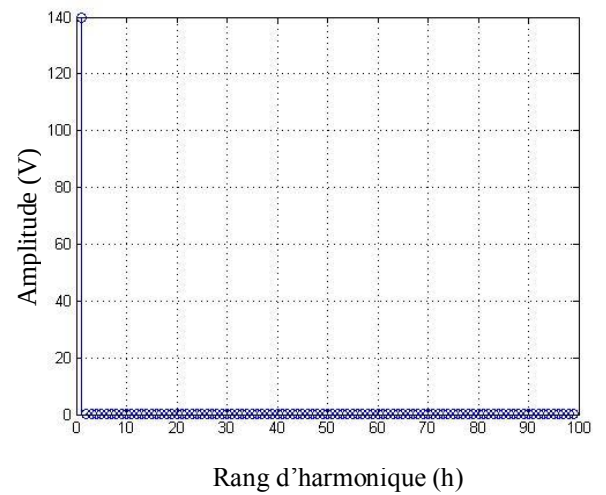


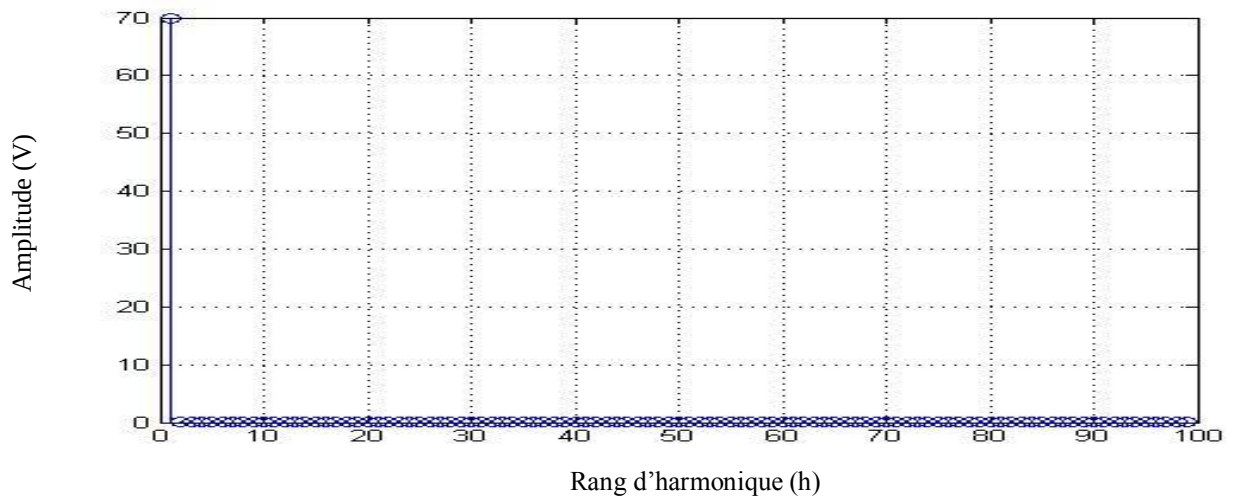
Figure III.5: Évolution de la tension de référence de la phase 1 du convertisseur matriciel



a. Analyse spectrale de la tension de référence (fondamentale 50 Hz)



b. Analyse spectrale de la tension de référence (fondamentale 60 Hz)



c. Analyse spectrale de la tension de référence (fondamentale 40 Hz)

Figure III.6: Analyse spectrale de la tension de référence de la phase 1 du convertisseur matriciel

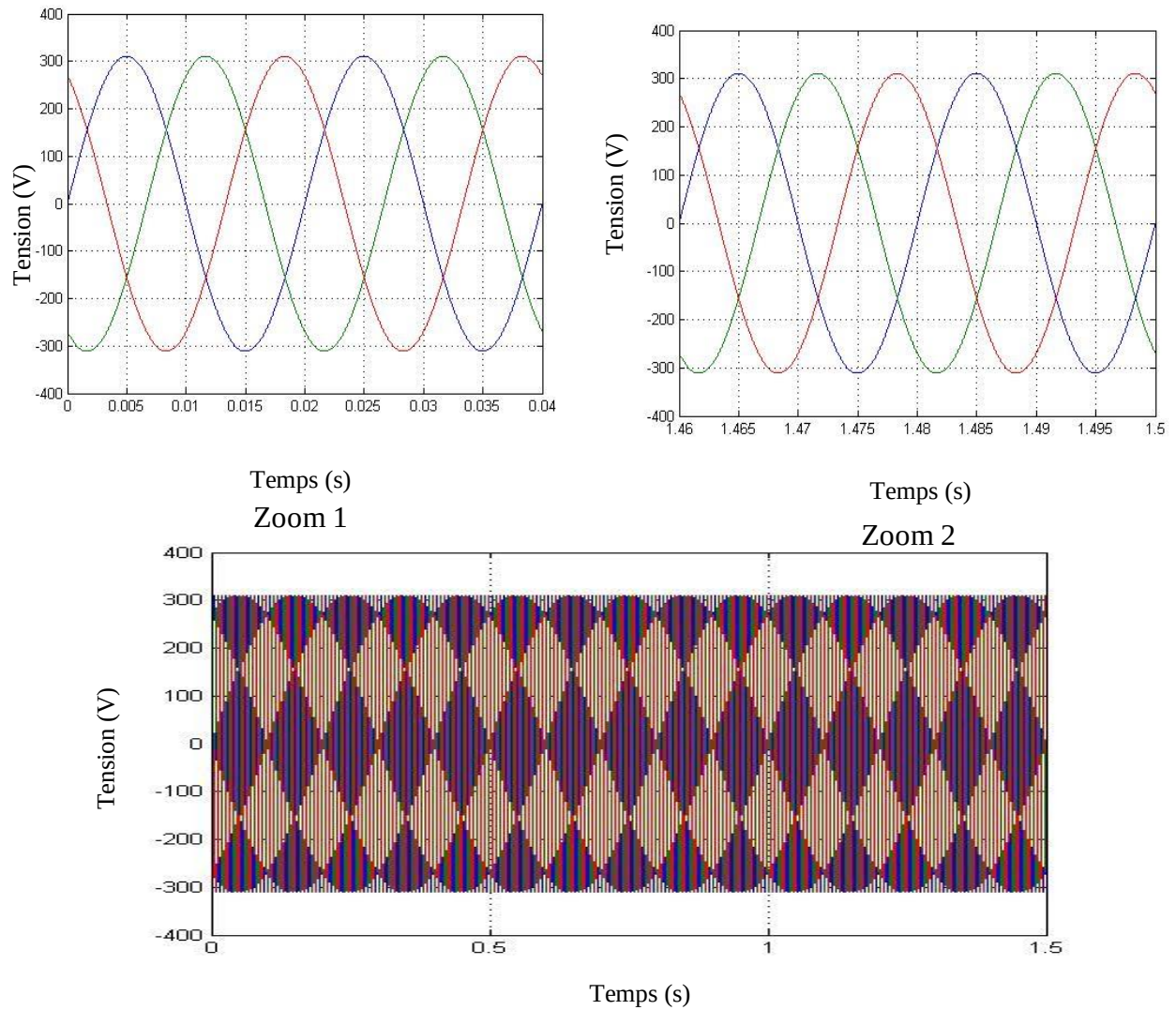
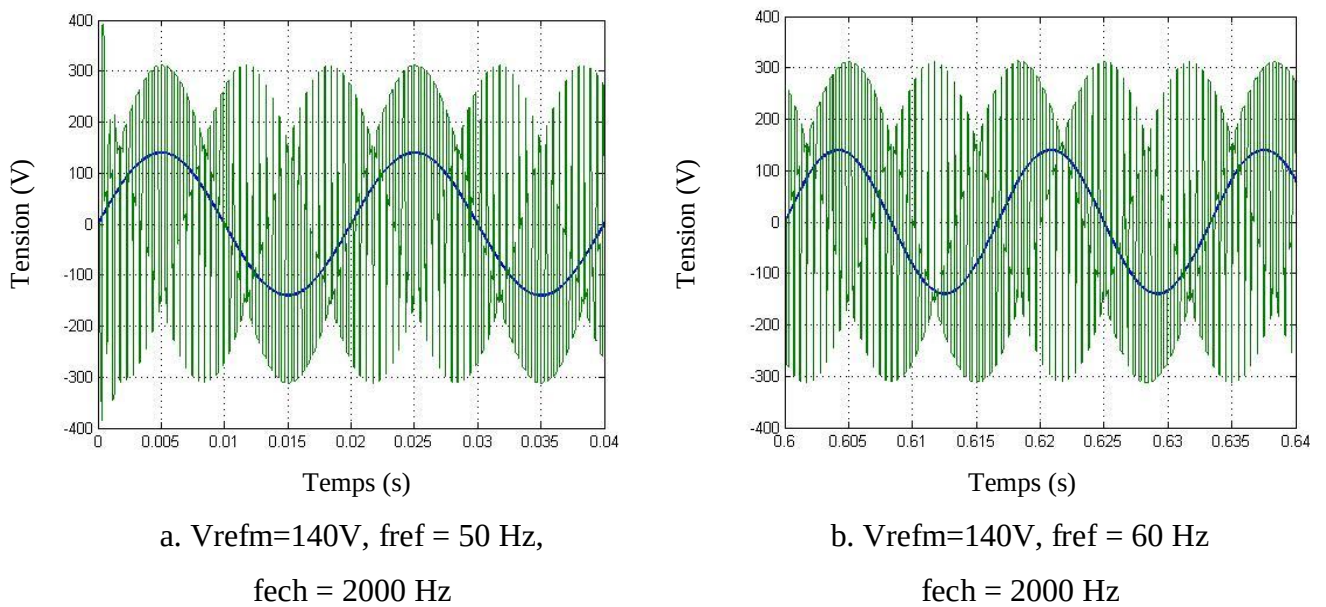
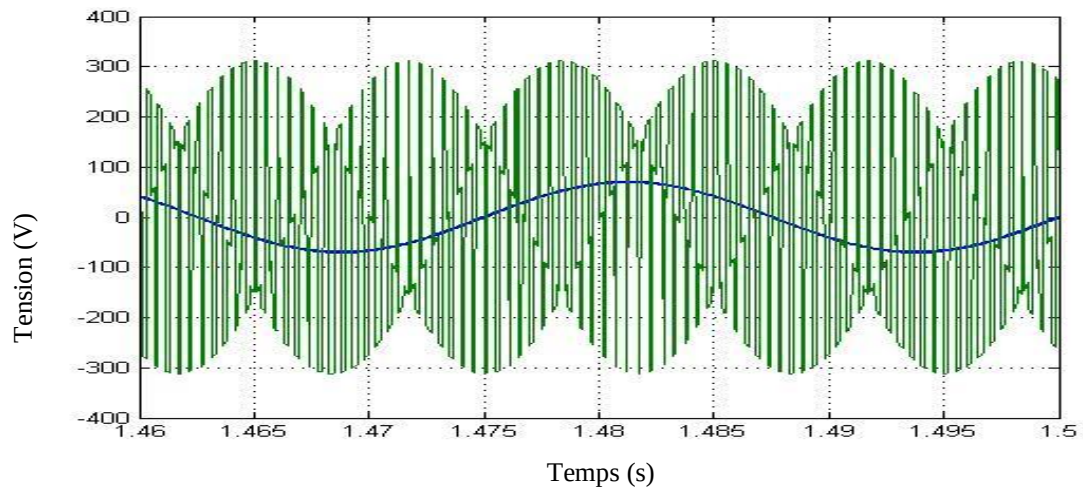


