



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



Faculté des Sciences et techniques

Département de génie industriel

Filière : électrotechnique

Spécialité : master 2 commande électrique

MEMOIRE DE MASTER ACADEMIQUE

PRESENTE PAR :

Marouane Maargueb

Toumi Abdelhak

ENCADREUR

Boumaaraf abdelaali

Thème :

” Modélisation et Simulation d’une Machine Asynchrone alimentée par un Convertisseur Matriciel à base de la Logique Floue ”

Mémoire soutenu le , devant le jury d’examen composé par :

.....
.....
.....

Promotion : 2022/2023

Remerciement

*Au terme de ce travail, nous tenons à remercier tous ceux qui y
été ont collaboré, directement ou indirectement, de près ou de loin.*

*Nous remercions vivement notre honorable encadreur Mr. Dr.
BOUMAARAF ABDELAALI. pour ces idées, conseils et critiques
durant toute la période de préparation de notre mémoire.*

*Nos remerciements et gratitude vont également à tous les
enseignants du génie industriel. Nous n'oublions pas ceux qui nous
ont aidé dans la rédaction de ce mémoire.*

Dédicace

*Je dédie ce modeste travail et ma profonde gratitude A tous
celui qui ont sacrifié pour m'offrir les conditions propices à ma
réussite :*

A l'âme de mon père.

*A ma mère, à qui je dois la réussite, pour l'éducation qu'elle m'a prodigué ;
avec tous les moyens et au prix de toutes les sacrifices qu'elle a consentis à
mon égard, pour le sens du devoir qu'elle m'a enseigné depuis mon enfance.*

A mes chères frères et sœurs.

*Que ce travail soit l'expression de ma grande affection et un témoignage de
mon attachement et de mon grand profond amour.*

MAROUANE

Dédicace

Après avoir remercié Allah pour son aide et pouvoir qui nous a accordé jusqu'à la fin de notre étude.

Je dédie ce modeste travail à :

- L'esprit de ma plus chère mère et père qu'Allah les accorde ses miséricordes et les accueille dans ses vastes paradis...

-ma femme et mes enfants

- Tous mes frères et sœurs, dont je mentionne Abdelmalek.

- Tous ce qui me connais et m'aime...

- Tous mes collègues...

ABDELHAK

Résumé

Résumé :

L'objectif de ce travail est d'améliorer la commande et le réglage de la vitesse d'une machine asynchrone triphasée, utilisée souvent en moteur alimentée par un convertisseur matriciel triphasé, afin d'avoir une bonne qualité d'entraînement à vitesse variable de celle-ci.

Une stratégie de commande à base de la technique de la logique floue est proposée pour la commande du convertisseur matriciel,

Des résultats de simulation obtenus pour le contrôle et la commande des grandeurs électriques et mécaniques de la machine asynchrone sans et avec l'association de convertisseur matriciel pour différentes vitesses montrent l'efficacité et la performance du convertisseur matriciel utilisé, et qui remplace de plus en plus les convertisseurs statiques conventionnelles dans divers application,

ملخص:

الهدف من هذا العمل هو تحسين التحكم في سرعة الماكينة غير المتزامنة ثلاثية الطور وضبطها ، وغالبًا ما تستخدم كمحرك مزود بمحول مصفوفة ثلاثي الأطوار ، من أجل الحصول على محرك بجودة جيدة بسرعة متغيرة هذا. تم اقتراح إستراتيجية تحكم تعتمد على تقنية المنطق الضبابي للتحكم في محول المصفوفة ،

تظهر نتائج المحاكاة التي تم الحصول عليها للتحكم والتحكم في الكميات الكهربائية والميكانيكية للآلة غير المتزامنة بدون ومع اقتران محول المصفوفة لسرعات مختلفة كفاءة وأداء محول المصفوفة المستخدم ، والذي يحل محل المزيد والمزيد من الكهرباء الساكنة التقليدية محولات في تطبيقات مختلفة ،

Abstract :

The objective of this work is to improve the control and adjustment of the speed of a three-phase asynchronous machine, often used as a motor supplied by a three-phase matrix converter, in order to have a good quality of drive at variable speed of this one.

A control strategy based on the fuzzy logic technique is proposed for the control of the matrix converter,

Simulation results obtained for the control and command of the electrical and mechanical quantities of the asynchronous machine without and with the association of matrix converter for different speeds show the efficiency and the performance of the matrix converter used, and which replaces more and more more conventional static converters in various application,

Liste des Figures

Liste des Figures

Figure (I.1) Une machine asynchrone.....	3
Figure (I.2) Constitution de la machine asynchrone.....	4
Figure (I.3) Stator.....	4
Figure (I.4) Rotor à cage.....	5
Figure(I.5): Représentation des enroulements statoriques et rotoriques de la machine asynchrone....	6
Figure (I.6) : Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park.....	10
Figure (I.7) : Repérage angulaire des systèmes d'axe.....	11
Figure (I.8) : Résultat de simulation de la machine asynchrone triphasée à vide.....	15
Figure (I.9) : Résultat de simulation de la machine asynchrone triphasée en charge (Application de deux couples résistants $Cr1=4N.m$ et $Cr2=6N.m$).....	16
Figure (II.1) : structure générale du système électrotechnique.....	19
Figure (II.2) : Schéma de principe du convertisseur matriciel.....	20
Figure (II. 3) : Schéma de principe d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel.....	21
Figure (II. 4) : Description d'un interrupteur idéal par réseaux de Pétri.....	22
Figure(II. 5) 3configurations possibles d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel....	23
Figure (II.6) : Réseau de Pétri en fonctionnement d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel.....	24
Figure (II. 7) : Modèle de connaissance du convertisseur matriciel.....	31
Figure (II.8) : MLI à trois intervalles qui commande la phase j de sortie.....	33
Figure (II.9) : Structure du modulateur MLI à trios intervalles.....	35
Figure (II.10) : Les signaux de référence de la stratégie MLI à trios intervalle.....	40
Figure(II.11)Les différentes signaux de commande des l'interrupteurs de convertisseur matriciel..	42
Figure (II.12) : Les tensions de sortie du convertisseur matriciel V_a, V_b, V_c , à une fréquence de sortie $0 f =25 Hz$	43
Figure (II.13) : Les tensions de sortie du convertisseur matriciel V_a, V_b, V_c , à une fréquence de sortie $0 f =50 Hz$	44
Figure (II.14) : Les tensions de sortie du convertisseur matriciel V_a, V_b, V_c , à une fréquence de sortie $0 f =100 Hz$	44
Figure (III.1): Exemple de la méthode d'inférence Max-min.....	50
Figure (III.2) : Exemple de la méthode de Takagi-Sugeno.....	50
Figure (III.3) : Organisation fonctionnelle d'un régulateur flou.....	52
Figure (III.4) : Structure du régulateur PI fou.....	53
Figure (III.5) : Forme de fonctions d'appartenances pour l'erreur normalisée.....	54
Figure (III.6) : Trajectoire dans le plan de phase.....	56
Figure (III.7) :cas de deux règles Contradictoire.....	59
Figure (III.8) : cas de règles malles formulées.....	59
Figure (III.9) : Défuzzification par la méthode des hauteurs pondérées.....	61
Figure (III.10) : Défuzzification par méthode de la moyenne des maximums.....	61
Figure (III.11) : Surface de commande d'un régulateur flou.....	61
Figure (IV.1) : Schéma bloc de l'association convertisseur matriciel-machine asynchrone.....	64
Figure (IV.2) : Principe de contrôle d'un régulateur floue.....	66
Figure (IV.3) : diagramme simulink d'un régulateur floue.....	67
Figure (IV.4) : Performance de l'association convertisseur matriciel-machine asynchrone triphasée ($f_0=25HZ$).....	70
Figure (IV.5) : Performance de l'association convertisseur matriciel-machine asynchrone triphasée ($f_0=50HZ$).....	72

Liste des tableaux

Tableau (II. 1) Grandeurs électriques caractérisant chaque configuration possible du convertisseur matriciel.....	21
Tableau (III.1) Zones homogènes principales dans la matrice de MacVicar-Whelan.....	56
Tableau (III.2) Matrice d'inférence à trois ensembles flous à chaque entrée.....	57
Tableau (III.3) Matrice d'inférence à cinq ensembles flous à chaque entrée.....	57
Tableau (III.4) Matrice d'inférence à cinq ensembles flous à chaque entrée.....	58
Tableau (III.5) Matrice d'inférence à sept ensembles flous à chaque entrée proposée par.....	58
Tableau (III.6) matrice d'inférence à sept ensembles flous à chaque entrée proposée par.....	59
Tableau (IV.1) : Les règles d'inférence de compensation.....	67

Sommaire

INTRODUCTION GENERAL.....1

Chapitre I : Modélisation et Simulation de la Machine Asynchrone

1. Introduction.....3
 2. Définition.....3
 3. Constitution.....4
 3.1. Stator.....4
 3.2. Rotor.....4
 3.2.1. Rotor bobiné.....4
 3.2.2. Rotor à cage.....5
 4. Principe de fonctionnement.....5
 5. Modélisation de la machine asynchrone.....6
 6. Hypothèses simplificatrices.....6
 7. Equations de la machine asynchrone en régime quelconque.....7
 7.1. Equations des tensions.....7
 7.2. Equations des flux.....7
 7.3. Equations mécaniques de la machine asynchrone.....8
 8. Transformation de Park.....9
 9. Equations de la machine asynchrone dans le repère de Park.....10
 9.1. Equations de tension.....11
 9.2. Equations du flux.....11
 10. Choix de référentiel.....12
 10.1. Référentiel lié au stator.....12
 10.2. Référentiel lié au rotor.....12
 10.3. Référentiel lié au champ tournant.....12
 11. Mise sous forme d'équation d'état.....13
 12. Simulations et interprétations.....14
 12. 1. Fonctionnement à vide ($C_r=0$ N.m)14
 12. 1. 1. Le Couple électromagnétique C_{em}14
 12.1.2. Le courant statorique i_a14
 12. 1.3. La vitesse de rotation N14
 12. 2. Fonctionnement en charge.....15
 13. Conclusion.....17

Chapitre II Modélisation et Stratégie de Commande du Convertisseur Matriciel

I. Introduction.....18
 II. Modélisation du convertisseur matriciel.....19
 1. Structure et fonctionnement du convertisseur matriciel.....19
 1. 1. Structure du convertisseur matriciel.....19
 1. 2. Principe de fonctionnement du convertisseur matriciel.....20
 1. 3. Fonctionnement d'une cellule du convertisseur matriciel.....21
 1. 4. Les différentes configurations d'une cellule d'un convertisseur matriciel et l'application des réseaux de Pétri.....22
 1. 4. 1. Les différentes configurations d'une cellule du convertisseur matriciel.....23
 1. 4. 2. Application du réseau de Pétri à une cellule de commutation du convertisseur matriciel.....23
 2. Modélisation en vue de la commande.....24
 2. 1. Hypothèses.....24
 2. 2. Commandabilité des convertisseurs statiques.....25
 2. 2. 1. Fonction et matrice de connexion des interrupteurs.....25
 2. 2. 2. Fonction génératrice de connexion des interrupteurs.....25

2. 3. Modélisation aux valeurs instantanées.....	26
2. 3. 1. Grandeurs électriques et leurs matrices de conversion.....	26
2. 3. 1. 1. Matrice de conversion des courants.....	26
2. 3. 1. 2. Matrice de conversion des tensions.....	27
2. 3. 2. La matrice de conversion du convertisseur matriciel.....	28
2. 3. 3. Modèle de connaissance du convertisseur matriciel.....	29
2. 4. Modélisation aux valeurs moyennes.....	29
2. 4. 1. Modèle de commande du convertisseur matriciel.....	30
III. Stratégie de commande du convertisseur matriciel.....	31
1. Principe de la stratégie.....	32
2. la méthode de Venturini.....	35
IV. Résultats de simulation et interprétation.....	38
V. Conclusion.....	45

Chapitre III : Technique de la logique floue

I. Introduction.....	46
II. la logique floue.....	46
1. Introduction.....	46
2. Sous-ensembles flous.....	47
3. Opérations sur les sous-ensembles flous et normes.....	48
4. Implication floue.....	48
5. Inférence.....	49
5. 1. Description des règles d'inférences.....	49
5. 2. Calcul des inférences.....	49
6. Méthode de Takagi-Sugeno.....	51
III. Commande à logique floue.....	51
1. Configuration générale d'un régulateur flou.....	51
2. Fuzzification.....	53
3. Inférences.....	55
4. Défuzzification.....	60
5. Surface de commande.....	61
6. Directives pour la conception d'un régulateur flou.....	62
IV. Conclusion.....	63

Chapitre IV : Association convertisseur matriciel – machine asynchrone

1. Introduction.....	64
2. Contrôle et commande du convertisseur matriciel.....	65
2.1. Le régulateur flou.....	65
3. Performances et résultats de simulation de l'association convertisseur matriciel — machine asynchrone.....	68
4. Conclusion.....	73

Conclusion Général.....	74
--------------------------------	-----------

Référence Bibliographique.....	76
---------------------------------------	-----------

Annexes.....	79
---------------------	-----------

Introduction Générale

Introduction Général :

Grâce au développement de l'électronique de puissance et de la commande, il est aujourd'hui possible d'obtenir des variateurs à courant alternatif aussi performants que ceux à courant continu. C'est le cas de la machine asynchrone à cage, qui est de conception simple, robustes, peu coûteuse à l'achat, et à l'entretien. Elle supporte de fortes surcharges et peut fonctionner dans les milieux explosifs et corrosifs.

Lorsqu'une machine n'est pas alimentée directement par le réseau, mais par l'intermédiaire d'un convertisseur statique, la contrainte fixant le nombre de phases statoriques à trois disparaît.

- Augmenter le nombre de phases au-delà de trois apparaît alors comme une alternative à considérer pour certaines applications (dans les domaines de la marine, la traction ferroviaire, l'industrie pétrochimique, l'avionique, l'automobile, etc...).
- Lors de l'augmentation de la puissance, des problèmes apparaissent tant au niveau de l'onduleur que de la machine. Les interrupteurs statiques de l'onduleur doivent commuter des courants importants et il est souvent nécessaire de placer plusieurs structures en parallèles.
- Les convertisseurs statiques sont les dispositifs à composants électroniques capables de modifier la tension et/ou la fréquence.

Les convertisseurs à topologie matricielle sont très peu connus. Jusqu'à présent, l'intérêt pour ce type de convertisseurs était d'une nature plutôt académique et ainsi il n'existe pas de produit commercialisé de convertisseur matriciel, à cause de la complexité élevée de sa commande et de sa tension réduite par rapport aux solutions conventionnelles. Néanmoins, on peut considérer les difficultés posées par la réalisation pratique du convertisseur matriciel dans le passé sont dues au problème de commutation du courant (absence des diodes de roue libre) et la protection des circuits de puissance.

Ce mémoire s'intéresse plus spécialement à un type de convertisseur AC/AC connu sous le nom de convertisseur matriciel. C'est un cycloconvertisseur à commutation forcée. Il est constitué d'une matrice d'interrupteurs de puissance bidirectionnels telle que chaque phase de sortie peut se connecter à la phase d'entrée. Aux convertisseurs matriciels triphasés, il y a 9 interrupteurs bidirectionnels. La matrice peut être commutée afin de connecter n'importe quelle phase de sortie sur une des trois phases d'entrée tout en évitant le court-circuit entre les différentes phases d'entrée et l'ouverture de circuit de puissance. Le convertisseur en question est apte à contrôler le facteur de puissance à son entrée, quel que soit la charge à sa sortie. Il offre les avantages suivants :

- a. Fonctionnement en quatre quadrants.

- b.** Ondes sinusoïdales à l'entrée et à la sortie.
- c.** Stockage minimum d'énergie.
- d.** Facteur de puissance contrôlable.

L'inconvénient majeur de ce type de convertisseur est que la tension de sortie est limitée à 86,6% la tension d'entrée. En plus, sa réalisation n'est pas simple du fait que le circuit de puissance ne présente pas de chemin de roue libre.

L'objectif principal de ce mémoire est d'étudier un convertisseur matriciel destiné à alimenter une machine asynchrone triphasée. L'objectif est donc de réaliser un circuit de puissance basé sur des transistors IGBT, et de le commander afin qu'il puisse alimenter cette machine.

Ce mémoire est principalement s'orientera autour de deux axes : la modélisation et la commande. Il comporte quatre chapitres :

Le premier chapitre est consacré à la modélisation et simulation à vide de la machine asynchrone triphasée en vue d'une alimentation par convertisseurs matriciel.

Au deuxième chapitre, nous présentons la modélisation du convertisseur matriciel, en élaborant son modèle de connaissance à partir du réseau de Pétri, et son modèle de commande, et nous avons développé la stratégie de commande du convertisseur matriciel qui est La stratégie de modulation de largeur d'impulsion (MLI) à trois intervalles.

Le troisième chapitre est consacré à la théorie de la logique floue ainsi que son utilisation dans la commande des systèmes. Nous commençons par exposer les définitions de base sur les variables floues ainsi que les notions juste nécessaires pour les développements qui suivent. Le principe de la commande floue est ensuite abordé en présentant les différents types de régulateurs flous et en explicitant les éléments constitutifs de chaque type.

Dans le quatrième chapitre est en vue de l'association convertisseur matriciel-machine asynchrone et avec des résultats de simulation.