Figure III.7: Tensions simples du réseau électrique alimentant le convertisseur matriciel





c. $V_{refm}=70V$, $f_{ref} = 40 \text{ Hz}$

$f_{ech} = 2000 \text{ Hz}$

Figure III.8: Évolution de la tension de sortie du convertisseur matriciel et sa référence pour la phase 1

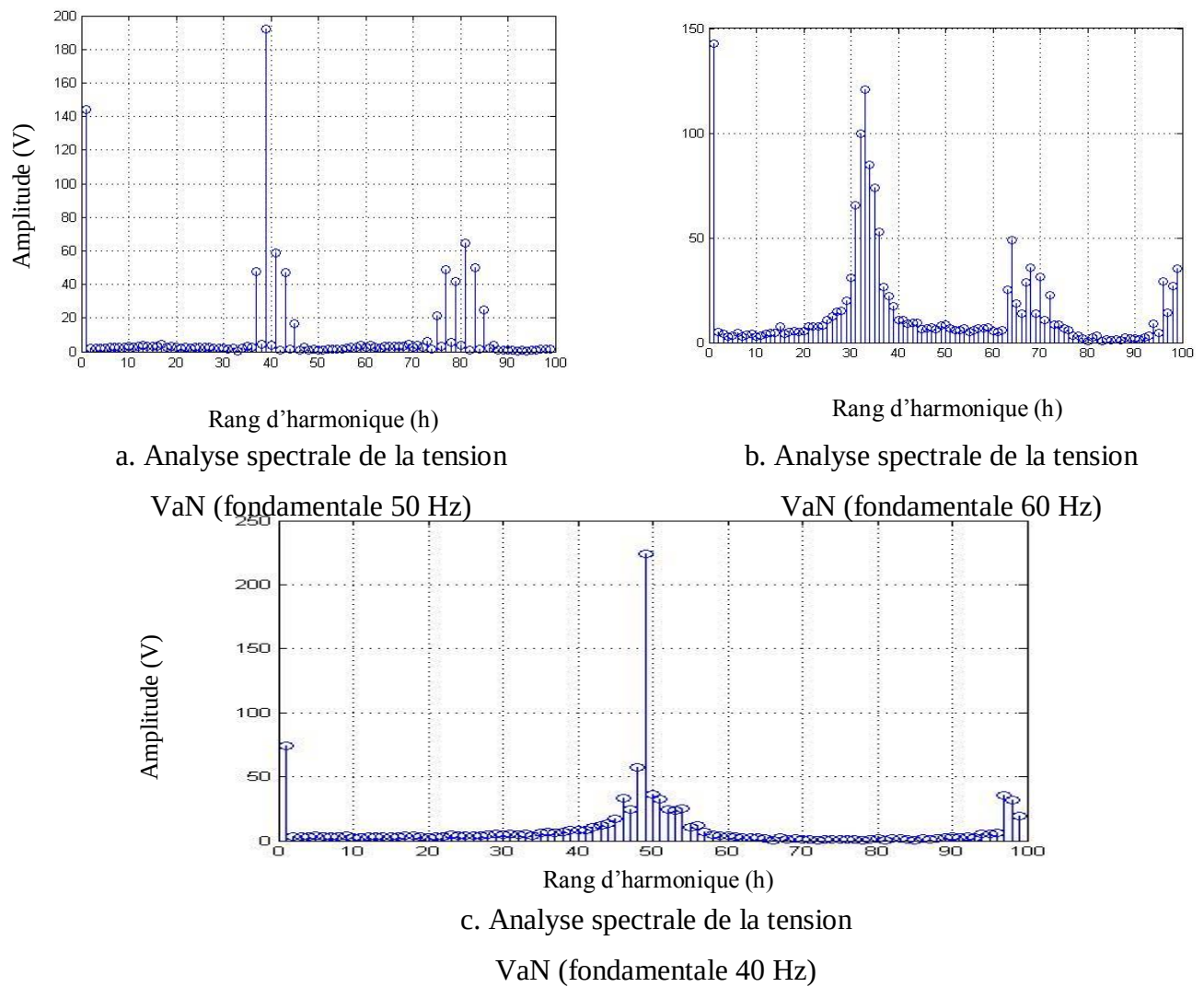


Figure III.9: Analyse spectrale de la tension de sortie de la phase 1 du convertisseur matriciel