Finalement nous terminerons par une conclusion pour résumer les principaux résultats obtenus, et donner les perspectives envisagées.

Chapitre I :
Modélisation et Simulation de
la Machine Asynchrone

1. Introduction :

La modélisation des machines électriques s'avère nécessaire et primordiale pour toute étude théorique de la machine en vue de simulation ou de commande.

La modélisation est la description mathématique d'un processus technique, cette description mathématique se fait normalement par des équations différentielles ou des fonctions de transfert et donne les relations entre les grandeurs d'entrée et les grandeurs de sortie d'un système [75].

La machine asynchrone est devenue la machine la plus utilisée au quotidien dans toutes les applications. A noter qu'elle a trouvé sa place dans les applications domestiques, aux ateliers, à l'usine (applications d'entraînement) ainsi que dans les domaines spécialisés comme le ferroviaire, le maritime

Elle est déterminée par sa robustesse, son faible cout d'achat, son entretien peu important ainsi que sa fiabilité.

Ces raisons lui ont permis de conquérir un espace de plus en plus important au détriment des machines à courant continu.

Grâce aux avancements technologiques rapides dans le domaine de l'électronique de puissance et la technologie des microprocesseurs, la machine asynchrone est libérée de sa position antérieure, considérée comme machine à vitesse fixe. Elle est actuellement utilisée dans des applications à vitesse variable.

2. Définition :

Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif pour laquelle la vitesse de rotation de l'arbre est différente de la vitesse de rotation du champ tournant. La machine qui nous intéresse dans cette partie est plus précisément une machine à induction. Il existe en effet théoriquement d'autres types de machines asynchrones. Une machine à induction est une machine asynchrone dont le circuit magnétique est associé à deux, ou plus de deux, circuits électriques se déplaçant l'un par rapport à l'autre et dans lequel l'énergie est transférée de la partie fixe à la partie mobile, ou inversement, par induction électromagnétique [79].

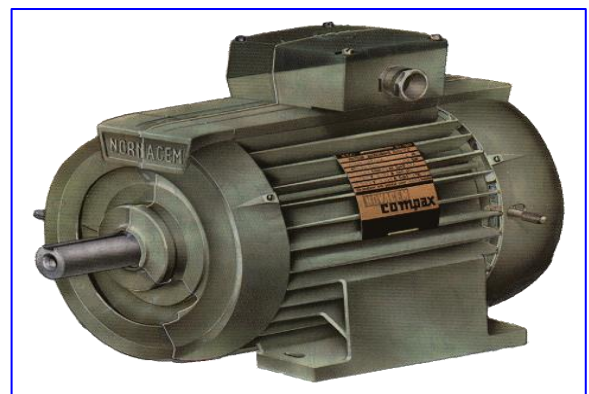
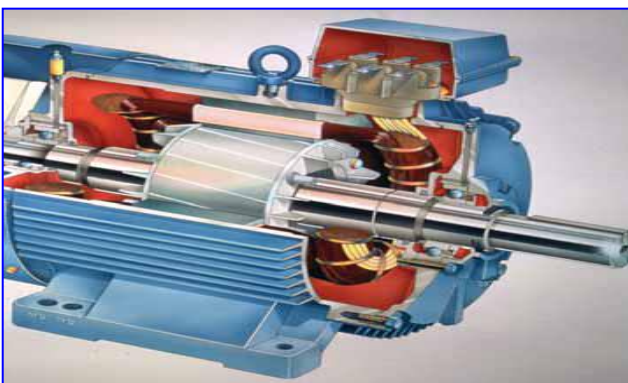


Figure (I.1) Une machine asynchrone

3. Constitution :

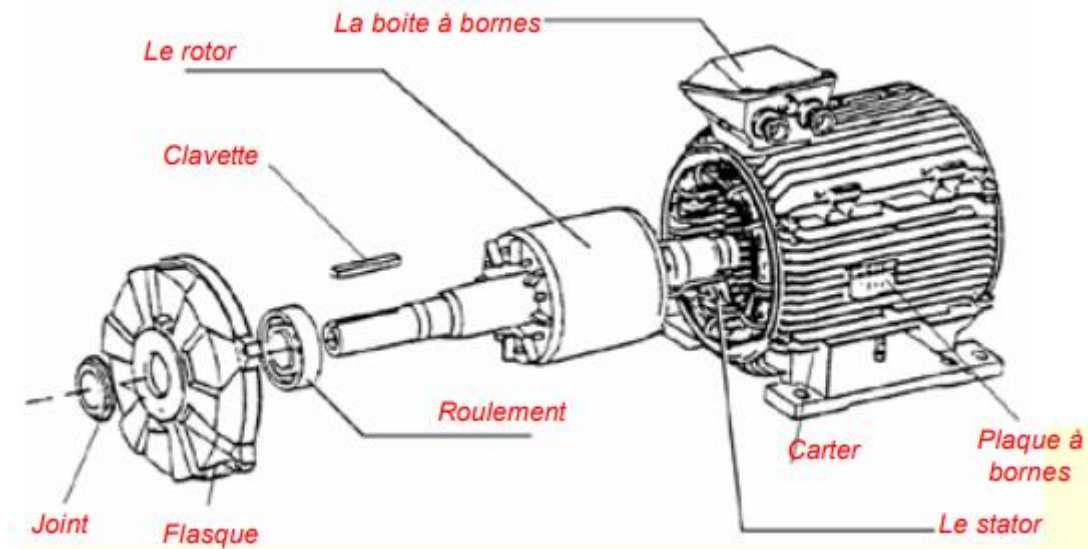


Figure (I.2) Constitution de la machine asynchrone

3.1. Stator :

Le stator comporte une carcasse en fonte ou en tôle d'acier dans laquelle est inséré un circuit magnétique formé d'un empilage de tôles. Le stator d'une machine asynchrone triphasée porte un enroulement triphasé réparti dans des encoches du circuit magnétique. Il est généralement couplé en étoile.

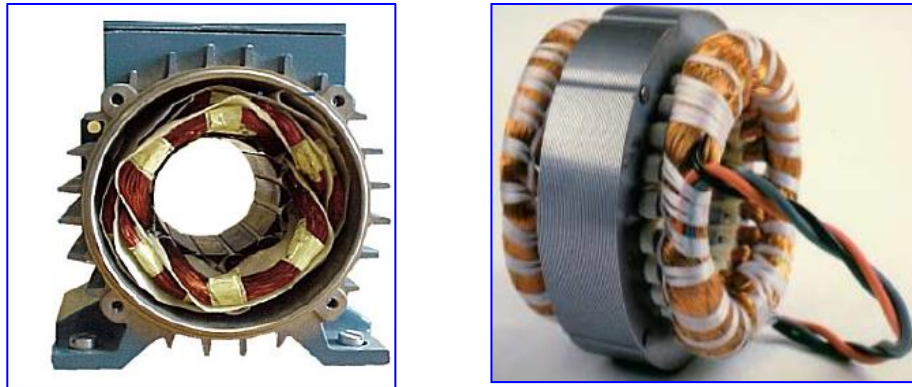


Figure (I.3) Stator

3.2. Rotor :

Deux grandes catégories de machines asynchrones apparaissent suivant la structure de leur rotor qui peut être bobiné ou à cage. Pour ces deux variantes, le circuit magnétique du rotor est un assemblage de tôles ferromagnétiques muni d'encoches.

3.2.1. Rotor bobiné :

Dans ce cas, les encoches présentées à la périphérie du rotor contiennent un enroulement similaire à celui du stator. Le bobinage rotorique est toujours couplé en étoile et il est accessible de l'extérieur grâce à un système de bagues et de balais, ce qui permet soit de le court-circuiter, soit

de le relier à un circuit permettant d'agir sur les caractéristiques de la machine dans certains fonctionnements.

3.2.2. Rotor à cage :

Dans ce cas, les encoches contiennent des barres reliées aux deux extrémités par des anneaux de court-circuit. L'ensemble forme une cage d'écureuil.

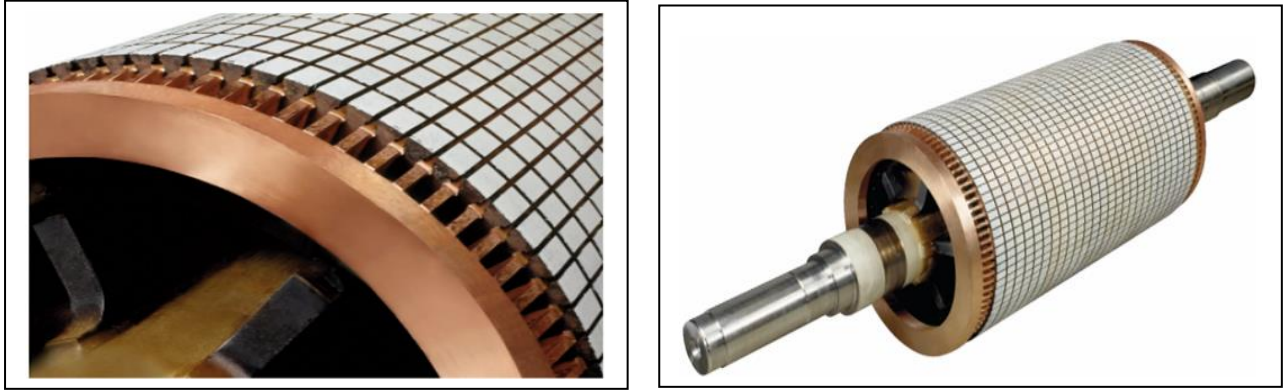


Figure (I.4) Rotor à cage

4. Principe de fonctionnement

Si l'on remplace le rotor d'une machine synchrone par un cylindre conducteur mobile autour de son axe, on constate qu'il se met en rotation à une vitesse inférieure à la vitesse de synchronisme. Il tourne dans un sens lorsque le stator est alimenté par un système de tensions triphasé équilibré direct, en sens inverse si on intervertit deux phases (système de tensions triphasé équilibré inverse).

Les courants de Foucault et la loi de Lenz permettent d'interpréter ce phénomène.

Le système des courants triphasé statorique donne naissance à un champ tournant à la vitesse de synchronisme Ω .

Ce champ magnétique induit dans le cylindre rotorique des courants de Foucault dont l'effet, d'après la loi de Lenz, doit s'opposer à la rotation du champ d'origine statorique par rapport au rotor.

Le cylindre se met donc en rotation, sa vitesse tendant vers la vitesse de synchronisme sans jamais l'atteindre. En effet, s'il tourne à la vitesse de synchronisme il ne «voit» plus de variation de champ, donc il n'y a plus de courant induit.

Plus de courants induits, plus de couple... et le rotor a tendance à ralentir, donc il voit à nouveau un champ variable qui crée des courants induits, donc un couple moteur, etc.

Un équilibre dynamique s'établit et le rotor tourne à la vitesse $\Omega < \Omega$

De la même façon, si on l'entraîne à une vitesse supérieure à Ω_{syn} , le stator tend à ramener sa vitesse à la vitesse de synchronisme, le rotor est donc freiné, c'est un fonctionnement en génératrice.

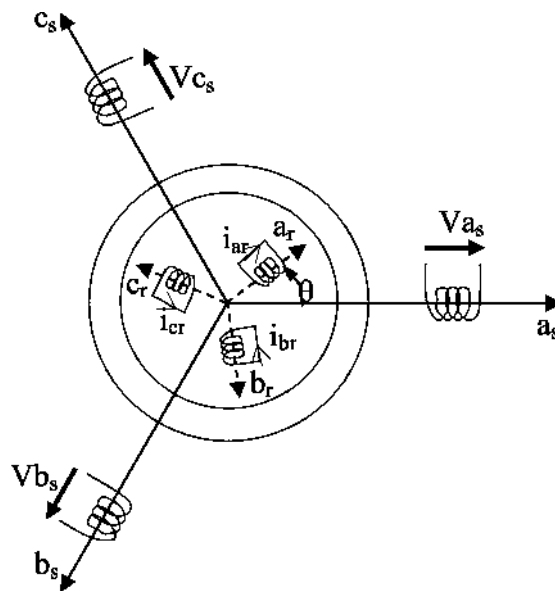
De telles machines, qui ne développent un couple que pour des vitesses différentes de la vitesse de synchronisme, sont dites machines asynchrones ou à induction [79].

5. Modélisation de la machine asynchrone :

La machine asynchrone se compose :

- d'un primaire qui est généralement le stator, le plus souvent triphasé, relié à la source d'alimentation.
- d'un secondaire, généralement le rotor, qui est en court-circuit.

Les enroulements des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques dans l'espace peuvent être représentés comme indiqué sur la figure (3.1) Les phases rotoriques sont courtes circuitées sur elles-mêmes. θ est l'angle électrique entre l'axe de la phase a statorique et la phase a rotorique [76].



Figure(I.5): Représentation des enroulements statoriques et rotoriques de la machine asynchrone.

6. Hypothèses simplificatrices :

La machine asynchrone, avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, alors il est nécessaire d'adopter les hypothèses simplificatrices suivantes :

- ✓ on suppose les circuits magnétiques non saturés et suffisamment feuilletés pour que les pertes fer soient négligeables. Les relations entre les flux et les courants sont donc linéaires.
- ✓ On considère une densité uniforme de courant dans les sections des conducteurs élémentaires. L'effet de peau est négligé.
- ✓ La force magnétomotrice créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition

sinusoïdale.

- ✓ L'entrefer uniforme (effets d'encochements négligés).

Les deux dernières hypothèses citées ci-dessus conduisent à des expressions très simples des inductances de la machine asynchrone. [76]

7. Equations de la machine asynchrone en régime quelconque :

7.1. Equations des tensions :

La loi de Faraday permet d'écrire :

$$v = Ri + \frac{d\phi}{dt}.$$

En tenant compte de la représentation de la Figure (3.1) et des hypothèses simplificatrices citées auparavant, les équations des tensions des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques s'écrivent : [77]

$$\begin{cases} V_s = R_s I_s + \frac{d}{dt} \phi_s. \\ V_r = R_r I_r + \frac{d}{dt} \phi_r. \end{cases} \quad (3.1)$$

L'indice **s** et **r** représentent respectivement les grandeurs relatives au stator et au rotor. [77]

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix}; [I_s] = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix}; [\phi_s] = \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix}$$

$$[V_r] = \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix}; [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix}; [\phi_r] = \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix}$$

7.2. Equations des flux :

Les flux totaux de la machine sont donnés par les relations suivantes :

$$\begin{cases} \phi_s = (L_{ss})(I_s) + (M_{sr})(I_r) \\ \phi_r = (L_{rr})(I_r) + (M_{rs})(I_s) \end{cases} \quad (3.2)$$

Les quatre matrices d'inductances sont données par les relations suivantes : [77]

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Les différentes inductances utilisées dans ces relations désignent :

- ✓ L_s : inductance propre d'une phase statorique.
- ✓ L_r : inductance propre d'une phase rotorique.
- ✓ M_s : inductance mutuelle entre deux phases statoriques.
- ✓ M_r : inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.
- ✓ M : inductance entre deux phases statoriques et rotoriques lorsque ces deux coïncident.
- ✓ θ : écart angulaire entre stator et rotor.

En remplaçant l'équation (3.2) dans l'équation (3.1), et en désignant par \mathbf{P} l'opérateur $\frac{d}{dt}$,

Les équations des tensions au stator et au rotor s'écrivent [77]:

$$\begin{aligned} [V_s] &= [R_s][I_s] + p \{ [L_{ss}][I_s] \} + p \{ [M_{sr}][I_r] \} \\ [V_r] &= [R_r][I_r] + p \{ [L_{rr}][I_r] \} + p \{ [M_{rs}][I_s] \} \end{aligned} \quad (3.4)$$

7.3. Equations mécaniques de la machine asynchrone :

L'expression du couple électromagnétique peut être obtenue à partir de la dérivée de la Co énergie par rapport à l'angle θ [78].

Le couple électromagnétique développé s'écrit :

$$C_e = p [I_s]^t \frac{d[M_{sr}]}{d\theta} [I_r]. \quad (3.5)$$

L'expression du couple électromagnétique et celle du mouvement pour une machine asynchrone multipolaire s'écrit comme suite :

$$\begin{aligned} C_{em} &= p (\phi_{ds} i_{qs} - \phi_{qs} i_{ds}) \\ C_{em} &= p (\phi_{qr} i_{dr} - \phi_{dr} i_{qr}) \\ C_{em} &= pM (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \\ C_{em} &= \frac{pM}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \end{aligned}$$

L'équation mécanique de la machine est donnée par l'expression suivante : [78]

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - K_f \Omega. \quad (3.6)$$

$$\Omega = \frac{\omega}{p} \quad d\Omega = \frac{1}{p} \frac{d\omega}{dt}$$

J : Moment d'inertie de la partie tournante.

Ω : Vitesse mécanique du moteur.

C_e : Couple électromagnétique.

C_r : Couple de charge.

K_f : Coefficient de frottement visqueux.

La résolution analytique de ces équations dans ce repère est très difficile, car le system d'équation est à coefficients variables en fonction de l'angle θ . [78]

8. Transformation de Park :

Lors de l'élaboration des équations électriques de la machine asynchrone, on s'est rendu compte que les grandeurs statoriques sont liées aux grandeurs rotoriques à travers l'angle θ , alors on a procédé à simplifier ces équations en appliquant des transformations orthogonales.