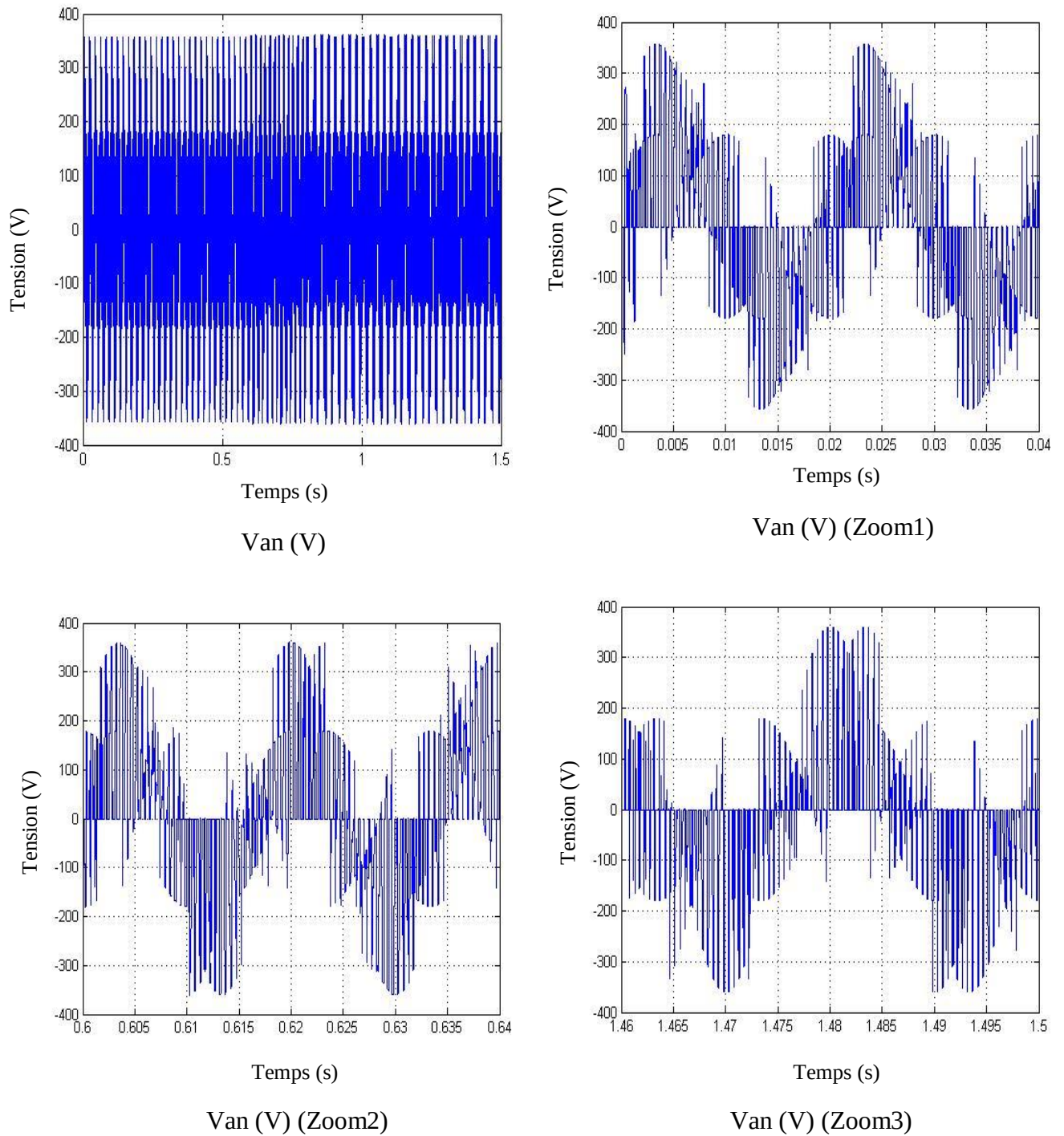
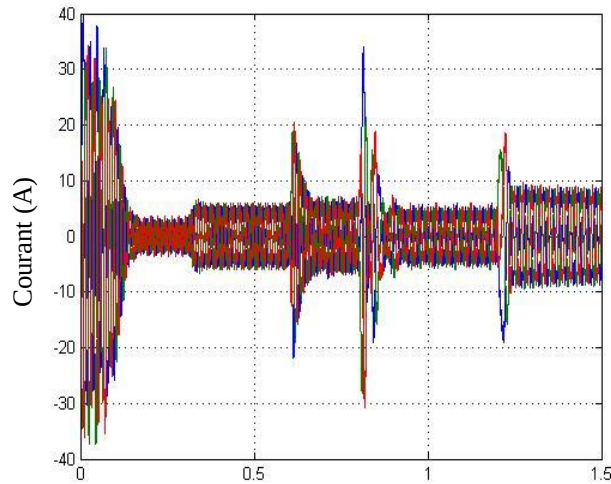
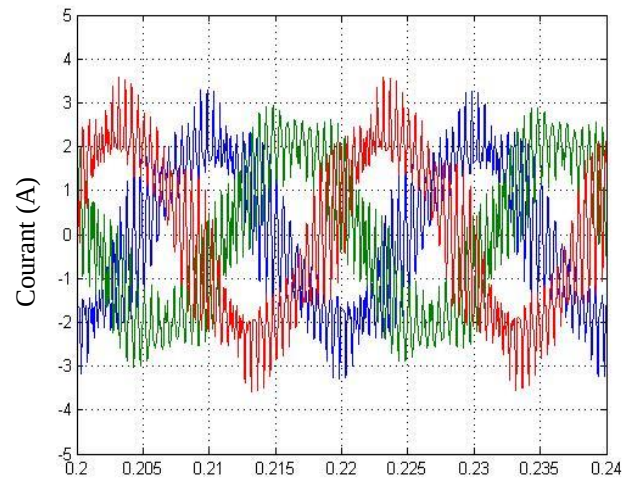


Figure III.10: Tension simple appliquée au stator de la machine asynchrone (phase1)



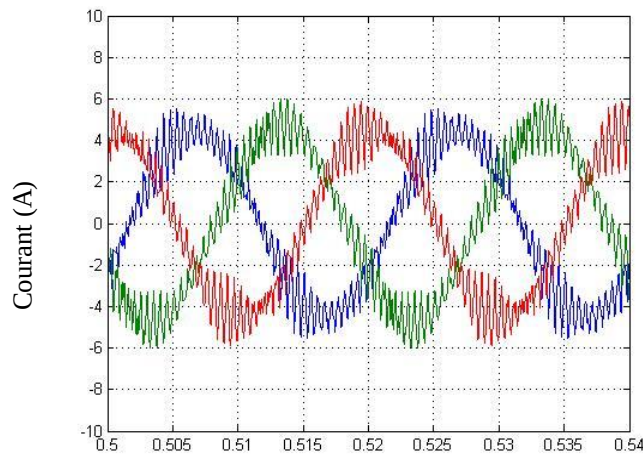
Temps (s)

isabc (A)



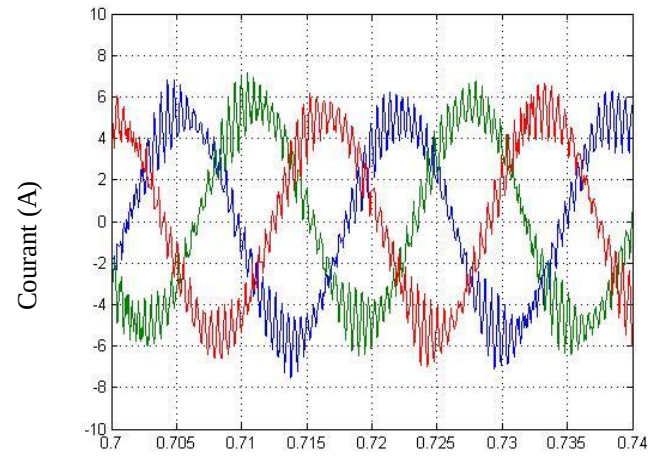
Temps (s)

isabc (A) (Zoom1)



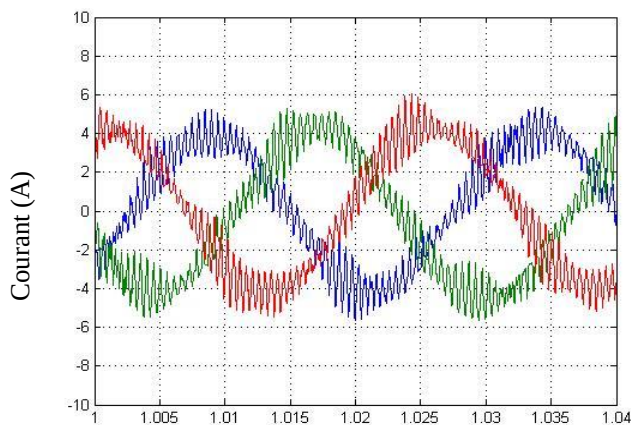
Temps (s)

isabc (A) (Zoom2)



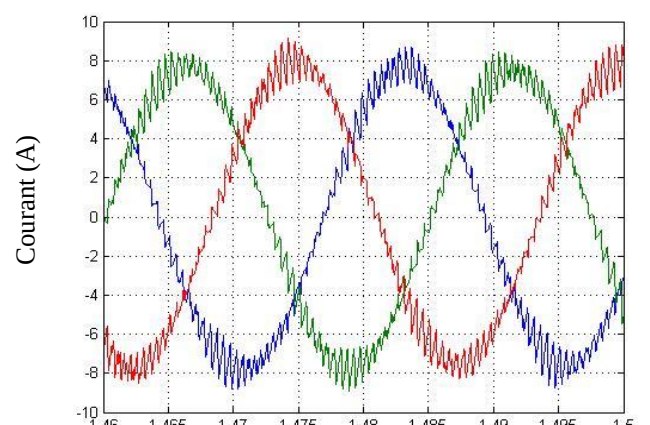
Temps (s)

isabc (A) (Zoom3)



Temps (s)

isabc (A) (Zoom4)



Temps (s)

isabc (A) (Zoom5)