La transformation de Park est une transformation triphasée-biphasée suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère abc vers le repère $\alpha\beta$ puis vers le repère dq .Le repère $\alpha\beta$ est toujours fixe au repère abc , par contre le repère dq est mobile [75].

Cette transformation a pour effet de rendre les inductances mutuelles du modèle de la machine indépendante de la rotation, c'est à dire de l'angle θ . ,

La transformation triphasé-biphasé est donnée par : [75]
$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}; C_{32} = K \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

$k = \sqrt{\frac{2}{3}}$: utilisé pour les transformations conservant la puissance (**concordai**).

$k = \frac{2}{3}$: utilisé pour les transformations conservant l'amplitude (**Clark**).

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}$$

La transformation de *PARK* est définie par sa matrice de transformation $[P(\theta_e)]$. Elle

s'exprime comme suit: [75]

$$[P(\theta_e)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_e) & -\sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Le changement de variables est défini par l'expression suivante :

$$[X_{d,q,0}] = [P][X_{a,b,c}] \quad (3.8)$$

Pour le stator : $\theta_e = \theta_s$ et pour le rotor : $\theta_e = \theta_r$.

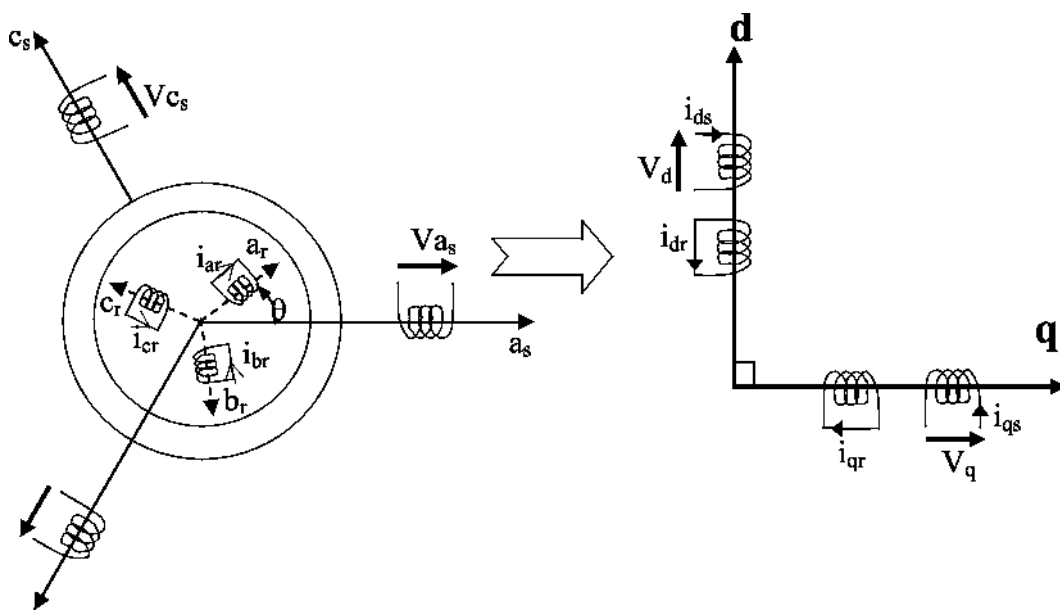


Figure (I.6) : Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park.

9. Equations de la machine asynchrone dans le repère de Park :

On applique la transformation de Park aux courants, tensions et flux. Un changement de variables fait intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes d et q.

Si l'on note par θ_s l'angle de la transformation de Park des grandeurs statoriques et par θ_r , celui des grandeurs rotoriques, il existe une relation qui les lie et qui simplifie les équations et par la même le modèle final.

Les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celles des grandeurs rotoriques doivent coïncider pour simplifier ces équations. Ceci se fait en liant les angles θ_s et θ_r par la relation suivante : [76]

$$\theta_s = \theta + \theta_r \quad (3.9)$$

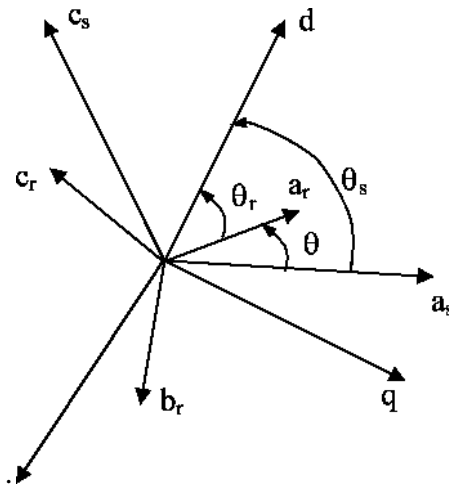


Figure (I.7) : Repérage angulaire des systèmes d'axe.

9.1. Equations de tension :

Dans le repère de Park tournant à la vitesse ω_a par rapport au stator, les équations des tensions s'écrivent après l'application de la transformation de Park aux grandeurs comme suit

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \omega_a \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + \omega_a \phi_{ds} \end{cases} \quad (3.10)$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - (\omega_a - \omega_m) \phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + (\omega_a - \omega_m) \phi_{dr} \end{cases} \quad (3.11)$$

ω_a et ω_m désignent respectivement la vitesse du repère dq et la vitesse du rotor par rapport au stator. [76]

9.2. Equations du flux :

Les différentes expressions des flux statoriques et rotoriques s'écrivent dans le modèle de Park sous la forme qui suit :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \end{cases} \quad (3.12)$$

L_s , L_r et L_m sont des inductances cycliques et ont pour expression :

$L_s = I_s - m_s$: Inductance cyclique statorique.

$L_r = I_r - m_r$: Inductance cyclique rotorique.

$L_m = \frac{3}{2} m_{sr}$: Inductance mutuelle cyclique entre rotor et stator. [76]

10. Choix de référentiel

Trois types de référentiel sont intéressants en pratique [78]:

- ✓ Référentiel lié au stator.
- ✓ Référentiel lié au rotor.
- ✓ Référentiel lié au champ tournant.

10.1. Référentiel lié au stator :

est le mieux adopté pour travailler avec les grandeurs instantanées.

$$\frac{d}{dt}\theta_s = 0 \quad \frac{d}{dt}\theta_r = -\omega_m$$

10.2. Référentiel lié au rotor : dans ce repère $\theta_s = \theta$, donc :

$$\frac{d}{dt}\theta_r = 0 \quad \frac{d}{dt}\theta_s = \omega_m$$

10.3. Référentiel lié au champ tournant : dans ce cas la vitesse ω_s est la vitesse du champ tournant, les équations relatives au modèle de la machine asynchrone dans ce repère sont données par : [75]

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt}\Phi_{ds} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt}\Phi_{qs} - \omega_s \Phi_{ds} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt}\Phi_{dr} - (\omega_s - \omega_m)\Phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt}\Phi_{qr} + (\omega_s - \omega_m)\Phi_{dr} \end{array} \right. \quad (3.13)$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \\ \Phi_{dm} = L_m (i_{ds} + i_{dr}) \\ \Phi_{qm} = L_m (i_{qs} + i_{qr}) \end{array} \right. \quad (3.14)$$

11. Mise sous forme d'équation d'état : [77]

Vu la nécessité de représenter le modèle non linéaire de la machine asynchrone sous forme d'équation d'état, et en manipulant les équations électriques (3.13) et (3.14), on aboutit à la forme d'état suivante :

$$\begin{cases} \dot{X} = F_x(X, U, t) \\ Y = F_y(X, U, t) \end{cases}$$

Avec :

X : vecteur d'état

U : vecteur d'entrée

Y : vecteur de sortie

On peut choisir indifféremment les composantes du vecteur « X ». Tel que :

$$X = (\Phi_{ds}, \Phi_{qs}, i_{ds}, i_{qs}, \Omega)^t$$

On aura ainsi le système suivant :

$$\begin{cases} \dot{X}_1 = AX_1 + BU \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J}(C_e - C_r - K_f \Omega) \end{cases}$$

Avec :

$$X_1 = (\Phi_{ds}, \Phi_{qs}, i_{ds}, i_{qs})^t \quad ; \quad \Omega = \frac{\omega}{p}$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \omega_s & -R_s & 0 \\ -\omega_s & 0 & 0 & -R_s \\ \frac{1}{\sigma T_r L_s} & \frac{\omega}{\sigma L_s} & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) & (\omega_s - \omega) \\ -\frac{\omega}{\sigma L_s} & \frac{1}{\sigma T_r L_s} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) \end{bmatrix} ; B = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix} ; U = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix}.$$

- $T_r = L_r / R_r$: Constante de temps rotorique.
- $T_s = L_s / R_s$: Constante de temps statorique.
- $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}$: Coefficient de fuites totales.

12. Simulations et interprétations

12. 1. Fonctionnement à vide ($C_r=0$ N.m)

12. 1. 1. Le Couple électromagnétique C_{em}

Lors du démarrage de la machine asynchrone, on constate un régime transitoire avec un couple de démarrage très fort qui atteint la valeur de 32 N.m. cela est justifié par le bruit engendré lors des démarrages des machines asynchrones ainsi que l'inertie importante que la machine doit vaincre pour démarrer.

Après 0.4 s la machine atteint le régime permanent et le couple électromagnétique se stabilise à environ 0.19 N.m. ce qui est logique car la machine maintenant ne doit vaincre que les contraintes mécaniques.

12.1.2. Le courant statorique i_a

Au démarrage le courant statorique atteint une valeur crête de 27.5 A, cela est dû au fort appel du courant de démarrage (il peut atteindre dix fois le courant nominal) afin de générer un couple suffisant pour vaincre l'inertie de la machine.

Le courant évolue à l'intérieur d'une enveloppe exponentielle, il tendra après le régime transitoire de $0,4$ s vers une sinusoïdale à amplitude constante de $3,6$ A.

12. 1.3. La vitesse de rotation N

Pendant le régime transitoire, la vitesse croît d'une manière quasi linéaire, après $0,4$ s la machine atteint son régime permanent et la vitesse se stabilise au voisinage de la vitesse de synchronisme (1500 tr/min).

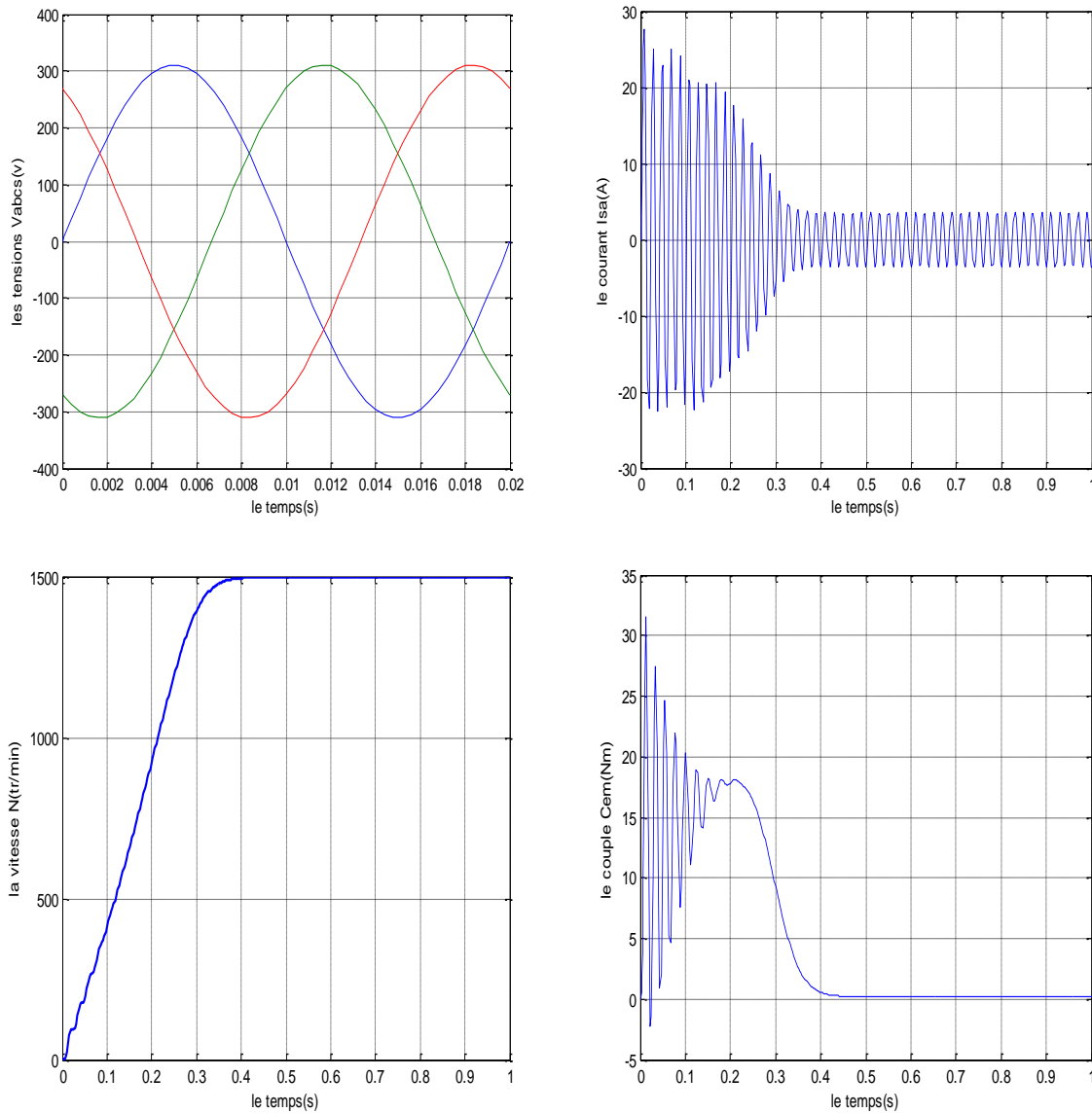


Figure (I.8) : Résultat de simulation de la machine asynchrone triphasée à vide.

12. 2. Fonctionnement en charge

Après avoir simulé le démarrage de la machine asynchrone à vide, on va maintenant lui imposer des perturbations au régime permanent à l'aide des couples résistants ($C_{r1} = 4 \text{ N.m}$ et $C_{r2} = 6 \text{ N.m}$), ce qui nous permettra de visualiser les résultats de simulation en charge.

En imposant un couple résistant $C_{r1} = 4 \text{ N.m}$ on constate que la vitesse chute et elle se stabilise à 1453 tr/min . Puis, le phénomène se reproduit de la même manière en imposant un couple résistant $C_{r2} = 9 \text{ N.m}$ après 0.5 s de l'application de C_{r1} et la vitesse maintenant se stabilise à 1366 tr/min .

Par contre le couple électromagnétique C_{em} augmente à 4.18 N.m puis à 10.18 N.m après l'application respective des couples résistants C_{r1} et C_{r2} à 0.5s d'intervalle et cela est dû à la compensation des perturbations engendrées par les couples résistants.

De même le courant statorique augmente et oscille en sinusoïde avec une valeur crête de 4A puis 6.8A lors de l'application des couples résistants C_{r1} et C_{r2} , cette augmentation peut être expliquée par l'augmentation de l'appel de la machine en fonction du couple résistant appliqué afin de subvenir au besoin de la charge imposée.

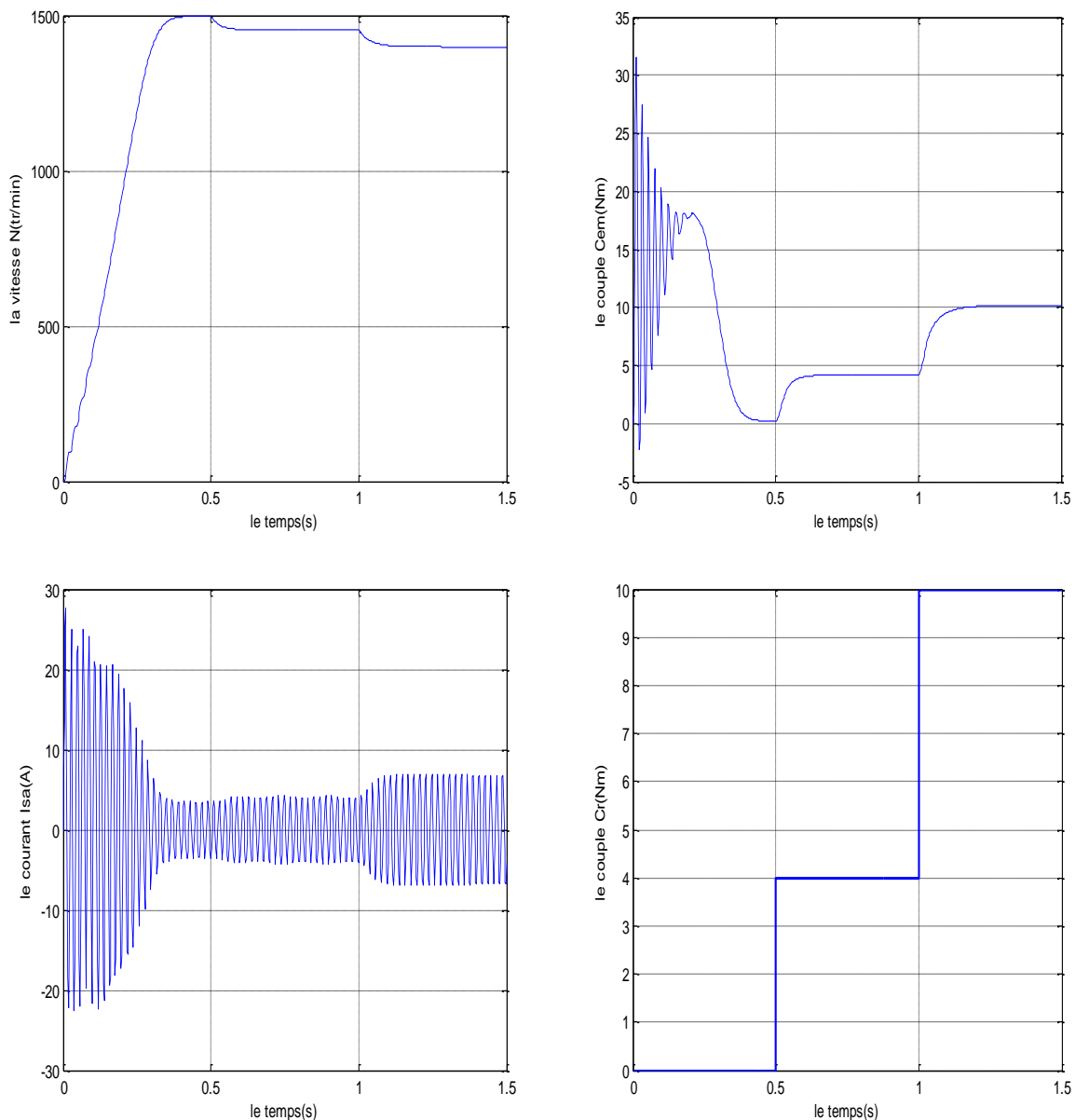


Figure (I.9) : Résultat de simulation de la machine asynchrone triphasée en charge (Application de deux couples résistants $C_{r1}=4\text{N.m}$ et $C_{r2}=6\text{N.m}$).