Figure III.11: Courants statoriques de la machine asynchrone

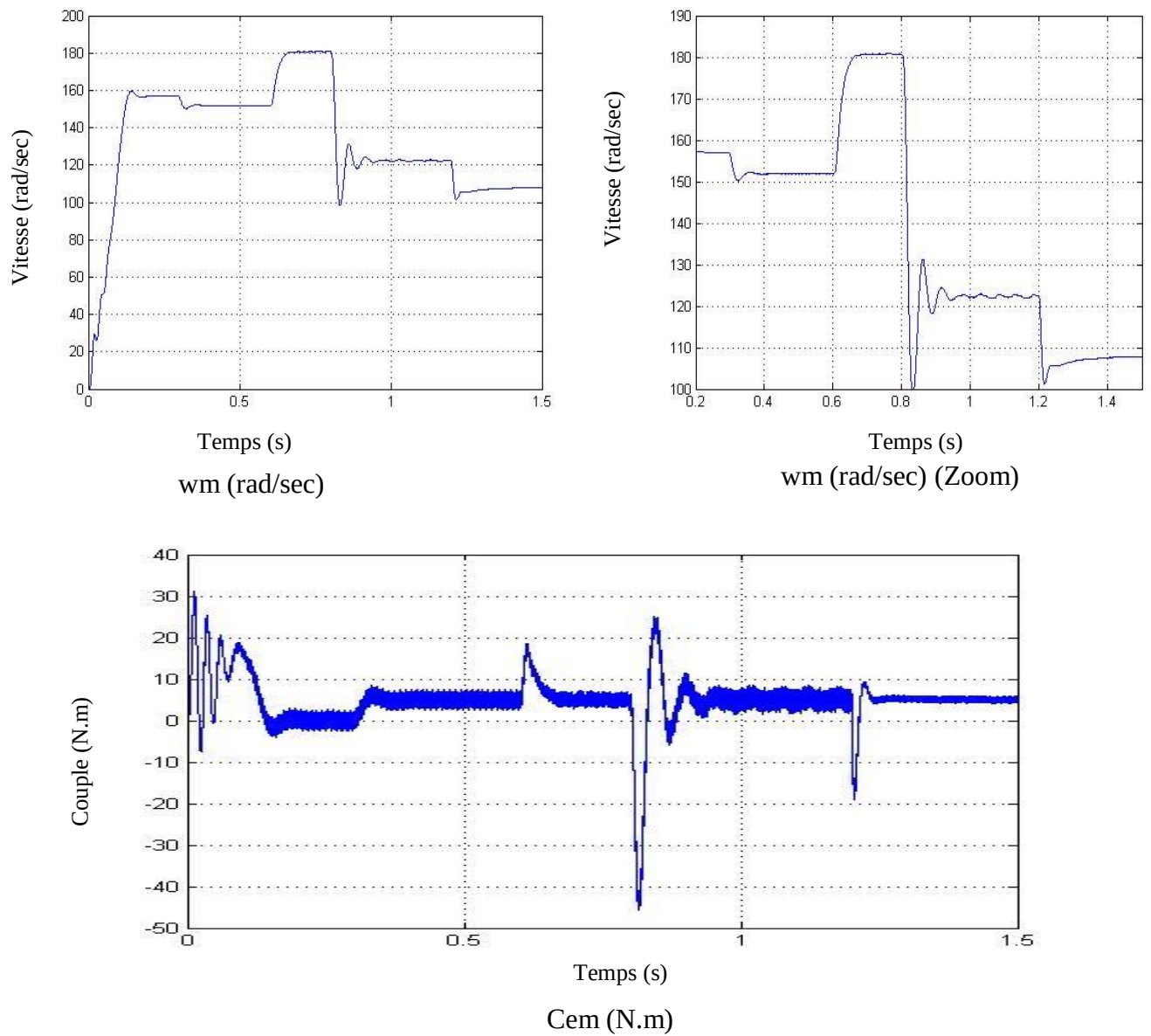


Figure III.12: Vitesse rotorique et couple électromagnétique de la machine asynchrone

III.7 Simulation CM-MAS avec défaut de transistor maintenu ouvert

III.7.1 S_{Aa} maintenu ouvert

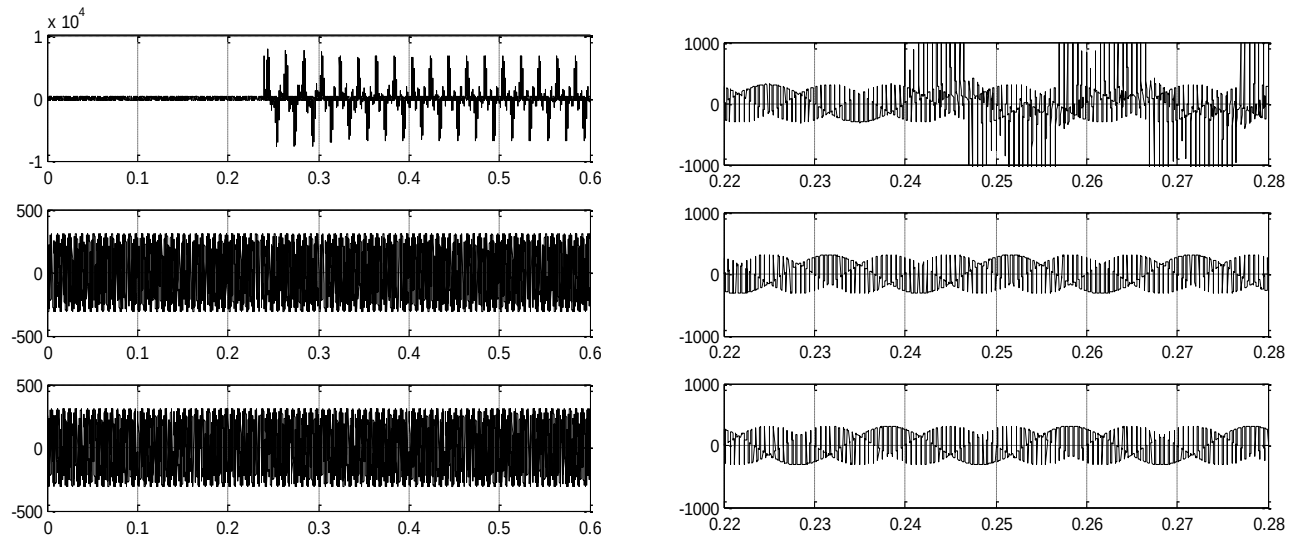


Figure III.13: Tensions de sorties mesurées par rapport au neutre d'entrée V_{aN} , V_{bN} et V_{cN} (V) (S_{Aa} maintenu ouvert)

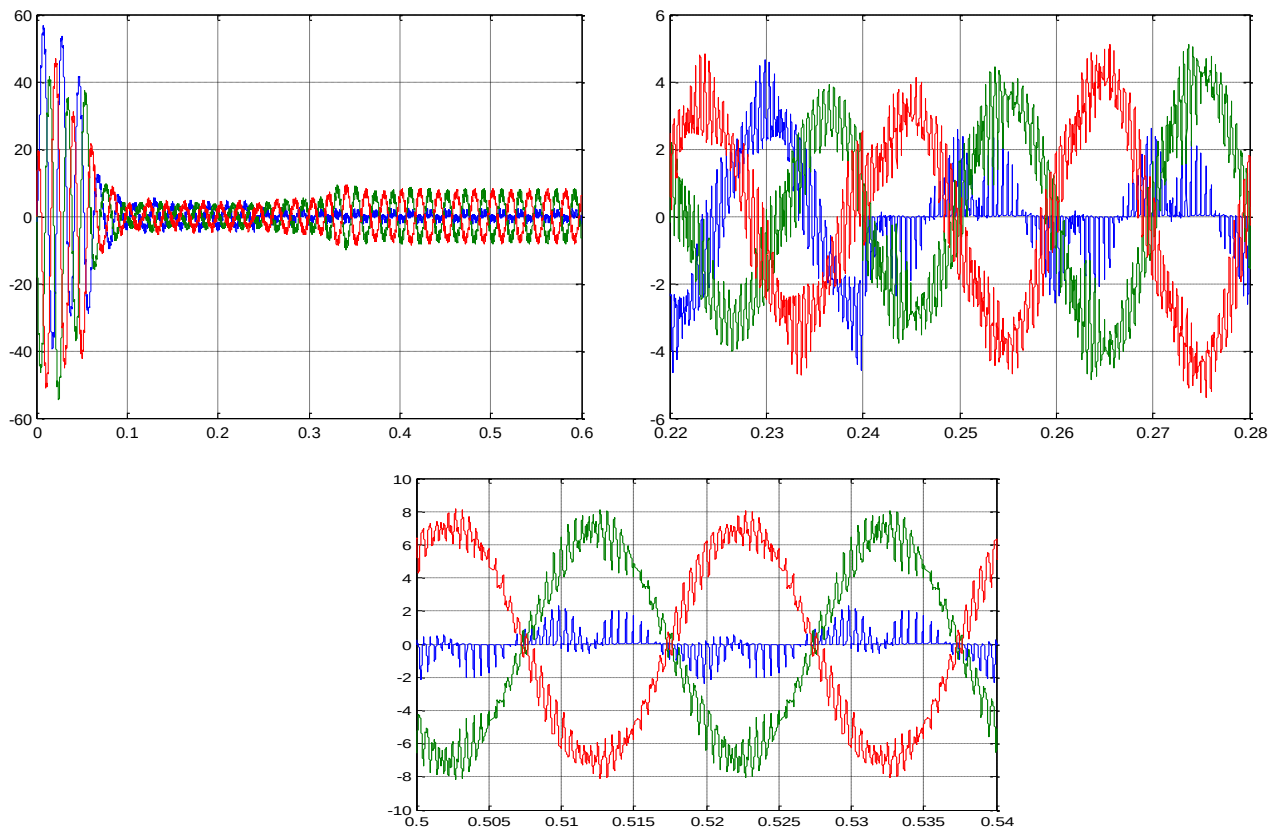


Figure III.14: Courants de sorties du convertisseur matriciel (I_a , I_b et I_c) (A) (S_{Aa} maintenu ouvert)

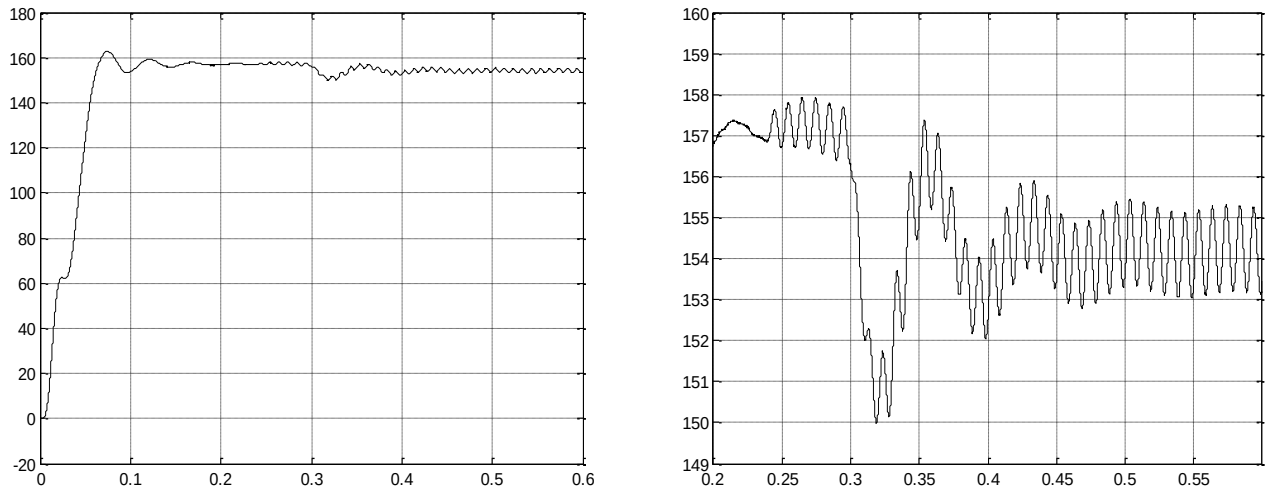


Figure III.15: Vitesse rotorique de la machine asynchrone alimenté par le convertisseur matriciel (Rad/sec) (S_{Aa} maintenu ouvert)

III.7.2 S_{Ba} maintenu ouvert

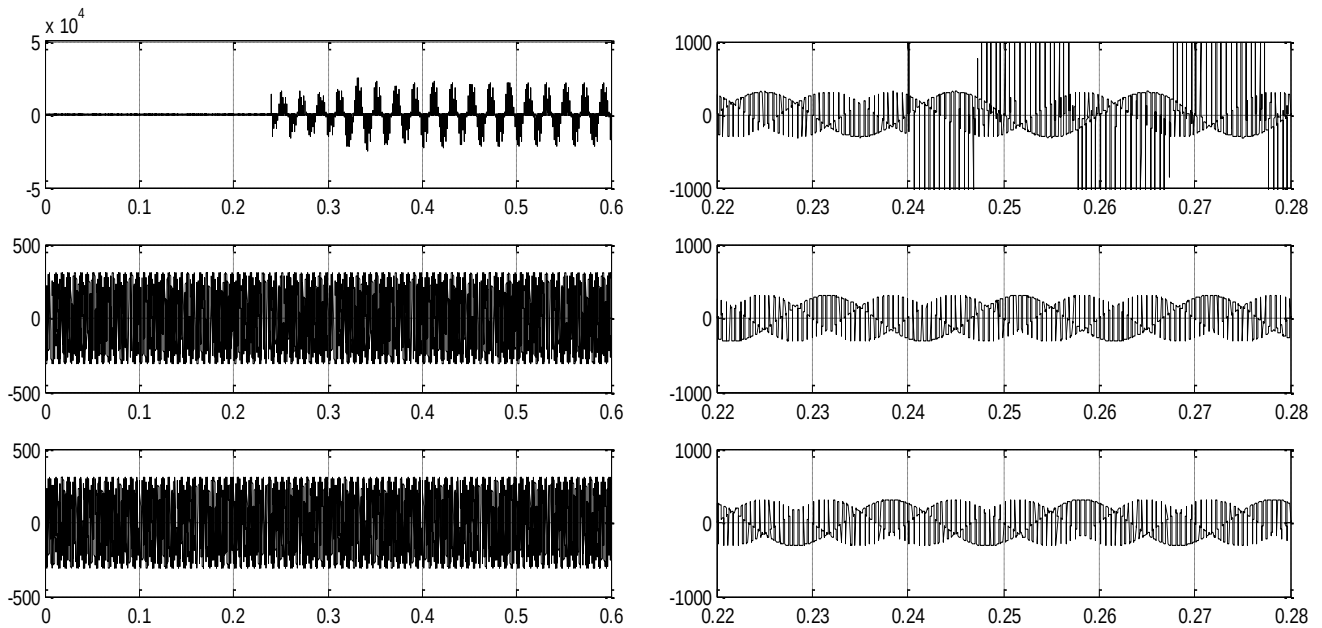


Figure III.16: Tensions de sorties mesurées par rapport au neutre d'entrée V_{aN} , V_{bN} et V_{cN} (V) (S_{Ba} maintenu ouvert)

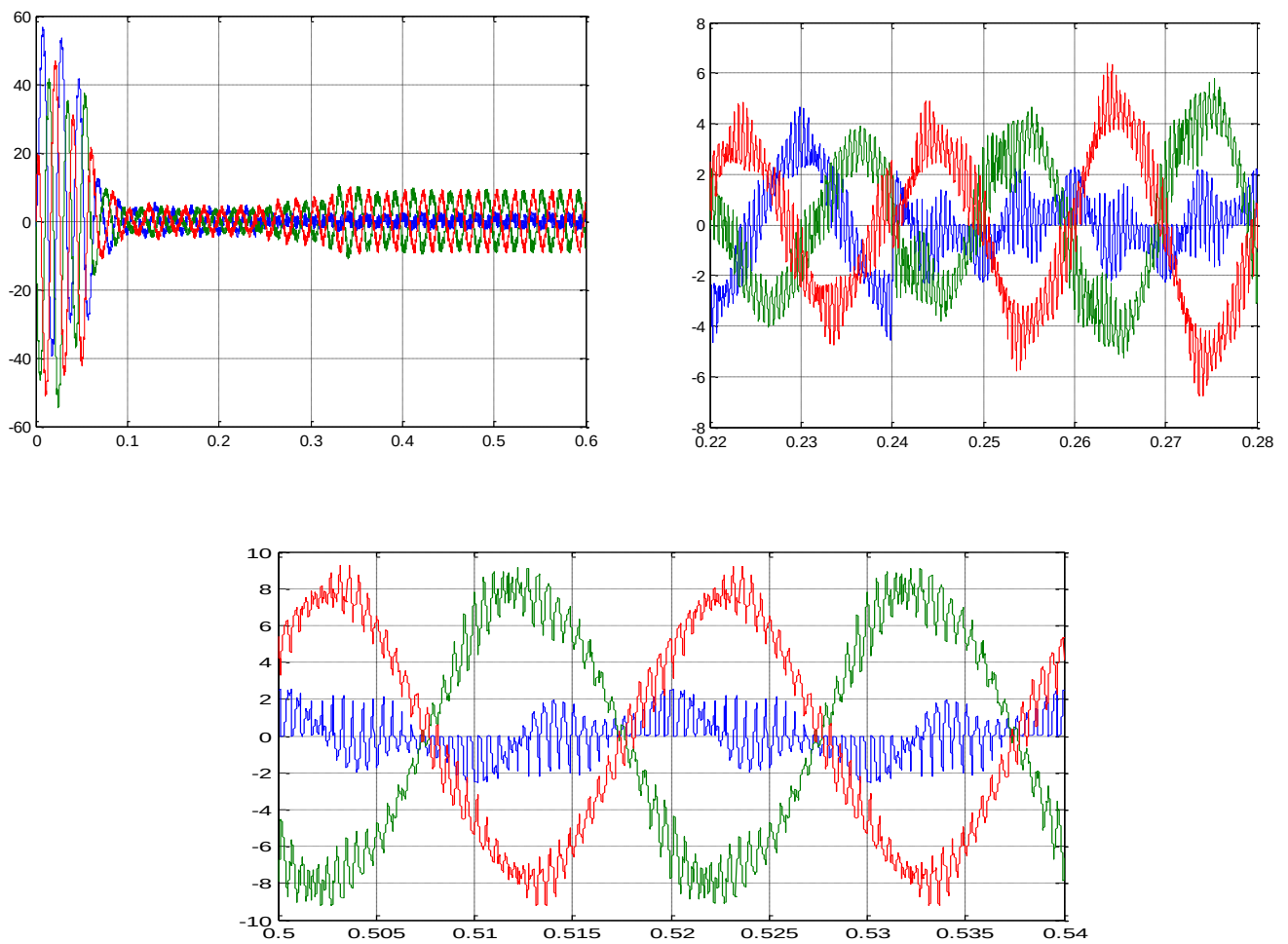


Figure III.17: Courants de sorties du convertisseur matriciel (I_a , I_b et I_c) (A) (S_{Ba} maintenu ouvert)