13. Conclusion

Ce chapitre présente la modélisation et la simulation d'un moteur asynchrone à cage en utilisant le logiciel MATLAB/SIMULINK. Ce type de moteur s'est imposé dans l'industrie grâce à sa robustesse et sa simplicité de construction ; par contre sa simulation est difficile, car le modèle est fortement non linéaire. Actuellement, la disponibilité de puissants outils informatiques de calcul permet de surmonter cette difficulté. Le processus de démarrage du moteur, suivi de l'application d'une charge entraînée a été modélisé et simulé. Les résultats obtenus démontrent la justesse du modèle développé.

***Chapitre II :
Modélisation et Stratégie de
Commande du Convertisseur
Matriciel***

I. Introduction

Après avoir modélisé la machine asynchrone à cage pour une préalable alimentation par un convertisseur statique, on va se pencher dans ce chapitre à la modélisation et la commande d'un convertisseur statique à structure matricielle appelé communément CONVERTISSEUR MATRICIEL.

Le convertisseur matriciel est un dispositif qui permet d'assurer la conversion directe alternatif — alternatif. Il est composé d'une partie puissance et d'une partie contrôle-commande (Figure (II.1)). Sa fonction est d'assurer le réglage de transition de puissance électrique de la source vers le récepteur. Ainsi, il est primordial d'en établir le modèle de commande qui est déduit d'un modèle de connaissance du convertisseur, en utilisant les réseaux de Pétri, les fonctions de connexion, et les fonctions de conversion.

La méthode de modulation de largeur d'impulsion (MLI à trois intervalles) permet de réaliser la commande par pulsation des commutateurs de puissance des convertisseurs statiques. Comme elle est déjà bien connue relativement à la commande des convertisseurs de fréquence conventionnels. En doit s'adapter à la topologie et la commande du convertisseur matriciel.

La technique de modulation permet d'imposer la durée de commutation de chaque phase de sortie à chaque phase d'entrée. Les rapports cycliques de consigne étant nécessaires pour la modulation des tensions et courants doivent simple et peut se faire en principe à l'aide des circuits MLI (PWM) standards. En plus, ce principe possède une grande souplesse pour la commande des commutateurs de puissance, et par conséquent elle est particulièrement apte à l'étude de différents algorithmes de modulation.

II. Modélisation du convertisseur matriciel

1. Structure et fonctionnement du convertisseur matriciel

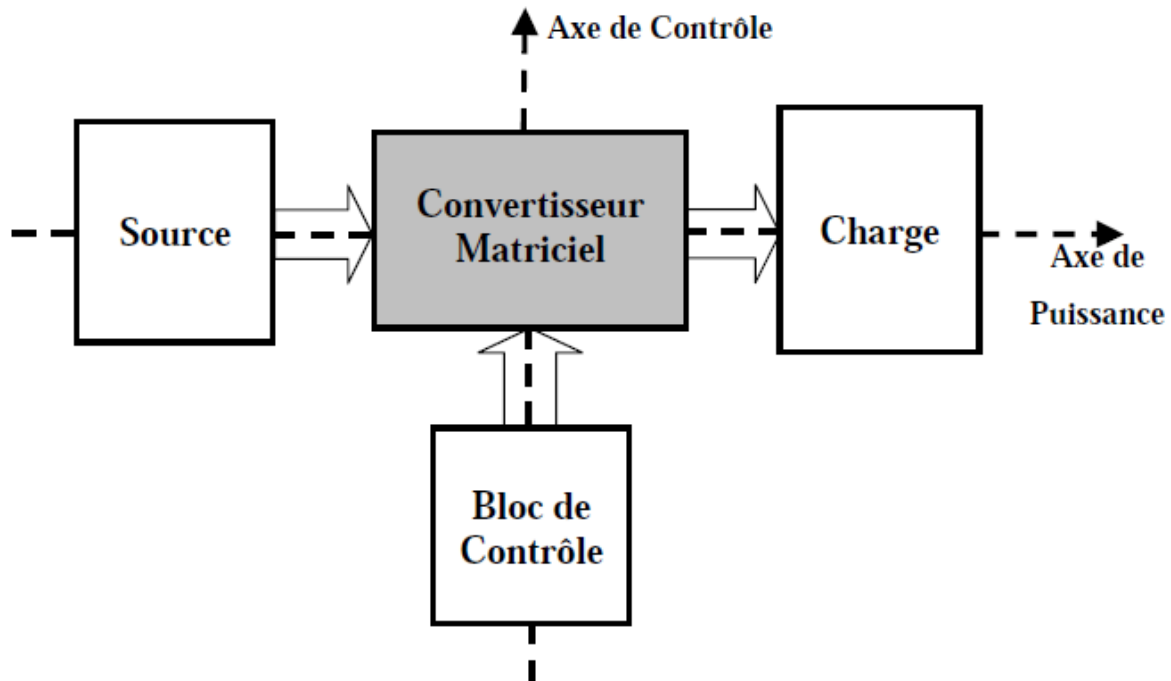


Figure (II.1) : structure générale du système électrotechnique.

1. 1. Structure du convertisseur matriciel

Le convertisseur matriciel est un convertisseur statique de fréquence, il permet la conversion directe c'est à dire sans avoir recours à un circuit intermédiaire continu. Ce dernier est les caractéristiques principaux des convertisseurs conventionnels redresseur - onduleur. Il permet d'avoir en sortie un système triphasé de tensions variables en amplitude et en fréquence à partir d'une entrée d'un système triphasé de tension fixe du réseau d'alimentation électrique. Ce convertisseur est caractérisé par une topologie matricielle de neuf interrupteurs (matrice $[3 \times 3]$), tel que les trois phases d'entrées du réseau sont interconnectées aux trois phases de sortie du convertisseur par le biais de commutateurs de puissance bidirectionnels (conduisant le courant dans les deux sens et bloquant les tensions des deux polarités).

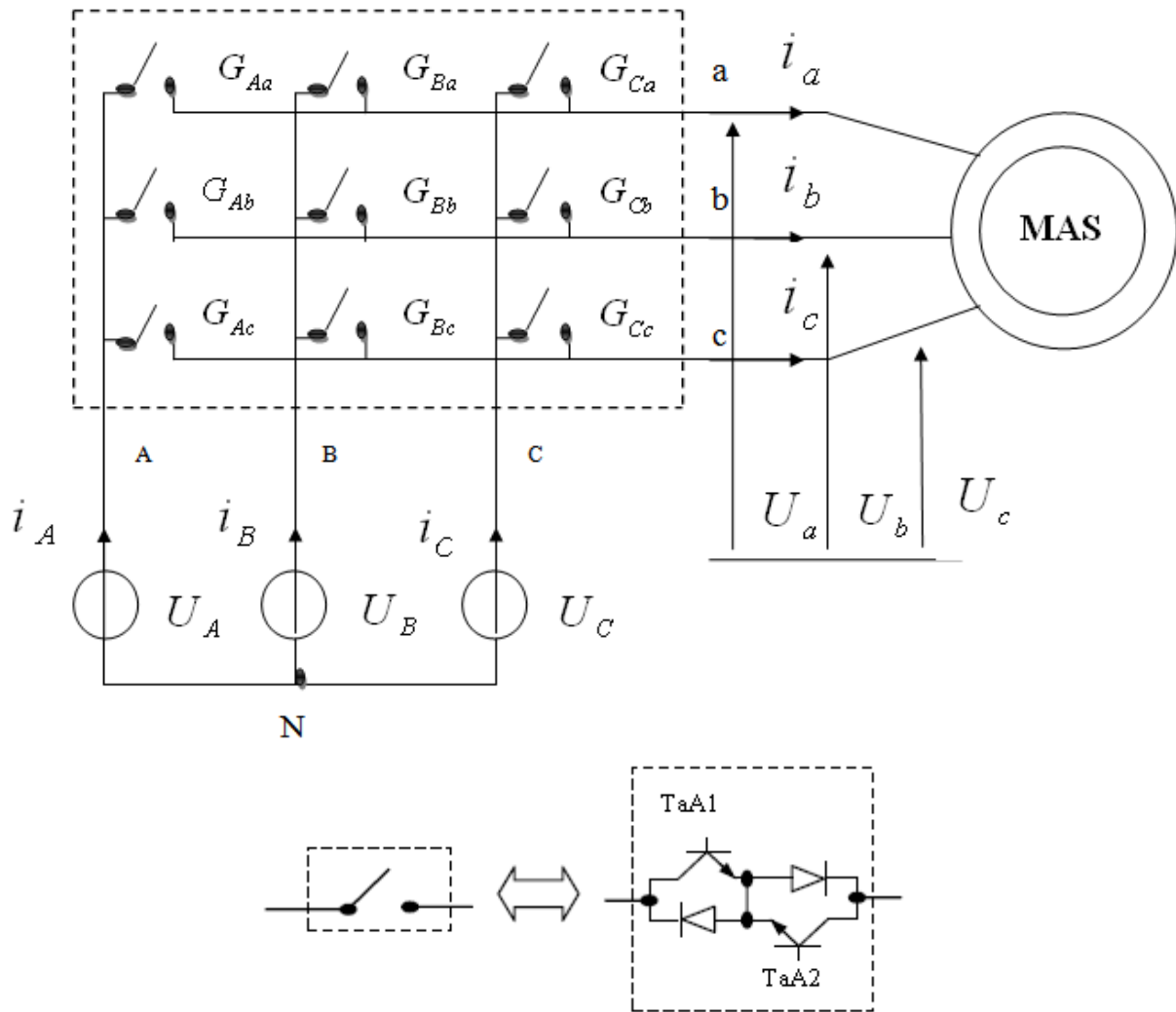


Figure (II.2) : Schéma de principe du convertisseur matriciel.

Remarque :

Le fait qu'on a modélisé l'interrupteur du convertisseur matriciel (constitué de deux diodes et deux transistors) par un commutateur bidirectionnel en courant et en tension a réduit le nombre de configurations possibles du convertisseur matriciel.

1. 2. Principe de fonctionnement du convertisseur matriciel

A partir de la topologie du convertisseur matriciel on constate l'existence de trois cellules de commutation (cellule **a**, cellule **b**, cellule **c**) et chacune d'elles porte trois interrupteurs. D'après les théories de probabilité on peut donc avoir 27 configurations possibles, car le convertisseur possède neuf interrupteurs et chacun peut être à l'état ouvert ou fermé.

Puisque le convertisseur idéalisé est un élément de couplage, le respect du principe de causalité conduit à des règles précises concernant le groupement d'interrupteurs formant le convertisseur

:

- Les sources situées de part et d'autre du groupement sont nécessairement de natures différentes.
- La continuité énergétique impose de ne retenir, parmi les configurations possibles de la partie opérative, que celles qui sont physiquement réalisables, une source de tension non nulle ne peut être mise en court circuit, une source de courant non nul ne peut être mise en circuit ouvert [13].

Finalement on déduit que pour chaque cellule un et un seul commutateur doit être fermé, se qui réduit le nombre de configurations possibles à 3^3 .

1. 3. Fonctionnement d'une cellule du convertisseur matriciel

Vu la symétrie fonctionnelle des cellules de commutation, ainsi par rapport à la commande, l'étude du convertisseur matriciel se limite à l'étude d'une cellule de commutation. Dans chaque cellule on distingue trois configurations possibles qui sont caractérisées par des grandeurs électriques, (voir tableau (II.1)).

La configuration	La grandeur électrique qui le caractérise
E_1	$U_a = U_A$
E_2	$U_a = U_B$
E_3	$U_a = U_C$

Tableau (II. 1) : Grandeurs électriques caractérisant chaque configuration possible du convertisseur matriciel.

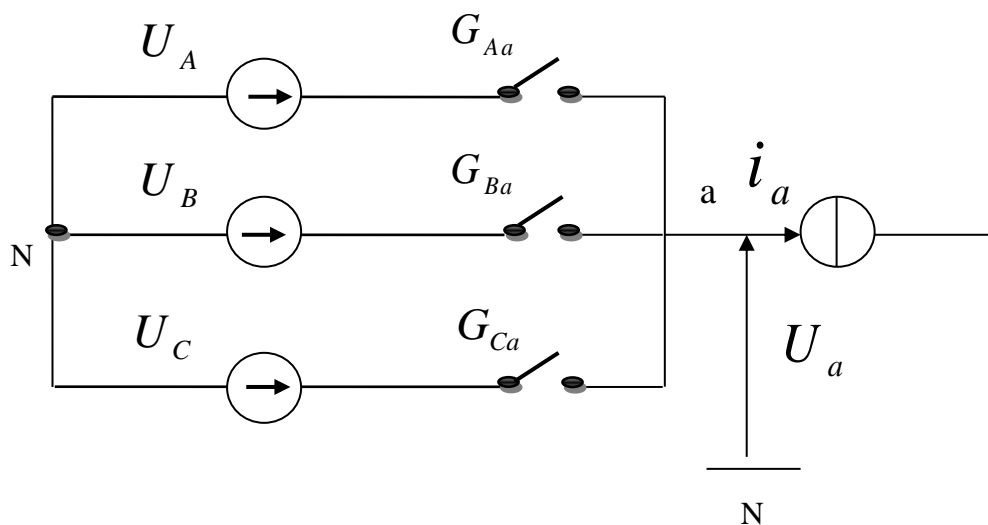


Figure (II. 3) : Schéma de principe d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel.

1. 4. Les différentes configurations d'une cellule d'un convertisseur matriciel et l'application des réseaux de Pétri

Les réseaux de Pétri sont dédiés à la description des systèmes séquentiels. Les états stables sont appelés *places* et les conditions de passage d'une place à l'autre sont nommées *transitions*. Ils sont très souvent utilisés en conception logique pour décrire les machines d'états régissant le fonctionnement du système.

Nous pouvons utiliser les réseaux de Pétri en électronique de puissance pour décrire les différents états d'un composant. Prenons par exemple un interrupteur idéal commandable par un signal (g).

- Si l'interrupteur est commandé (g), il est fermé et impose une tension nulle à ses bornes.
- S'il n'est pas commandé (\bar{g}), il est ouvert et impose donc un courant nul dans la branche dans laquelle il est insère.