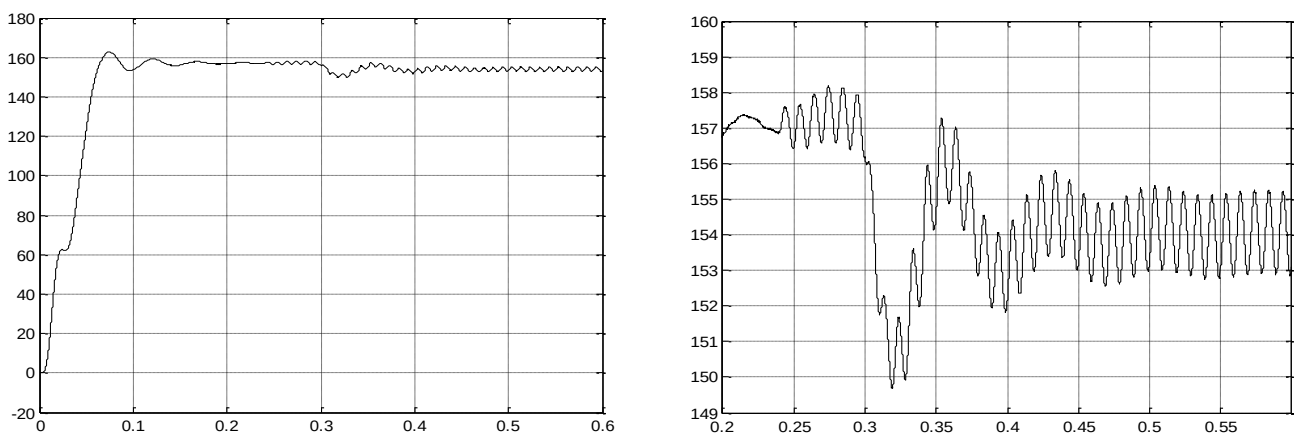


Figure III.18: Vitesse rotorique de la machine asynchrone alimenté par le convertisseur matriciel (Rad/sec) (S_{Ba} maintenu ouvert)

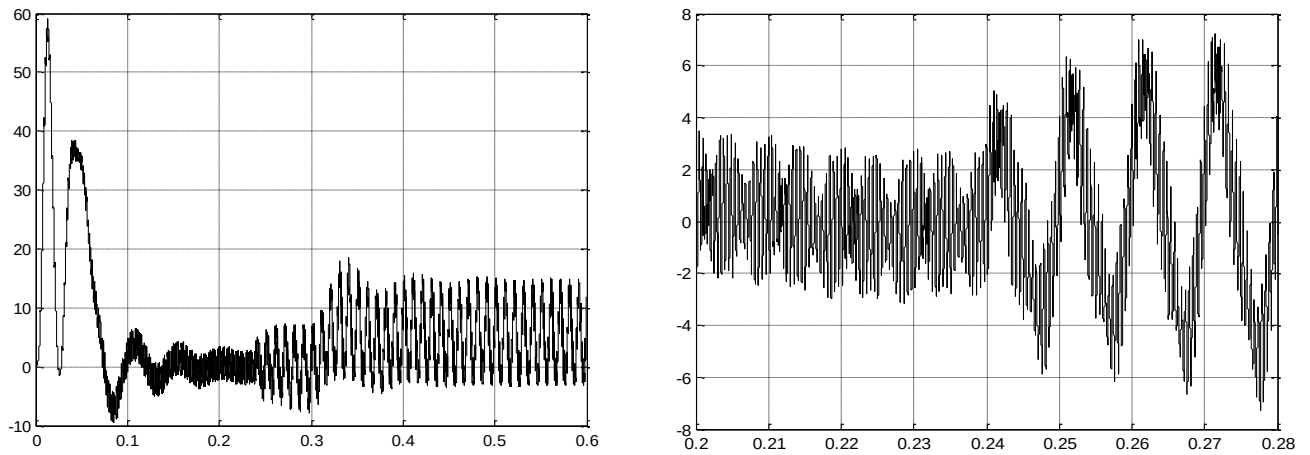


Figure III.19: Couple électromagnétique de la machine asynchrone alimenté par le convertisseur matriciel (Rad/sec) (S_{Ba} maintenu ouvert)

III.7.3 S_{Ab} maintenu ouvert

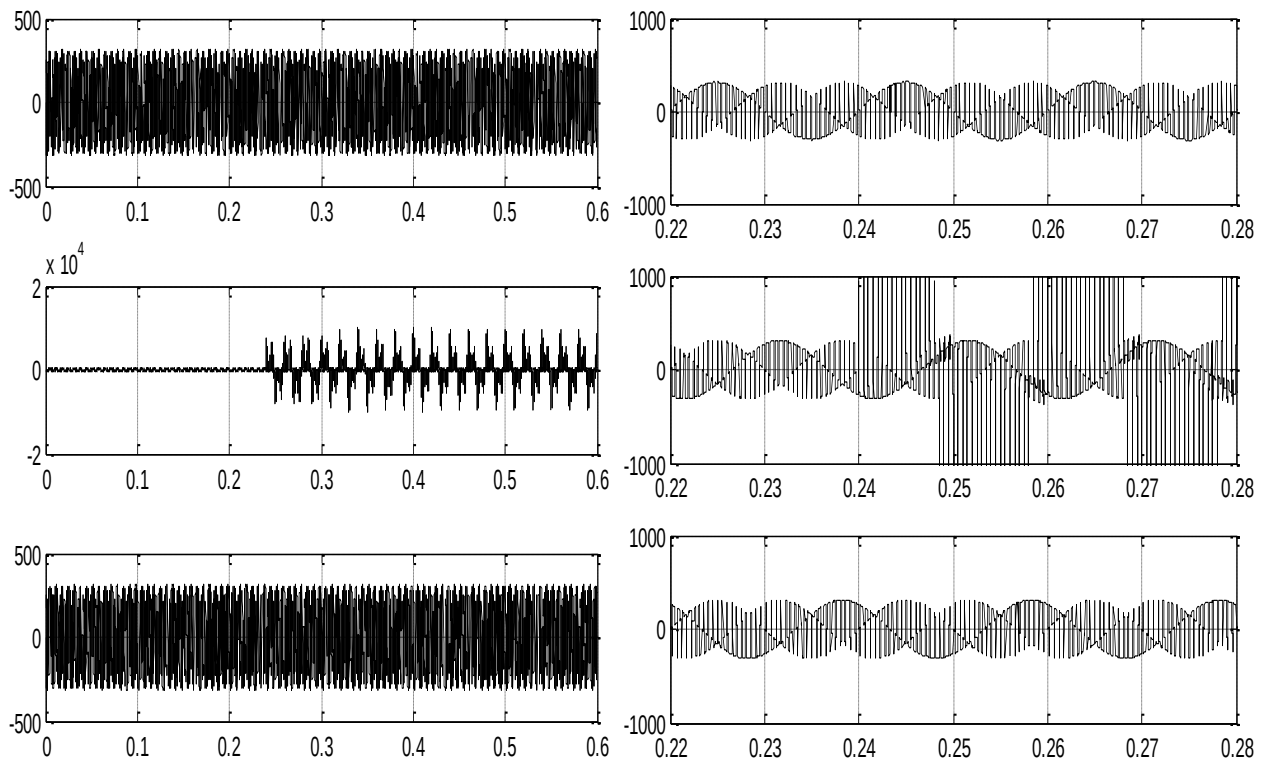


Figure III.20: Tensions de sorties mesurées par rapport au neutre d'entrée V_{aN} , V_{bN} et V_{cN} (V) (S_{Ab} maintenu ouvert)

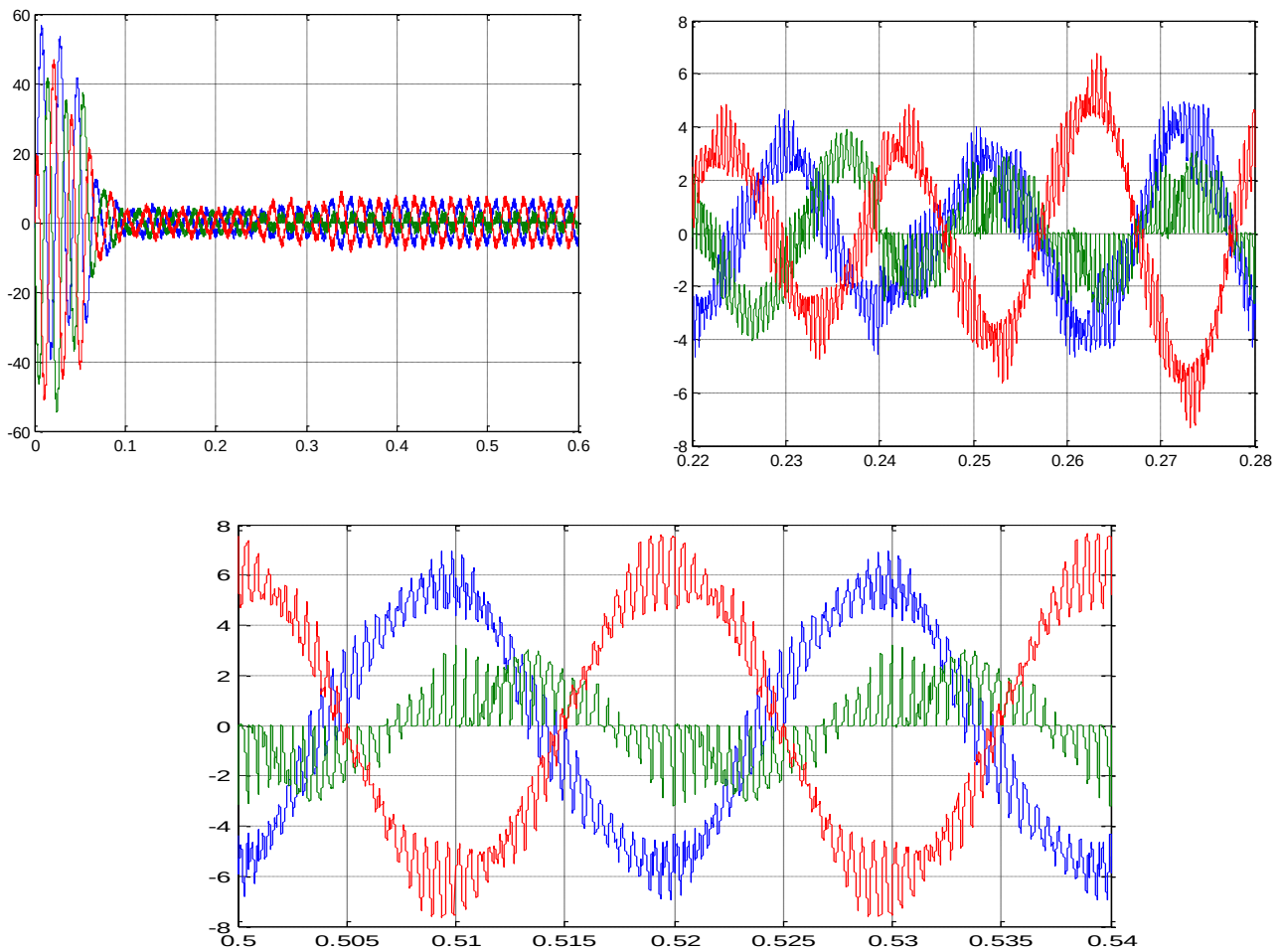


Figure III.21: Courants de sorties du convertisseur matriciel (I_a , I_b et I_c) (A) (S_{Ab} maintenu ouvert)

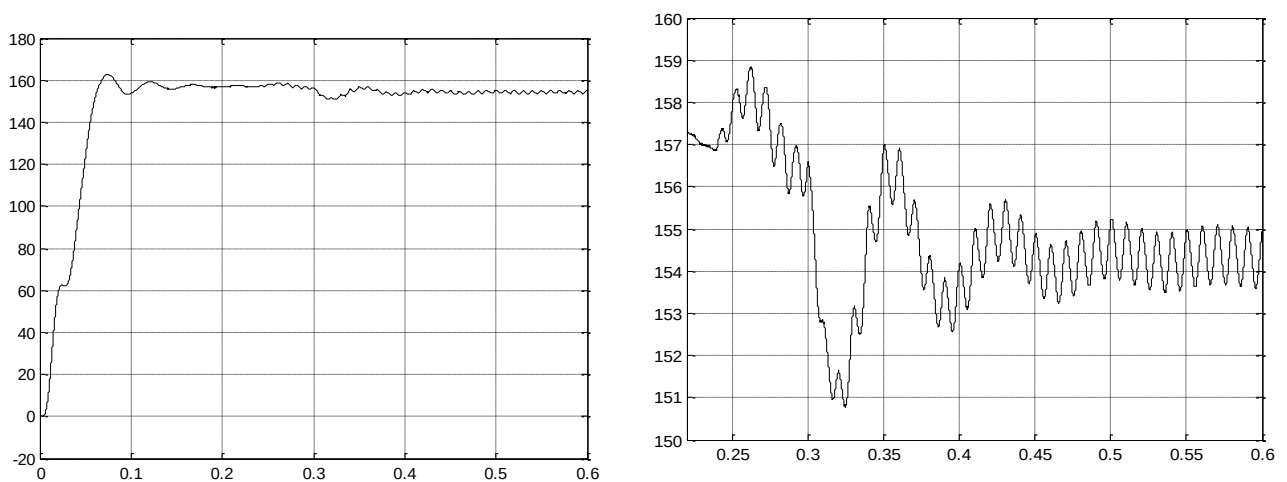


Figure III.22: Vitesse rotorique de la machine asynchrone alimenté par le convertisseur matriciel (Rad/sec) (S_{Ab} maintenu ouvert)

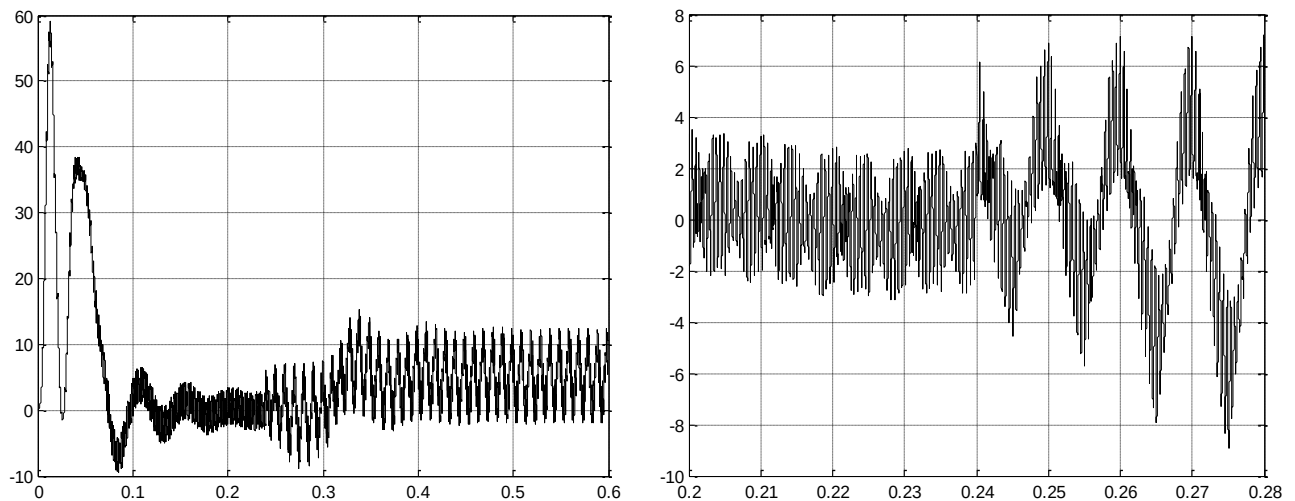


Figure III.23: Couple électromagnétique de la machine asynchrone alimenté par le convertisseur matriciel (Rad/sec) (S_{Ab} maintenu ouvert)

On remarque que lorsque le transistor est maintenu ouvert alors qui est supposé d'être conducteur, le courant dans la phase de la charge, à caractère inductif (source de courant), relié à ce transistor s'annule instantanément. Cela engendre une surtension aux bornes de l'inductance de la phase de la charge relié au transistor en défaut ($L \frac{di}{dt}$ ($i=a,b,c$)). Si le courant dans cette phase est positif donc, son annulation instantanée provoque un ($\frac{di}{dt}$ ($i=a,b,c$)) négatif et par suite un pic de tension $L(\frac{di}{dt}$ ($i=a,b,c$)) négatif, donc un pic négatif de V_{iN} ($i=a,b,c$) sachant que en mode de fonctionnement sain, V_{iN} ($i=a,b,c$) maximal ne dépasse pas l'amplitude de (V_{AN} , V_{BN} , V_{CN}), en signe négatif ou positif, comme indiqué sur la figure III.8. Dans la, cas contraire, le pic de tension est positif (Figure III.13, Figure III.14, Figure III.16, Figure III.17, Figure III.20, Figure III.21).

Lors du défaut, les grandeurs mécaniques (couple électromécanique et vitesse rotorique) présentent un excès des ondulations (Figure III.15, Figure III.18, Figure III.19, Figure III.22, Figure III.23).

Les caractéristiques des différents cas de défaut de transistor maintenu ouvert du convertisseur matriciel 3x3 alimentant un moteur asynchrone sont résumées dans le tableau III.1.

Condition	Transistor maintenu ouvert
Si ($V_{aNmax} > V_{ANmax} + h$) ou Si ($V_{aNmin} < V_{ANmin} - h$)	S_{Aa} ou S_{Ba} ou S_{Ca} maintenu ouvert
Si ($V_{bNmax} > V_{BNmax} + h$) ou Si ($V_{bNmin} < V_{BNmin} - h$)	S_{Ab} ou S_{Bb} ou S_{Cb} maintenu ouvert
Si ($V_{cNmax} > V_{CNmax} + h$) ou Si ($V_{cNmin} < V_{CNmin} - h$)	S_{Ac} ou S_{Bc} ou S_{Cc} maintenu ouvert

Tableau III.1 Caractéristiques des différents cas de défaut de transistor maintenu ouvert du convertisseur matriciel 3x3 alimentant un moteur asynchrone

Conclusion générale

Vu ses avantages par rapport aux autres convertisseurs AC-AC, le convertisseur matriciel est soumis, dans ce mémoire, diagnostic des défauts les plus fréquents à savoir transistor maintenu ouvert. En fait, On a caractérisé les différents cas de transistor maintenu ouvert dans un convertisseur matriciel 3x3 aimantant un moteur asynchrone en se basant sur l'observation des grandeurs électriques et mécaniques du système. On a pu remarquer que les grandeurs électriques sont plus sensibles à ce type de défaut en particulier les tensions de sortie du convertisseur matriciel. Ces dernières varient d'une façon spécifique pour chaque cas de défaut de transistor maintenu ouvert, ce qui nous a permis de définir une loi caractérisant chaque défaut. En perspective, et dans ce contexte, on propose :

- L'étude du diagnostic du convertisseur matriciel en tenant compte des perturbations de la tension d'entrée (tension du réseau électrique).
- L'étude du diagnostic du convertisseur matriciel dans les systèmes en boucle fermée (asservissement de vitesse des machines synchrone et asynchrone, machine asynchrone double alimentée, interconnexion des réseaux électriques).
- L'étude de la commande tolérante aux défauts du convertisseur matriciel.