Les réseaux de Pétri nous permettent de représenter très simplement un tel fonctionnement :

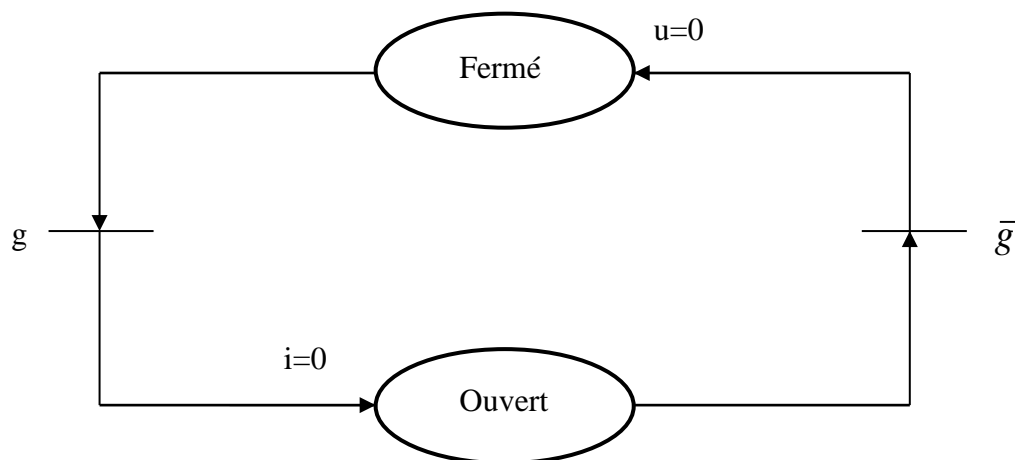
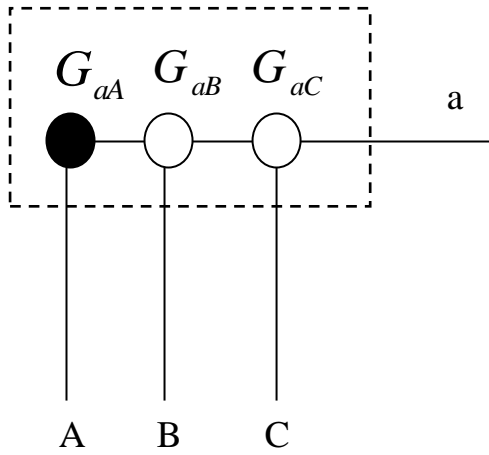
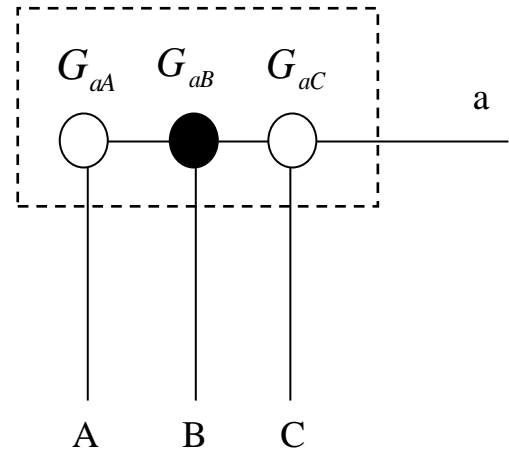


Figure (II. 4) : Description d'un interrupteur idéal par réseaux de Pétri.

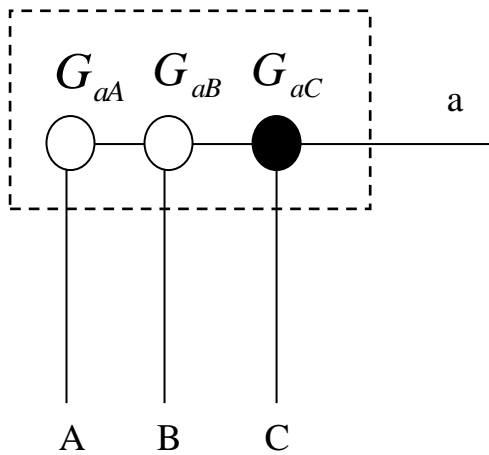
1. 4. 1. Les différentes configurations d'une cellule du convertisseur matriciel



La configuration E1



La configuration E2



La configuration E2

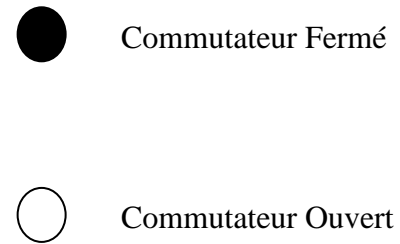


Figure (II. 5) : Les trois configurations possibles d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel.

1. 4. 2. Application du réseau de Pétri à une cellule de commutation du convertisseur matriciel

En analysant les conditions entre les différentes configurations possibles illustrées Précédemment, on arrive à préciser les réceptivités du réseau de Pétri de fonctionnement d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel, qui sont :

$$R_{12} = (E_1) \& (T_{Aa} = 0) \& (T_{Ba} = 1)$$

$$R_{13} = (E_1) \& (T_{Aa} = 0) \& (T_{Ca} = 1)$$

$$R_{21} = (E_2) \& (T_{Ba} = 0) \& (T_{Aa} = 1)$$

$$R_{23} = (E_2) \& (T_{Ba} = 0) \& (T_{Ca} = 1)$$

$$R_{31} = (E_3) \& (T_{Ca} = 0) \& (T_{Aa} = 1)$$

$$R_{32} = (E_3) \& (T_{Ca} = 0) \& (T_{Ba} = 1)$$

La variable R_{MN} représente la réceptivité de transition de la configuration E_M à la configuration E_N .

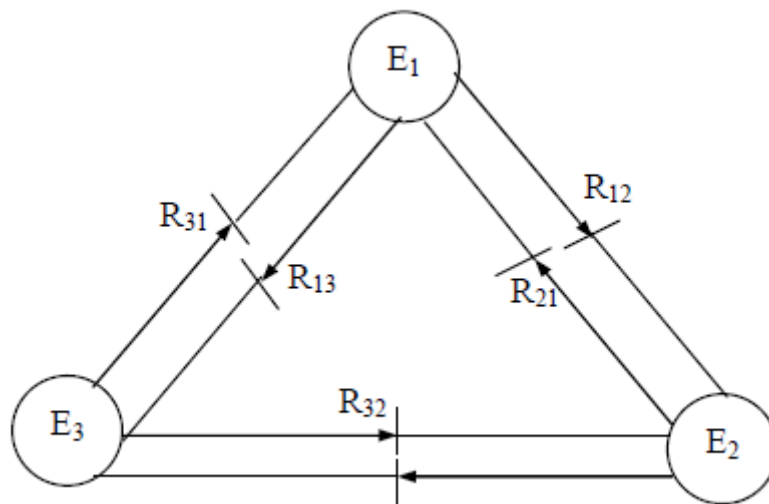


Figure (II.6) : Réseau de Pétri en fonctionnement d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel.

2. Modélisation en vue de la commande

2. 1. Hypothèses

- ✓ La commutation des interrupteurs est supposée parfaite.
- ✓ La chute de tension aux bornes des semi conducteurs est négligeable devant les tensions d'alimentation.

2. 2. Commandabilité des convertisseurs statiques

Lorsque le changement d'état d'un convertisseur statique est imposé par l'évolution de la commande interne (externe), la commutation est dite spontanée (commandée) [14].

La commande interne est déterminée par le signe des grandeurs électriques de l'environnement de l'interrupteur (u, i). La commande externe correspond aux ordres logiques issus de la commande rapprochée [14].

Par définition, un interrupteur est déclaré totalement commandable si son changement d'état ne dépend que de la commande externe (commande des bases de semi conducteurs) [13].

2. 2. 1. Fonction et matrice de connexion des interrupteurs

La fonction de connexion f_{ij} permet de lier entre les grandeurs électriques propres à l'interrupteur et les grandeurs imposées par les sources telles que [14] :

$$\begin{cases} i(t) = f_{ij}(t) \cdot i_s(t) \\ u(t) = (1 - f_{ij}(t)) u_s(t) \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Avec :

- ❖ $f_{ij} = 1$ quand l'interrupteur G_{ij} est fermé.
- ❖ $f_{ij} = 0$ quand l'interrupteur G_{ij} est ouvert.
- ❖ $i = a, b, c$ et $j = A, B, C$.
- ❖ (u, i) : grandeurs électriques propres à l'interrupteur (grandeurs modulées).
- ❖ (u_s, i_s) : grandeurs imposées par les sources connectées à interrupteur (grandeurs commutées).

L'ensemble des fonctions de connexion forme les éléments d'une matrice dite matrice de connexion $[F]$ tel que :

$$[F] = \begin{bmatrix} f_{aA} & f_{aB} & f_{aC} \\ f_{bA} & f_{bB} & f_{bC} \\ f_{cA} & f_{cB} & f_{cC} \end{bmatrix} \quad (\text{II.2})$$

2. 2. 2. Fonction génératrice de connexion des interrupteurs

On définit la fonction génératrice de connexion f_{ij}^g des interrupteurs G_{ij} comme étant la valeur moyenne de la fonction de connexion discontinue f_{ij} sur une période de commutation T (T supposée infiniment petite).

$$f_{ij}^g = \frac{1}{T} \int_0^T f_{ij}(\tau) d\tau \quad (0 \leq f_{ij}^g \leq 1) \quad (\text{II.3})$$

Avec : $i = a, b, c$ et $j = A, B, C$.

2. 3. Modélisation aux valeurs instantanées

Cette modélisation sera effectuée en considérant l'association du convertisseur matriciel et de sa charge couplée en étoile avec neutre isolé, car on se ramène toujours à une configuration où les sources de tension sont couplées en polygones et où les sources de courant sont connectées en étoile. Ce choix d'association des sources élimine implicitement la présence de toute composante homopolaire [14].

Avant d'aborder ce paragraphe, on va définir les notations suivantes :

- ❖ U_a, U_b et U_c : Tensions des phases **a**, **b** et **c** par rapport au neutre N du réseau.
 - ❖ V_a, V_b et V_c : Tensions simples des phases **a**, **b** et **c** par rapport au neutre N' de la charge triphasée.
 - ❖ U_A, U_B et U_C : Tensions des phases **A**, **B** et **C** par rapport au neutre N du réseau.
- Les tensions V_a, V_b et V_c sont données en fonctions des tensions U_a, U_b et U_c comme suit:

$$\begin{cases} V_a = \frac{1}{3}(2U_a - U_b - U_c) \\ V_b = \frac{1}{3}(2U_b - U_a - U_c) \\ V_c = \frac{1}{3}(2U_c - U_a - U_b) \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

2. 3. 1. Grandeurs électriques et leurs matrices de conversion

Dans ce qui suit, on considère par convention que le récepteur est une source de courant et que l'alimentation est une source de tension.

2. 3. 1. 1. Matrice de conversion des courants

Les courants modulés (i_A, i_B et i_C) de la source de tension sont liés simultanément à l'état des cellules de commutation et aux courants commutés délivrés par la source de courants

$(i_a, i_b \text{ et } i_c)$.

La conversion appliquée sur la source de courant peut être exprimée par :

$$[i] = [F]^T \cdot [i_s] \quad (\text{II.5})$$

Avec : $[i_s] = [i_a, i_b \text{ et } i_c]^T$ Vecteur des courants commutés.

$[i] = [i_A, i_B \text{ et } i_C]^T$ Vecteur des courants modulés.

Donc :

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{aA} & f_{bA} & f_{cA} \\ f_{aB} & f_{bB} & f_{cB} \\ f_{aC} & f_{bC} & f_{cC} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Que l'on note :

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = [M^T] \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

La matrice $[M^T]$ ainsi obtenue est dite *matrice de conversion des courants*.

2. 3. 1. 2. Matrice de conversion des tensions

De même, les tensions composées et modulées (U_a, U_b, U_c) aux bornes des sources de courants dépendent essentiellement de l'état des cellules de commutation et des tensions commutées (U_A, U_B, U_C) délivrées par la source de tension.

La conversion appliquée sur la source de tension peut être exprimée par :

$$[U] = [F] \cdot [U_s] \quad (\text{II.8})$$

Avec : $[U_s] = [U_A, U_B, U_C]^T$ Vecteur de tensions commutés.

$[U] = [U_a, U_b, U_c]^T$ Vecteur de tensions modulées.

Donc :

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{aA} & f_{aB} & f_{aC} \\ f_{bA} & f_{bB} & f_{bC} \\ f_{cA} & f_{cB} & f_{cC} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

Que l'on note :

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = [M^U] \cdot \begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

La matrice $[M^U]$ ainsi obtenue est dite *matrice de conversion des tensions*.

2. 3. 2. La matrice de conversion du convertisseur matriciel

La matrice de conversion du convertisseur matriciel permet de lier entre les grandeurs modulées et les grandeurs commutées des courants et des tensions et on l'exprime comme suivant :

$$[G_m] = [N(t)] \cdot [G_c]$$

Avec :

$$[G_m] = [U_a U_b U_c i_A i_B i_c]^T : \text{Vecteurs des grandeurs modulées.}$$

$$[G_c] = [U_A U_B U_C i_a i_b i_c]^T : \text{Vecteurs des grandeurs commutées.}$$

Soit :

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \\ i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = [N(t)] \begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \\ i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Avec :

$$[N(t)] = \begin{bmatrix} [M^U] & [0] \\ [0] & [M^I] \end{bmatrix}.$$

La matrice $[N(t)]$ ainsi obtenue est dite *la matrice de conversion du convertisseur matriciel*.

Finalement on aura donc:

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \\ i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{aA} & f_{aB} & f_{aC} & 0 & 0 & 0 \\ f_{bA} & f_{bB} & f_{bC} & 0 & 0 & 0 \\ f_{cA} & f_{cB} & f_{cC} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & f_{aA} & f_{bA} & f_{cA} \\ 0 & 0 & 0 & f_{aB} & f_{bB} & f_{cB} \\ 0 & 0 & 0 & f_{aC} & f_{bC} & f_{cC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \\ i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

2. 3. 3. Modèle de connaissance du convertisseur matriciel

Fondamentalement, le convertisseur matriciel est une matrice de commutateurs (interrupteurs) qui permet de lier entre deux sources différentes (source de courant et source de tension). Par conséquent son fonctionnement interne est lié à deux types de variables :

1. Variables discrete.
2. Variables continue.

Les variables discrètes sont les ordres d'ouverture et de fermeture appliqués aux commutateurs correspondant a la commande des bases des semi-conducteurs (commande externe) et les variables continues sont issues des sources dont l'état généralisé constitue la commande interne. Dès lors, le modèle de connaissance de ce convertisseur peut se décomposer en deux parties distinctes (Figure (II.7)) :

- **La partie commande** : elle établie la relation entre le réseau de Pétri du fonctionnement du convertisseur en mode commandable et les fonctions de connexion et de conversion.
- **La partie opérative** : elle détermine l'évolution des variables continues affectées par la matrice de conversion. De même, cette partie est décomposée en deux blocs, un bloc discontinu décrivant l'effet des fonctions de conversion sur les grandeurs électriques et un bloc continu contenant les équations d'état associées aux sources et aux éléments passifs.

2. 4. Modélisation aux valeurs moyennes

La matrice génératrice de conversion $[N_g(t)]$ est définie comme suivant:

$$\left[N_g(t) \right] = \frac{1}{T} \int_{KT}^{(1+K)T} \left[N(\tau) \right] d\tau \quad (\text{II.13})$$

T : étant la période de commutation des interrupteurs.

2. 4. 1. Modèle de commande du convertisseur matriciel

Pour pouvoir donner un modèle de commande adapté à la réalité physique on doit régler le problème de discontinuité qui se présente dans le modèle de connaissance (Figure (II.7)).

Pour remédier à ce problème on a établi un modèle de commande (Figure (II.8)) en utilisant la matrice génératrice de conversion $\left[N_g(t) \right]$ définie précédemment (équation II.13). Ainsi donc le modèle obtenu est un modèle qui se base sur des valeurs moyennes.

En utilisant la matrice de conversion, on aboutit au système suivant :

$$\begin{bmatrix} U_X \\ U_Y \\ U_Z \\ i_R \\ i_S \\ i_T \end{bmatrix} = \left[N_g(t) \right] \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ U_T \\ i_X \\ i_Y \\ i_Z \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

Avec :

$$\left[N_g(t) \right] = \begin{bmatrix} F_{AX}^g & F_{BX}^g & F_{CX}^g & 0 & 0 & 0 \\ F_{AY}^g & F_{BY}^g & F_{CY}^g & 0 & 0 & 0 \\ F_{AZ}^g & F_{BZ}^g & F_{CZ}^g & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & F_{AX}^g & F_{AY}^g & F_{AZ}^g \\ 0 & 0 & 0 & F_{BX}^g & F_{BY}^g & F_{BZ}^g \\ 0 & 0 & 0 & F_{CX}^g & F_{CY}^g & F_{CZ}^g \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

Le modèle de commande global du convertisseur matriciel en mode totalement commandable, ou toutes ses grandeurs sont continues est le suivant :

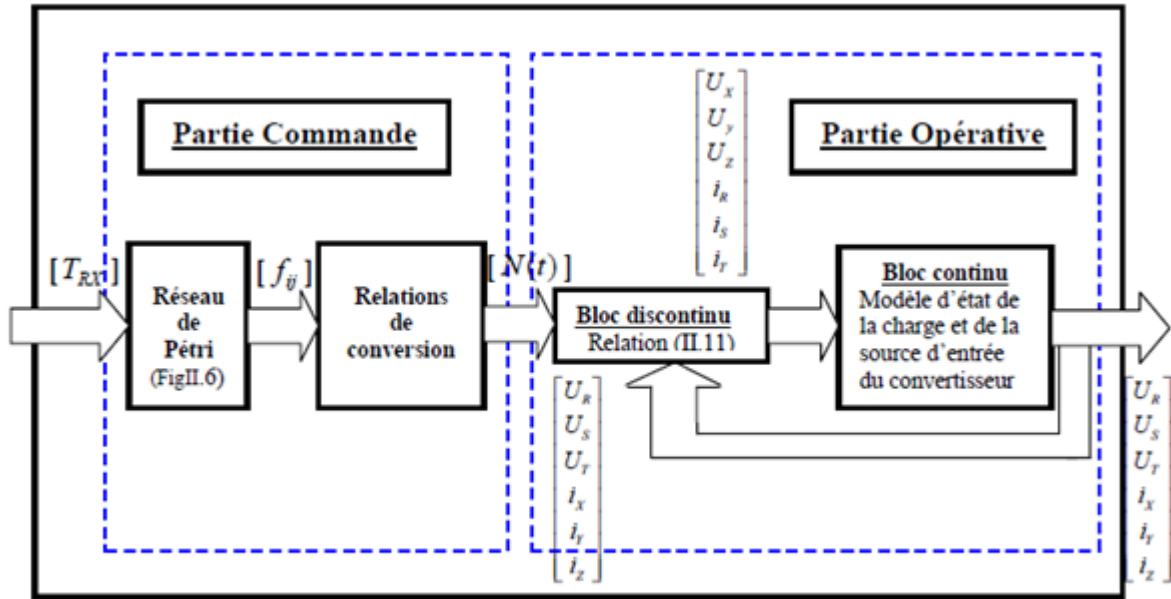


Figure (II. 7) : Modèle de connaissance du convertisseur matriciel.

III. Stratégie de commande du convertisseur matriciel

Ils existent différents stratégies de modulations adaptées à la commande du convertisseur matriciel, ces différentes stratégies sont citées comme suivant :

- ✓ La modulation par sous oscillation [PWM].
- ✓ La modulation subharmonique.
- ✓ La modulation calculée.
- ✓ La modulation vectorielle.

Ces stratégies de commande ont été déjà utilisées pour la commande des convertisseurs de fréquence conventionnels, et on les a adapte à la topologie du convertisseur matriciel.

L'analyse de ces stratégies sera basée sur les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par le convertisseur matriciel, sur la bande de réglage et le taux d'harmonique des tensions de sortie du convertisseur matriciel.

Nous avons choisi dans notre étude, la technique de commande à MLI à trois intervalles. Cette

technique représente en réalité la MLI analogique et pourra être employée dans la partie de simulation profitant en cela de sa facilité de modélisation.

1. Principe de la stratégie

La modulation de largeur d'impulsion (MLI) à trois intervalles, (PWM : Pulse Width Modulation en anglais) est une technique bien établie pour les convertisseurs à pulsation. On s'aperçoit que pour la commande du convertisseur matriciel chaque phase de sortie doit pouvoir être commutée à chaque phase d'entrée pendant un intervalle déterminé de la période de pulsation. Ceci est également valable si l'on considère le transfert dans le sens inverse, pour la commutation des phases d'entrée vers les phases de sortie.

Il faut donc diviser la période de pulsation en trois intervalles. Pour cela, en fait employer une technique similaire à celle des modulateurs MLI conventionnels.

Pour déterminer les instant de fermeture et d'ouverture des interrupteurs, on utilise la technique (MLI), que consiste à comparer le signal de référence (modulante) de forme sinusoïdale à faible fréquence, à un signal triangulaire (porteuse) de fréquence supérieur. Le signal modulé est au niveau haut lorsque la modulante est supérieur à la porteuse est au niveau bas lorsque la modulante est inférieure à la porteuse, les instantes de commutation sont déterminés par les point d'intersection entre la porteuse et la et la modulante.

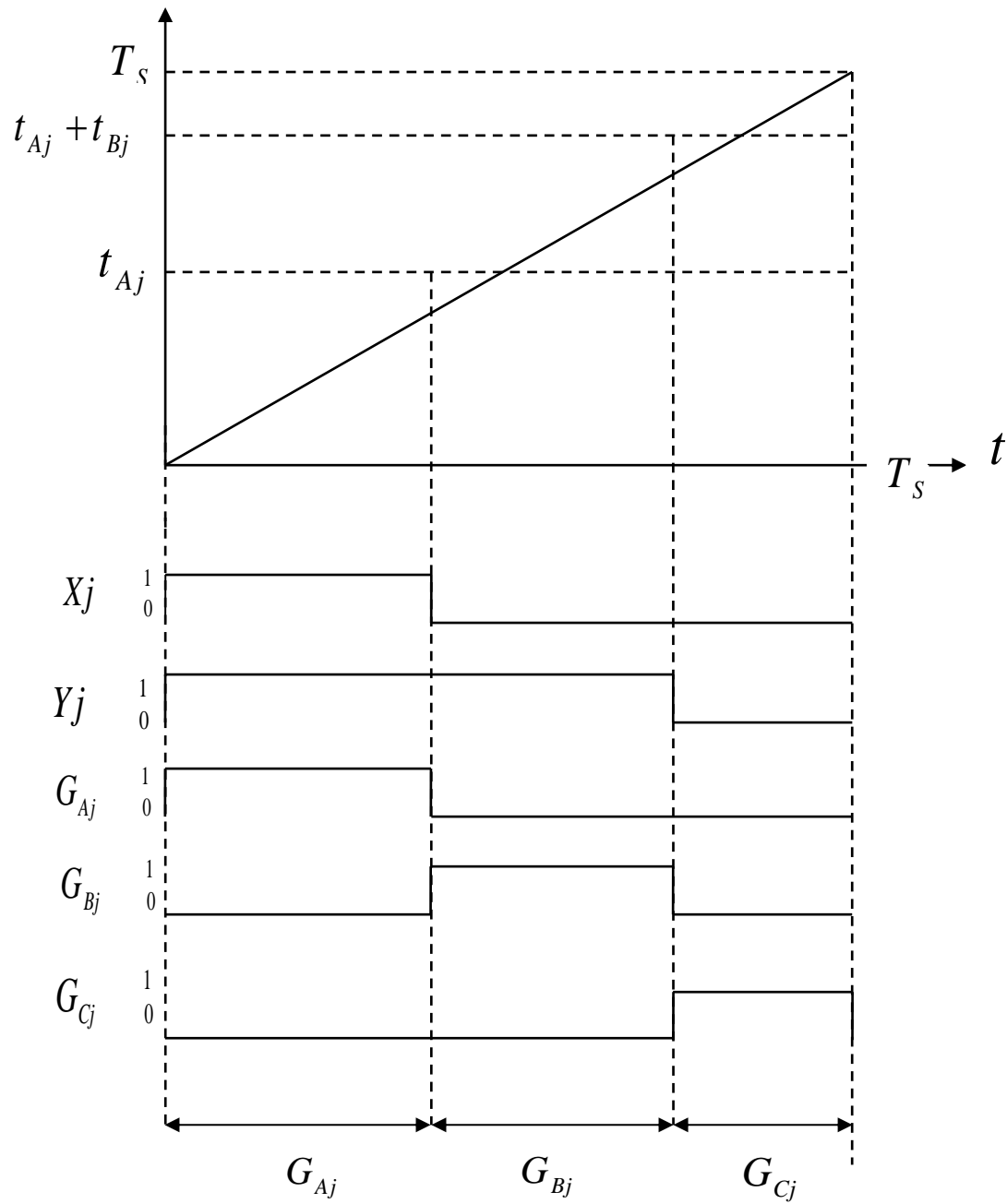


Figure (II.8) : MLI à trois intervalles qui commande la phase j de sortie.

Les deux caractéristiques principales de cette commande sont illustrées comme suit :

1. l'indice de modulation m qui est le rapport entre la fréquence de la porteuse f_p , sur la fréquence de la tension de référence f_0 , soit :

$$m = \frac{f_p}{f_0}$$

2. le taux de modulation q qui est le rapport entre l'amplitude maximale de la tension de référence U_m sur l'amplitude maximale de la tension d'entrée U_{im} soit :

$$q = \frac{U_m}{U_{im}}$$

Remarque

La modulation est dite synchrone si l'indice de modulation m est entier, asynchrone autrement.

L'équation de la porteuse est définie comme suit :

$$U_p = \frac{1}{T_p} t \quad 0 \leq t \leq T_p \quad (\text{II.16})$$

Les signaux binaires de sortie X_j et Y_j du modulateur PWM sont définis comme suit [15] :

$$X_j = \begin{cases} 1 & \text{si } t_{Aj} > U_p \\ 0 & \text{si non} \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

$$Y_j = \begin{cases} 1 & \text{si } t_{Aj} + t_{Bj} > U_p \\ 0 & \text{si non} \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

Les signaux de commande des commutateurs du convertisseur matriciel s'obtiennent à l'aide d'une logique simple tel que [15] :

$$\begin{cases} G_{Aj} = X_j \\ G_{Bj} = \bar{X}_j \text{ et } Y_j \\ G_{Cj} = \bar{X}_j \text{ et } \bar{Y}_j \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

La structure de ce modulateur MLI à trios intervalles est montrée par la figure (II.9) ci-dessous :

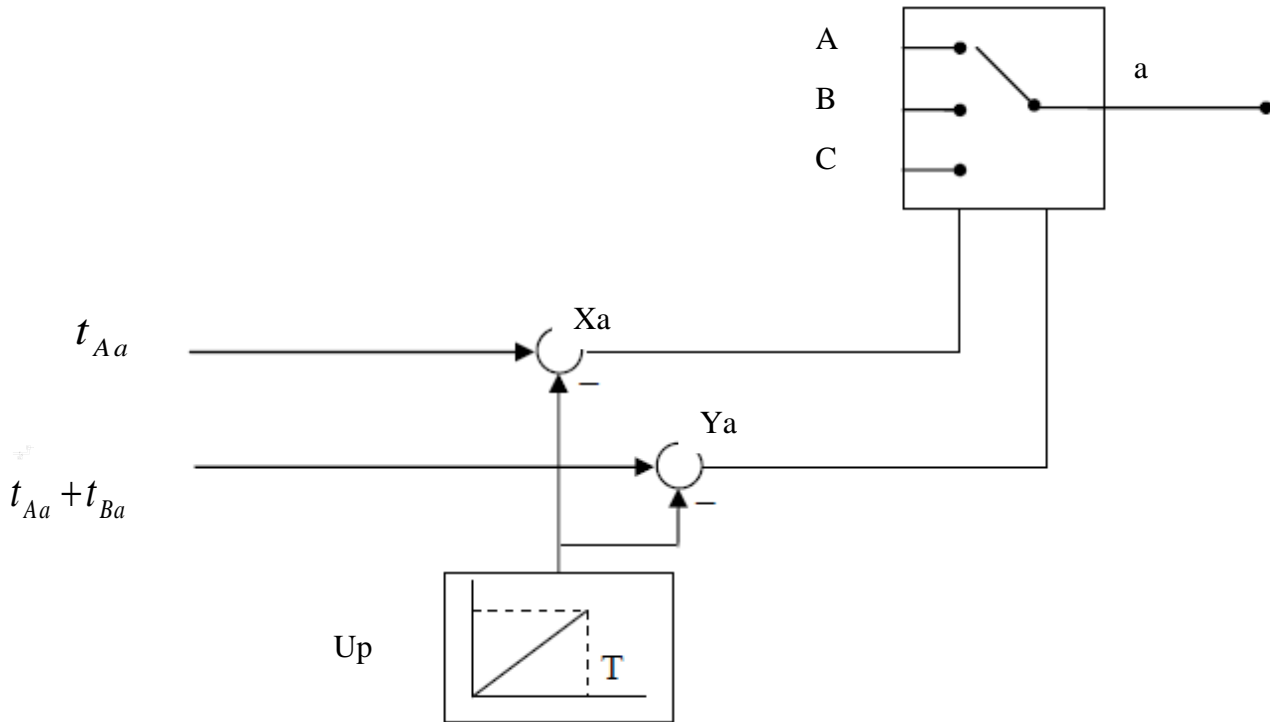


Figure (II.9) : Structure du modulateur MLI à trios intervalles.

Pour déterminer Les signaux de commande de la stratégie de modulation MLI à trios intervalle(t_{kj}) en utilisant la méthode de Venturini :

2. la méthode de Venturini

En 1980, Venturini et Alesina présentent l'étude d'un convertisseur, à base des interrupteurs bidirectionnels de puissance, qui se compose comme une matrice, et ils ont introduit le "convertisseur matriciel". En plus, ils ont proposé un procédé de modulation PWM pour le contrôle

du convertisseur matriciel. La méthode proposée par ces auteurs est connue sous le nom de la méthode Venturini ou la méthode de transfert direct de fonction.

Dans la méthode Venturini [16][17], les impulsions d'allumage appropriées pour chacun des neuf interrupteurs bidirectionnels doit être calculé pour générer à fréquence variable et / ou variable d'amplitude des tensions de sortie sinusoïdale de la fréquence fixe et les tensions d'entrée fixes d'amplitude.

V_{SA}, V_{SB}, V_{SC} : Sont les sources de tensions.

i_{SA}, i_{SB}, i_{SC} : Sont les sources des courants.

Ont été définis autres variables pour être utilisés comme base de la modulation et de stratégies de contrôle:

La matrice de modulation est donnée par :

$$M(t) = \begin{bmatrix} m_{Aa}(t) & m_{Ba}(t) & m_{Ca}(t) \\ m_{Ab}(t) & m_{Bb}(t) & m_{Cb}(t) \\ m_{Ac}(t) & m_{Bc}(t) & m_{Cc}(t) \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

v_i : sont les tensions d'entrée du Convertisseur Matriciel,

Dans les conditions idéal, les tensions triphasés sinusoïdal d'entrée du convertisseur matriciel peut être donnée par :

$$[v_i(t)] = V_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) \\ \cos(\omega_i t + 2\pi/3) \\ \cos(\omega_i t + 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

i_i : sont les courants d'entrée du Convertisseur Matriciel,

Avec : $i = \{A, B, C\}$

v_{jN} : sont les tensions de charge par rapport au point neutre N de l'grille.

Avec : $j = \{a, b, c\}$

Lorsque on accorder les deux (II.20) et (II.21), Chaque tension de phase de sortie peut être exprimée par :

$$[v_{jN}(t)] = [M(t)][v_i(t)] \quad (\text{II.22})$$

$$[v_{jN}(t)] = qv_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t) - \frac{1}{6} \cos(3\omega_o t) + \frac{1}{2\sqrt{3}} \cos(3\omega_i t) \\ \cos\left(\omega_o t + \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{6} \cos(3\omega_o t) + \frac{1}{2\sqrt{3}} \cos(3\omega_i t) \\ \cos\left(\omega_o t + \frac{4\pi}{3}\right) - \frac{1}{6} \cos(3\omega_o t) + \frac{1}{2\sqrt{3}} \cos(3\omega_i t) \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

De la même façon, les courants d'entrée sont également démontrés par même expression :

$$[i_i(t)] = [M(t)]^T [i_o(t)] \quad (\text{II.24})$$

Si $[M(t)]^T$ la matrice transposée de $[M(t)]$, l'amplitude de tension de sortie est limitée à **50%** de la tension d'entrée.

t_{kj} : Le temps pendant lequel le commutateur G_{kj} est ouvert.

T_s : L'intervalle d'échantillonnage.

$$m_{kj}(t) = t_{kj}/T_s$$

$m_{kj}(t)$: Cycle de service du commutateur G_{kj} .

Lorsque, q est le gain en tension ou le taux de transfert de tension. De cette manière, un ratio de transfert de tension de 0,866 qui est la valeur maximale peut être obtenue. La tension de sortie cible est égale à la tension de sortie moyenne au cours de chaque séquence de commutation. Si l'unité d'entrée facteur de déplacement est nécessaire dans la méthode optimale d'amplitude Venturini, l'algorithme peut être plus simple dans la forme de l'équation (II.25).

$$m_{kj} = \frac{1}{3} \left[1 + \frac{2v_K v_j}{V_{im}^2} + \frac{2q}{3q_m} \sin(\omega_i t + \beta_K) \sin(3\omega_i t) \right] \quad (\text{II.25})$$

Avec :

$$K = \{A, B, C\}.$$

$$j = \{a, b, c\}.$$

$$\beta_K = 0, \frac{2\pi}{3}, \frac{4\pi}{3}.$$

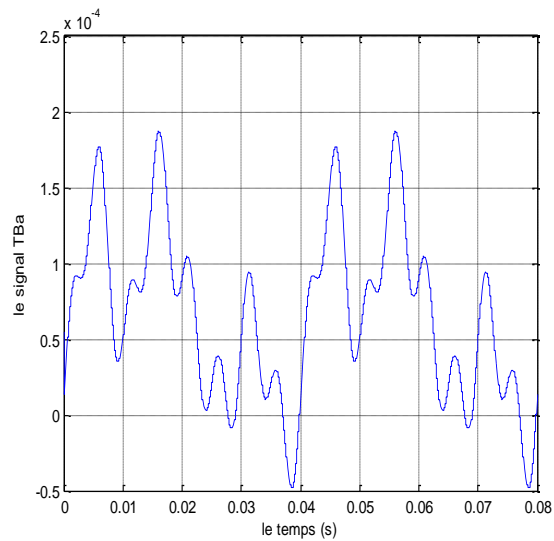
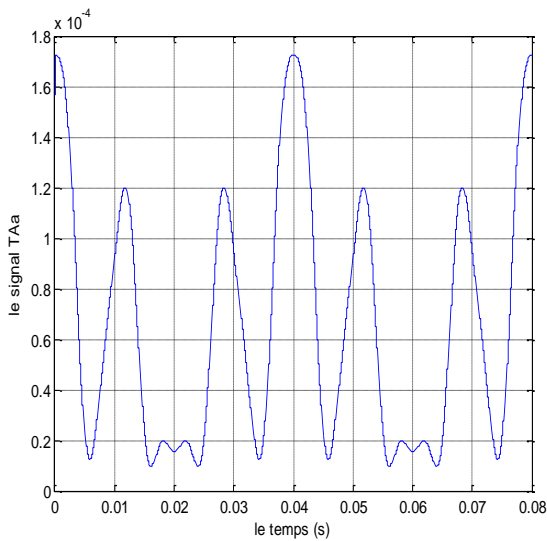
Finalement le cycle de commande de la stratégie de modulation MLI à trios intervalle à été calculé en fonction de l'équation (II.26) :