Annexe

Les paramètres de simulation sont listés comme suit :

❖ **Réseau électrique triphasé équilibré :**

Tension efficace simple : 220 V (Tension efficace composée : 380 V)

Fréquence : 50 Hz

❖ **Moteur électrique triphasé :**

Puissance nominale : $P_n = 4500 \text{ W}$

Vitesse rotorique à vide : $\Omega_o = 188 \text{ rad/sec}$

Vitesse rotorique à pleine charge : $\Omega_n = 180 \text{ rad/sec}$

Couple nominale de charge : $C_n = 25 \text{ N.m}$

Tension efficace composée nominale $U_n = 380 \text{ V}$

Fréquence nominale : $f_n = 60 \text{ Hz}$

Résistance statorique : $R_s = 1.115 \text{ Ohm}$

Inductance de fuite statorique : $L_{fs} = 0.005974 \text{ H}$

Résistance rotorique : $R_r = 1.083$

Inductance de fuite rotorique : $L_{fr} = 0.005974 \text{ H}$

Inductance magnétisante : $L_m = 0.2037 \text{ H}$

Moment d'inertie : $J = 0.0102 \text{ kg.m}^2$

Facteur de frottement : $f_f = 0.0002 \text{ N.m.s}$

Nombre de paires de pôles : $p = 2$

Couple de charge appliqué : $C = 0 \text{ N.m}$ et $C = 5 \text{ N.m}$

❖ **Convertisseur matriciel :**

Amplitude de la tension de référence : $V_{refmax} = 140 \text{ V}$ et $V_{refmax} = 70 \text{ V}$

Fréquence de la tension de référence : $f_{ref} = 50 \text{ Hz}$, $f_{ref} = 60 \text{ Hz}$ et $f_{ref} = 40 \text{ Hz}$

Fréquence d'échantillonnage : $f_{ech} = 2000 \text{ Hz}$

Références bibliographiques

- [1] **Bouchard, R.-P. and G. Olivier**, Électrotechnique. 2^e ed2005, Montréal: Presses Internationales Polytechnique. 686.
- [2] **P.Kazmierkowski, M., R.Krishnan, and F. Blaabjerg**, Control in Power Electronics: Selected Problems, ed. E. Science2002, San Diego: Academic Press. 518.
- [3] **Delarue,P., C. Rombaut, and G. Séguier**, Les convertisseurs de l'électronique de puissance. 3^e ed2007: Lavoisier.
- [4] **Luc Anthony LOWINSKY**.Le 27 mai 2010: Nouvelle topologie de Compensateur de Puissance Réactive pour les Réseaux Ferrés 25 kV / 50 Hz.
- [5] **A. Alesina, M. Venturini**, "Analysis and Design of Optimum-Amplitude Nine-Switch Direct AC-AC Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 4, no. 1, pp. 101-112, January 1989.
- [6] **Arrillaga, J. and N.R. Watson**, Power system harmonics. 2eme ed, ed. J.W. Sons2003, West Sussex: J. Wiley & Sons. 399.
- [7] **Venturini, M. and A. Alesina**, Generalised Transformer: A New Bidirectional, Sinusoidal Waveform Frequency Converter With Continuously Adjustable Input Power Factor. PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference, 1980: p. 242-252.
- [8] **Alesina, A. and M. Venturini**. Intrinsic amplitude limits and optimum design of 9-switches direct PWM AC-AC converters. in PESC '88 Record - 19th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. 1988. Kyoto, Jpn: Publ by IEEE.
- [9] **H. ISIKIWA and Y. MURAI**, « A New Series Resonant DC-Link AC/AC PWM Converter », IEEE Trans. On Ind. Applicat., Vol.35, N°6, pp. 1433-1439, Nov./dec., 1987.
- [10] **F. Gruson** « Modulation naturelle généralisée des convertisseurs matriciels pour la variation de vitesse. THESE DOCTEUR Génie Electrique- Université Lille Nord-de-France 2010
- [11]**H. ISIKIWA and Y. MURAI**, « A New Series Resonant DC-Link AC/AC PWM Converter », IEEE Trans. On Ind. Applicat., Vol.35, N°6, pp. 1433-1439, Nov./dec., 1987.
- [12]**Duguay, L.**, Commande programmable pour un convertisseur direct, 1988, École Polytechnique de Montréal: Montréal. p. 244.
- [13]*SimPowerSystems User's Guide*, 2011, The Mathworks Inc.

-
- [14] **Noguchi, T., et al.**, Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors. IEEE Transactions on Industry Applications, 1998.: p. 473-479.
- [15] **Grbovic, P.J., et al.**, Turn-on performance of reverse blocking IGBT (RB IGBT) and optimization using advanced gate driver. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010. 25(Compendex): p. 970-980.
- [16] **Wheeler, P. and D. Grant**, Optimised input filter design and low-loss switching techniques for a practical matrix converter. IEE Proceedings: Electric Power Applications, 1997. : p. 53-60.
- [17] **Podlesak, T.F., et al.** A 150kVA vector controlled matrix converter induction motor drive. in Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference; 39th IAS Annual Meeting, October 3, 2004 - October 7, 2004. 2004. Seattle, WA, United States: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc.
- [18] **Mahrchand, Y.**, Étude comparative de la simulation d'un circuit d'électronique de puissance, in Génie électrique2000, École Polytechnique de Montréal: Montréal.
- [19] **O. Ondel** « Diagnostic par Reconnaissance des Formes : Application à un Ensemble Convertisseur – Machine Asynchrone », Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lyon, Ecole Doctorale Electronique, Electrotechnique, Automatique de Lyon, 2006.
- [20] **M. ALHAJ DIBO** « Validation de données et diagnostic des systèmes incertains par l'aide de l'analyse » par intervalle
THESE Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Lorraine 2005
- [21] **G. Zwingelstein**, «Diagnostic des défaillances, théorie et pratique pour les systèmes industriels », éd. Hermes, Paris 1995.
- [22] cours de convertisseur matriciel UF9 2012
- [23] **B. Fouad et M. Ilyase** « diagnostic en temps réel des défaillances d'un ensemble Moteur asynchrone –convertisseur électrique par application des techniques d'intelligence artificielles (réseaux de neurones) ». PFE. Université de M'sila, 2004.
- [24] **B. Riad et B. Nadir** « La détection d'anomalie dans les machines synchrones par les réseaux de neurones » PFE. Université Mentori, 1999.

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE
SPECIALITE : COMMANDE DES SYSTEMES ELECTRIQUES**

Proposé et dirigé par : Mr. BENSLIMANE TARAK.

Présenté par: LOURADI ABDELHAFID.

Thème :

**Diagnostic d'un convertisseur matriciel (3×3) alimentant machine
asynchrone**

Résumé

D'une manière générale, un convertisseur de puissance est un circuit électrique constitué d'éléments semi-conducteurs (non-linéaires) et d'éléments passifs (linéaires). Il permet de transformer la forme du flux de puissance entre deux sources de natures différentes (tension/courant). Cette transformation se fait grâce à un circuit externe qui doit agir sur les semi-conducteurs avec précision.

Ce travail a pour but l'étude et analyse d'un convertisseur matriciel (3x3) avec son application à la conduite d'une machine asynchrone. La méthode MLI calculée dite méthode de Venturini est appliquée pour commander les interrupteurs électroniques du convertisseur matriciel afin de produire une tension de sortie dont le fondamental est en concordance en amplitude et en fréquence avec la référence.

Le fonctionnement optimal et continu des mécanismes industriels ne peut être envisagé sans la présence d'un système qui permet de prévenir à l'état précoce les anomalies qui peuvent surgir au niveau des différents organes des équipements, et de diagnostiquer rapidement les pannes

les présents de cet mémoire une méthode de diagnostic pour convertisseur matriciel selon le défaut de tout commutateur simple La méthode proposée de diagnostic est basée dessus la mesure des courants de sortie d'entrée et. Les courants ayez la caractéristique respective selon l'endroit de défectueux commutateurs. Cette méthode détecte non seulement les commutateurs de circuit le défaut mais identifie l'endroit des dispositifs défectueux de commutation sans calcul compliqué. Les résultats de simulation vérifient cela, basé sur la méthode proposée, le défaut de convertisseur matriciel peut être facilement et a rapidement détecté .

Mots Clés : Convertisseur matriciel, Commande MLI, méthode de Venturini. Diagnostic, défauts , détecté