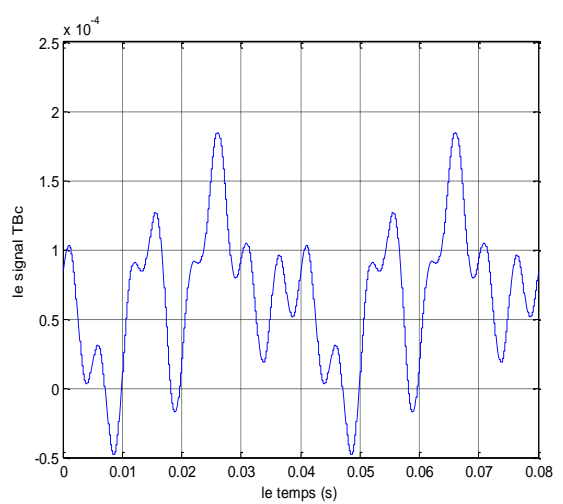
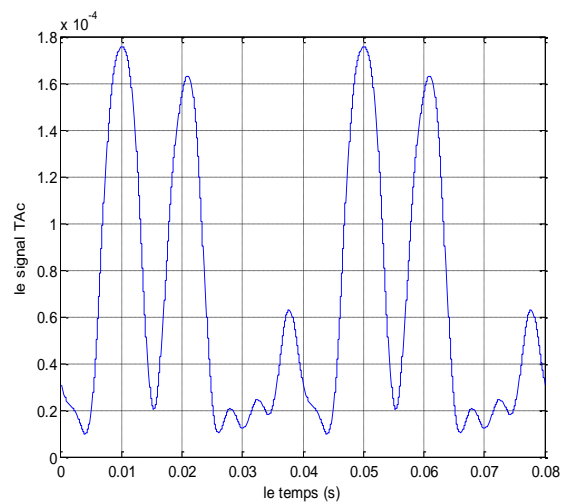
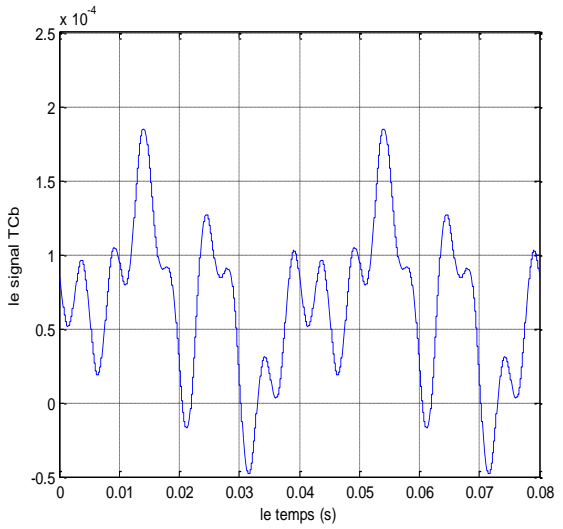
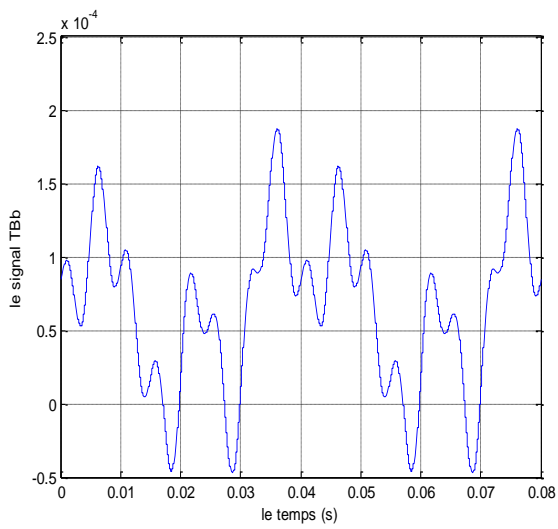
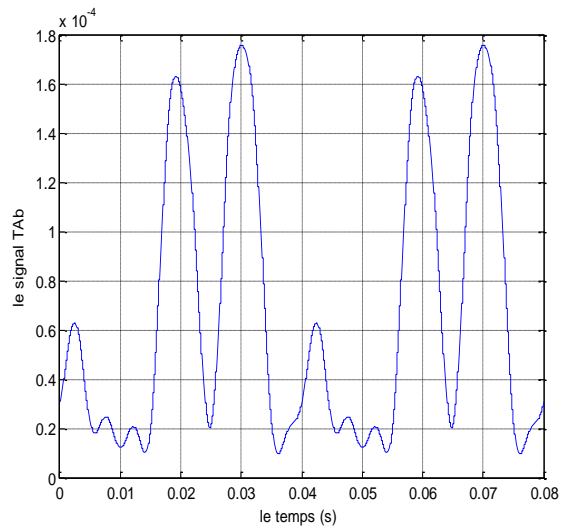
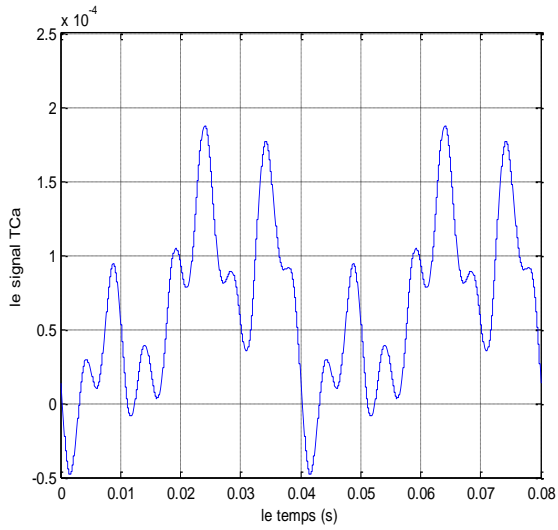
$$t_{Kj} = T_s \left[\frac{1}{3} + \frac{2v_K v_j}{3V_{im}^2} + \frac{2q}{9q_m} \sin(\omega_i t + \beta_K) \sin(3\omega_i t) \right] \quad (II.26)$$

IV. Résultats de simulation et interprétation

Les résultats de simulation suivants représentent les signaux de commande du convertisseur matriciel obtenus grâce à l'utilisation de la méthode de ventirini voir figure (II.10), ainsi que les signaux de commande de MLI à trois intervalle avec un zoom pour chaqu'une appliquées au convertisseur figure (II.11).

La figure (II.13) représente la forme des trois tensions de sortie du convertisseur matriciel Va, Vb, Vc, pour différentes fréquences de sortie ($f_0 = 25 \text{ Hz}$; $f_0 = 50 \text{ Hz}$; $f_0 = 100 \text{ Hz}$).





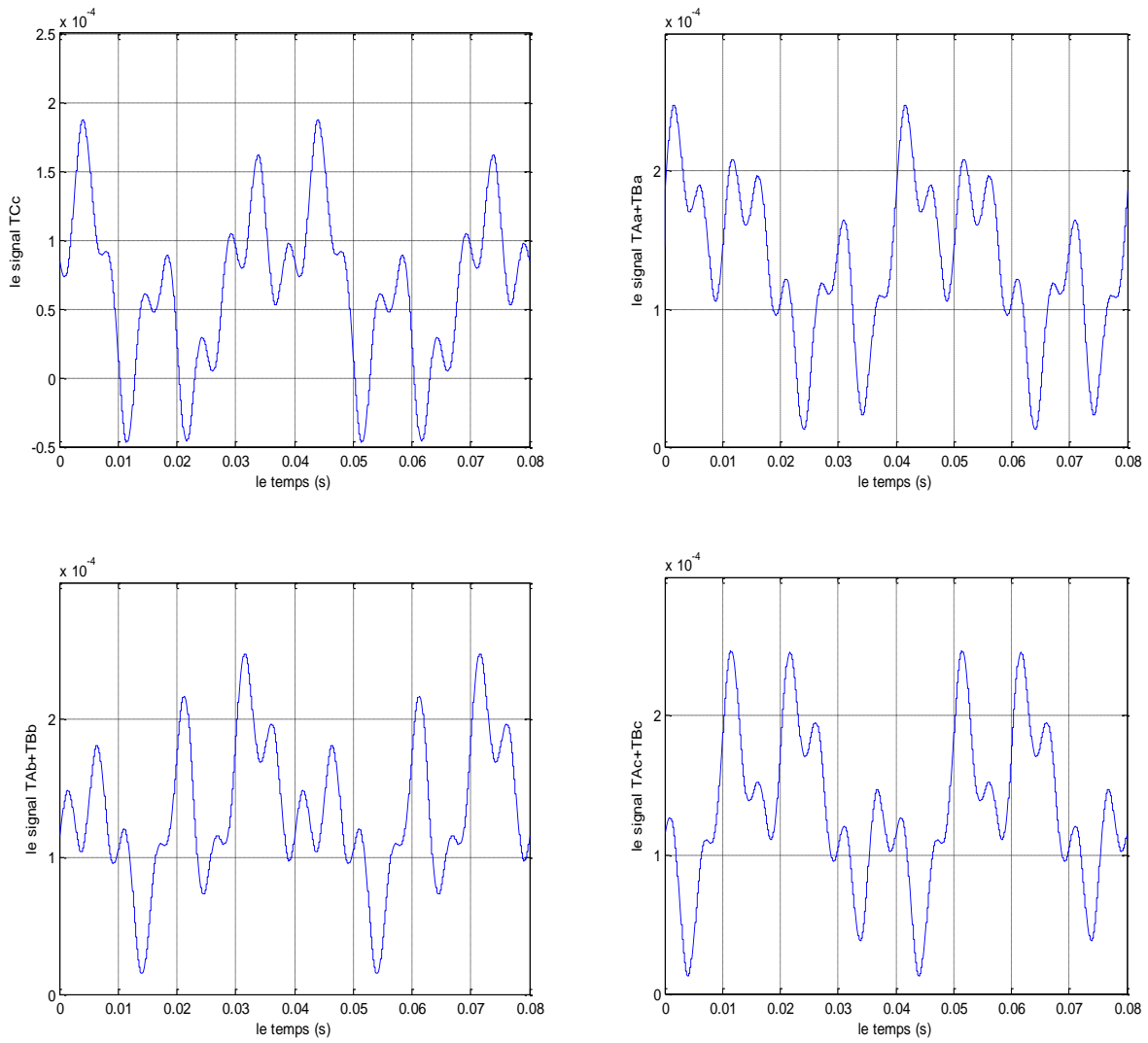
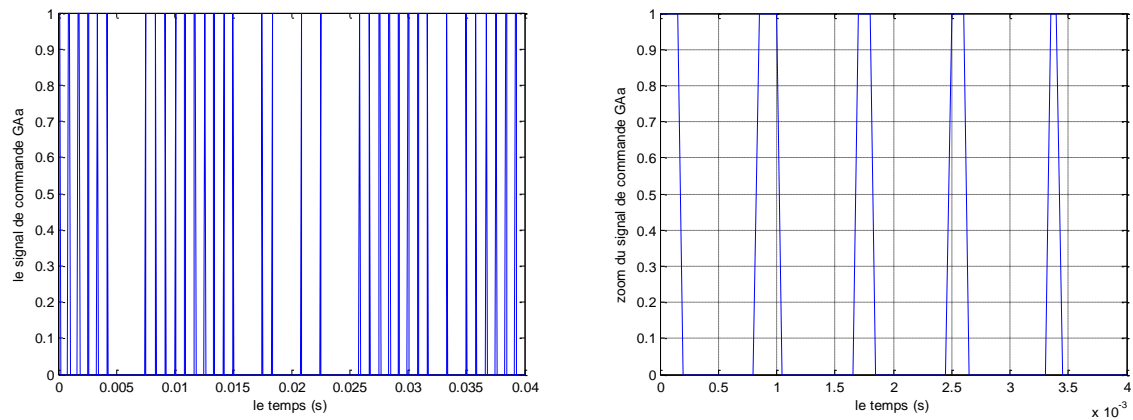
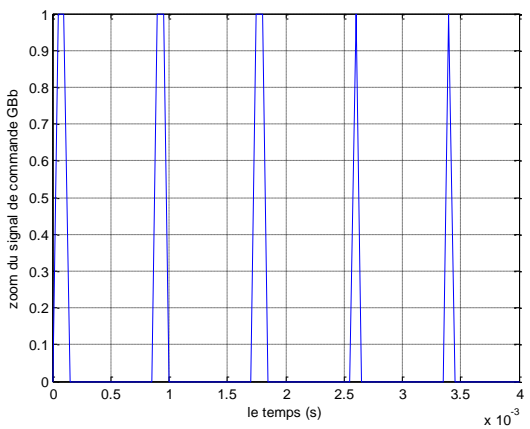
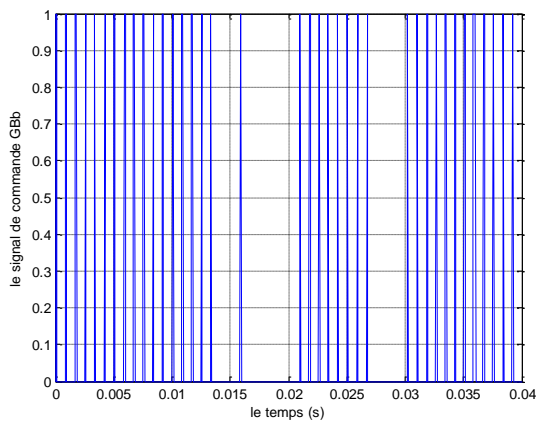
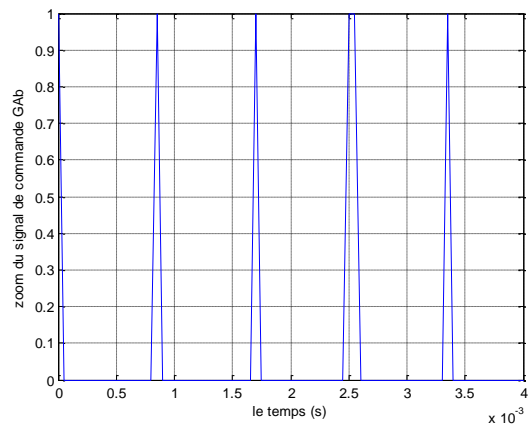
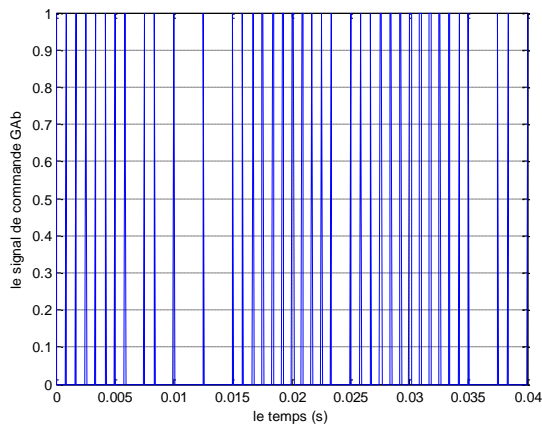
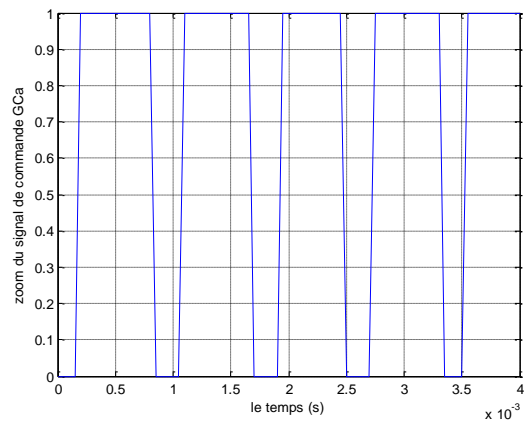
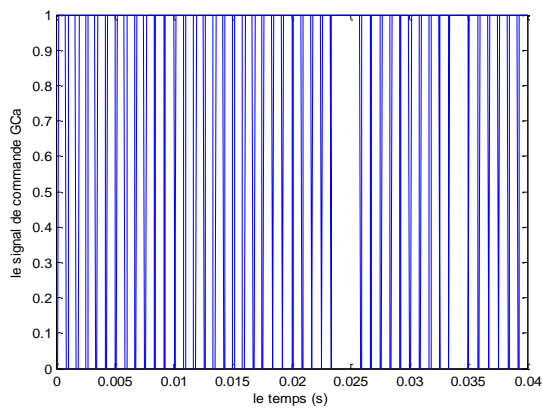
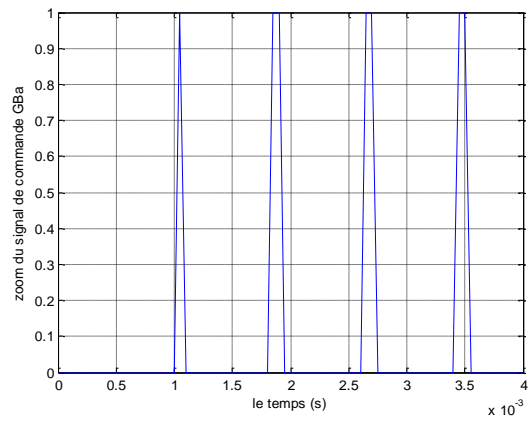
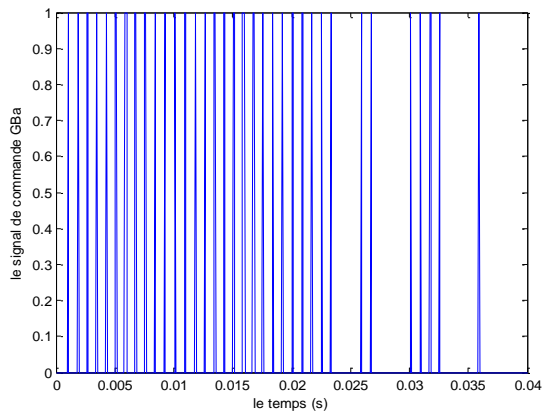


Figure (II.10) : Les signaux de référence de la stratégie MLI à trios intervalle.





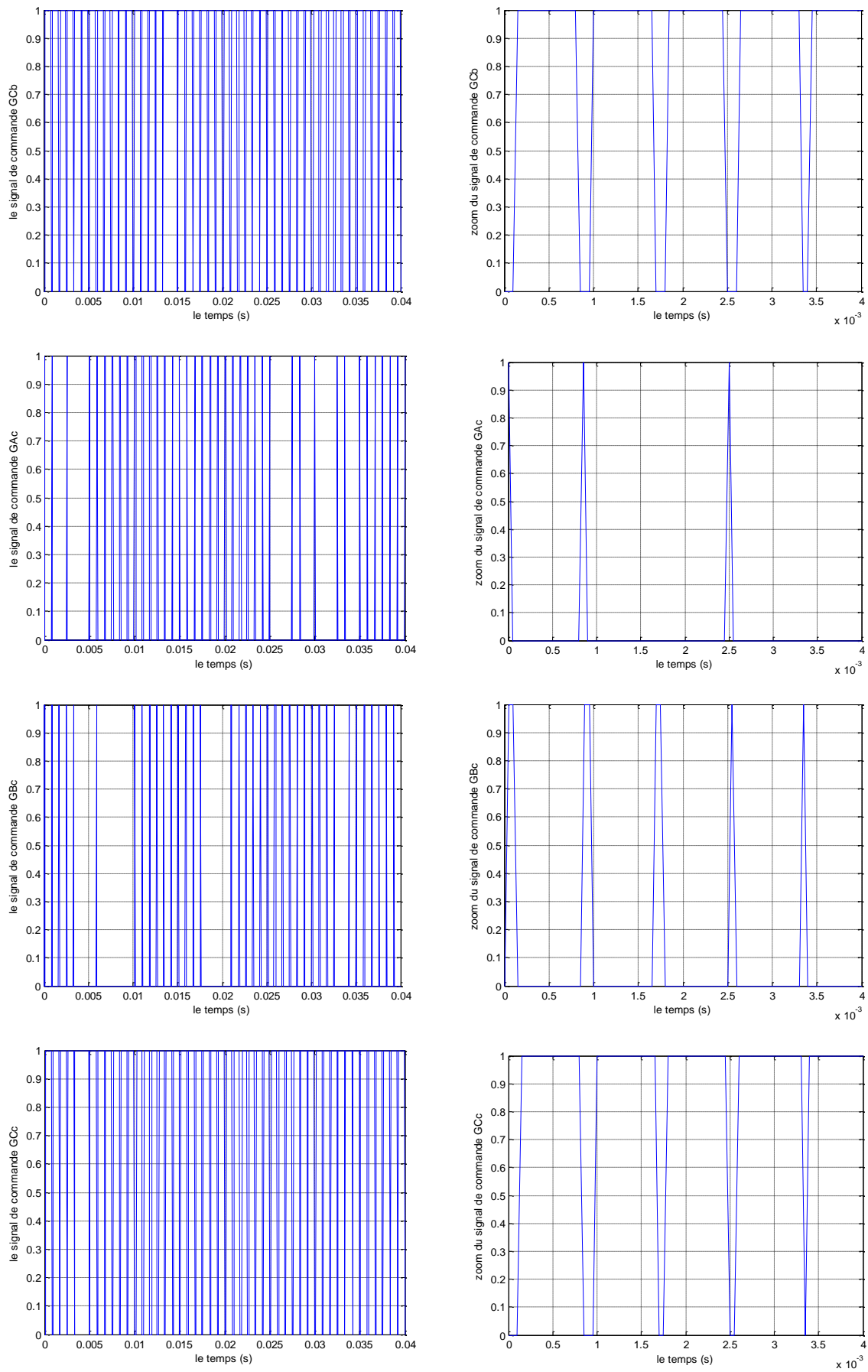


Figure (II.11) : Les différentes signaux de commande des l'interrupteurs de convertisseur matriciel.

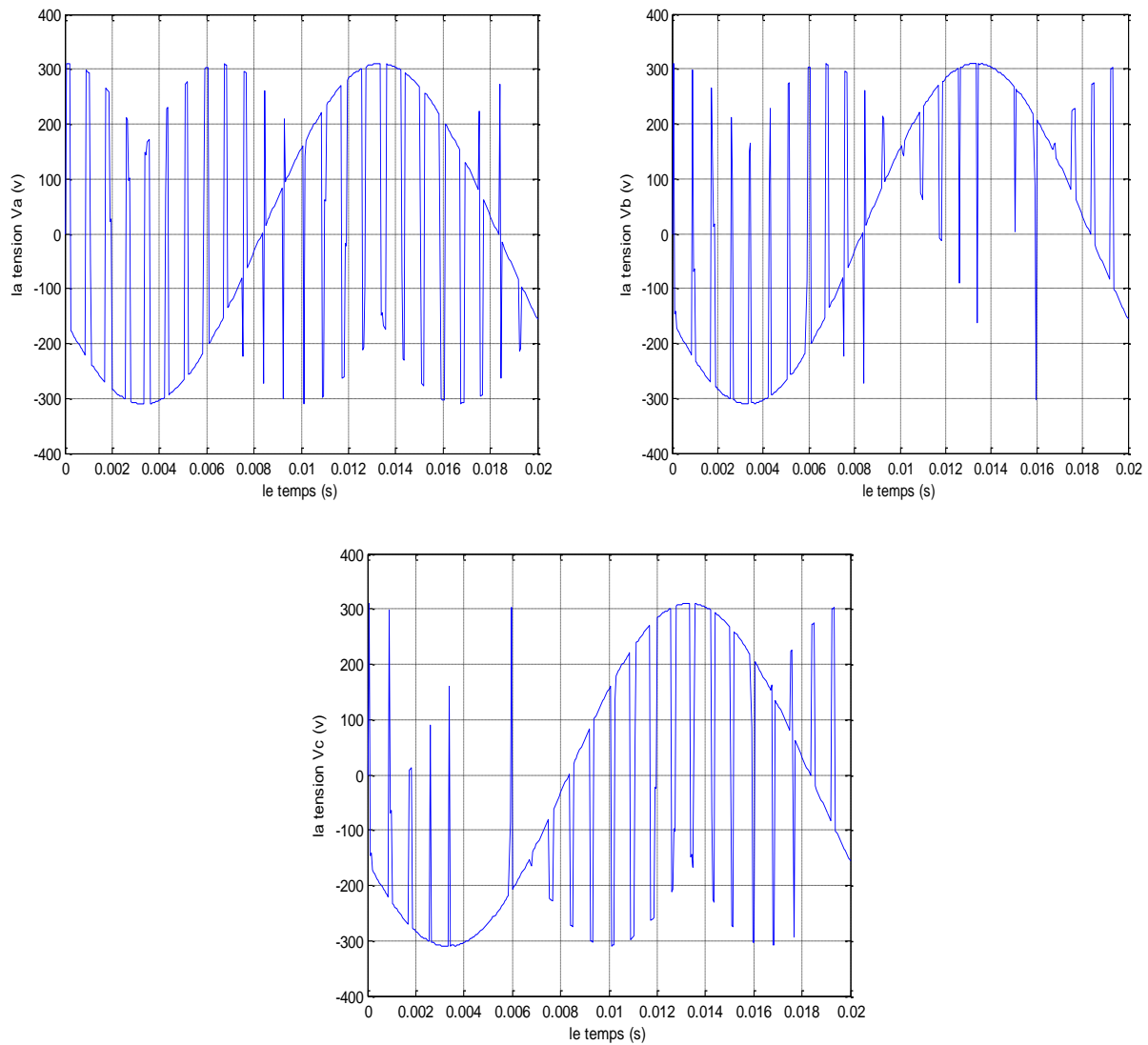
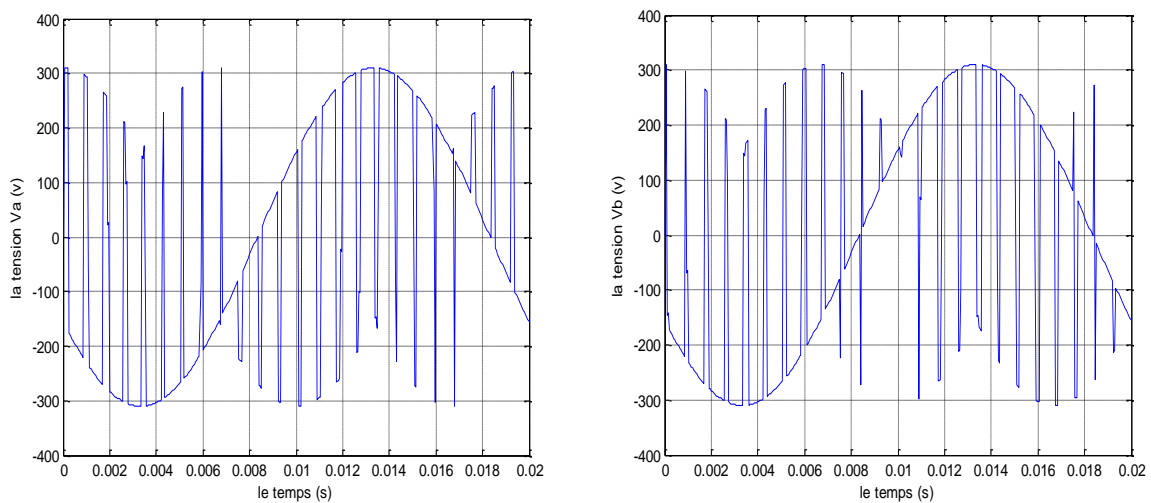


Figure (II.12) : Les tensions de sortie du convertisseur matriciel V_a, V_b, V_c , à une fréquence de sortie $f_0 = 25 \text{ Hz}$.



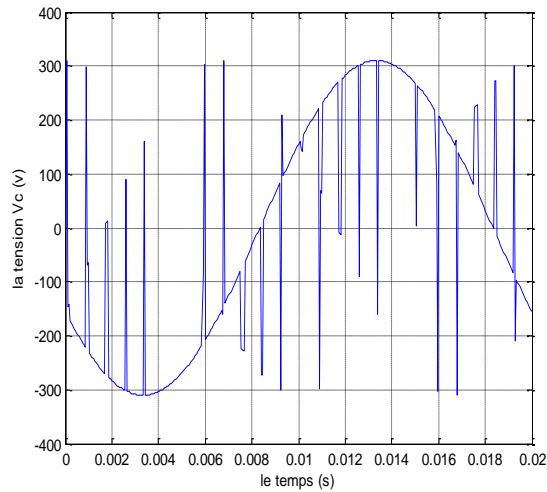


Figure (II.13) : Les tensions de sortie du convertisseur matriciel V_a, V_b, V_c , à une fréquence de sortie $f_0 = 50 \text{ Hz}$.

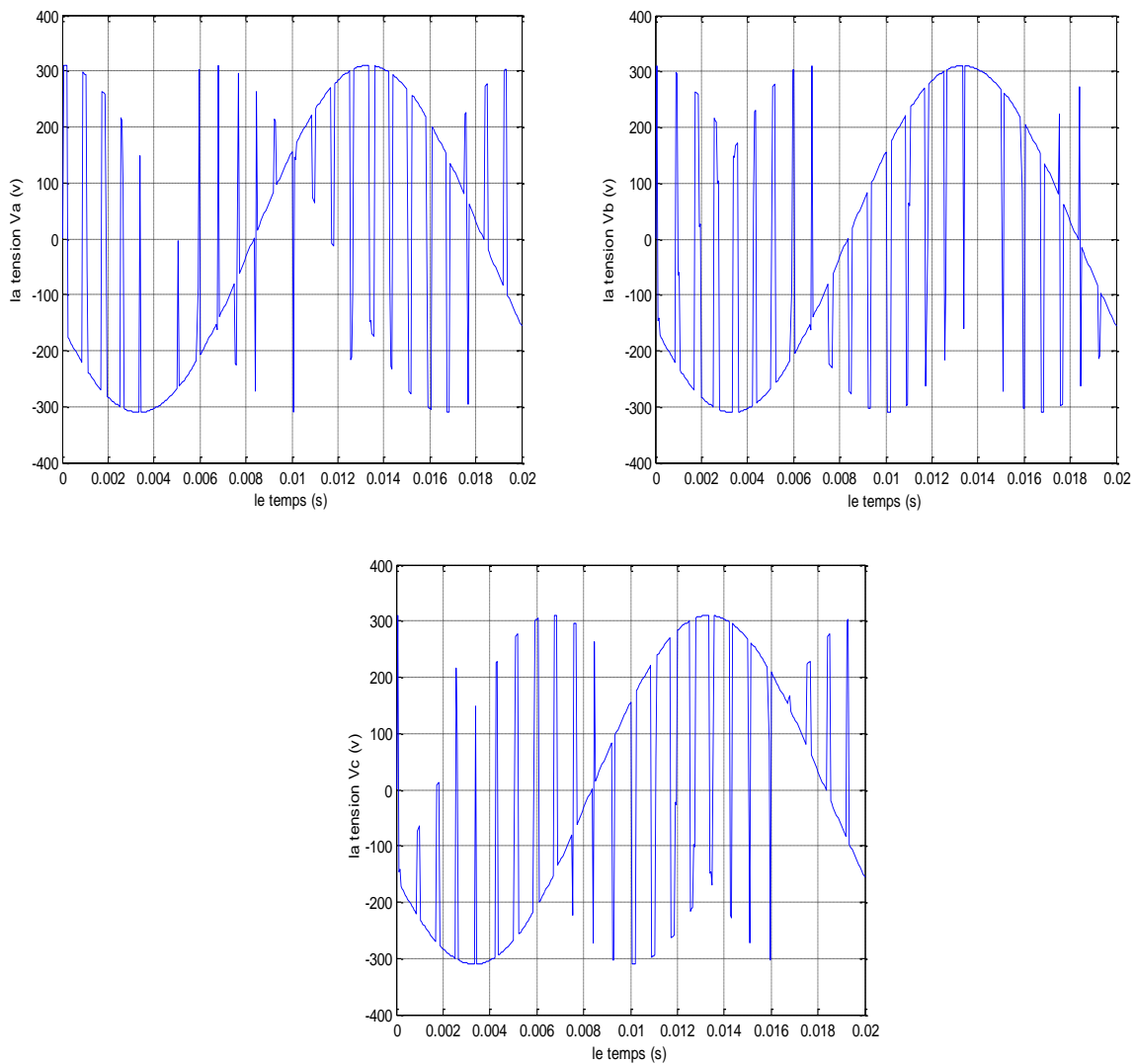


Figure (II.14) : Les tensions de sortie du convertisseur matriciel V_a, V_b, V_c , à une fréquence de sortie $f_0 = 100 \text{ Hz}$.

On remarque que la formes des trois tensions de sortie du convertisseur pour trois différentes fréquences sont presque sinusoïdales, ces résultats montrent l'efficacité de la méthode proposée (ventirini) à base de la technique de commande MLI à trois intervalle. De sorti différents.

V. Conclusion :

Dans le premier partie ce chapitre, on a étudié le principe de fonctionnement du convertisseur matriciel, en donnant la modélisation des interrupteurs et le fonctionnement d'une cellule de commutation.

Pour pouvoir modéliser le convertisseur matriciel on a présenté les différentes configurations possibles en utilisant les réseaux de Pétri, on a montré également que le fait qu'on a modélisé l'interrupteur du convertisseur matriciel par deux diodes et deux transistors a réduit largement le nombre de configurations possibles du convertisseur matriciel.

Afin de commander le convertisseur matriciel, on a élaboré le modèle de connaissance du convertisseur en s'appuyant sur la modélisation du convertisseur matriciel à base de la méthode de vettirini.

À la deuxième partie de ce chapitre, nous avons étudié la stratégie de commande du convertisseur matriciel, à base de la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI).

La modulation MLI à trois intervalles a été présentée et des résultats de simulation effectuer sous MATLAB/SIMULINK preuve l'efficacité de notre étude.



Chapitre III :
Technique de la logique floue

I. Introduction

Depuis l'apparition du formalisme de la logique floue, la philosophie de commande mal définie ou complètement inconnue qui ne peut pas être modélisée soigneusement d'une manière mathématique, a connue un changement radical. Ceci est du au fait que la loi de commande conventionnelles sont remplacées par une série de règles linguistiques de type [22]:

SI (condition) ALORS (action)

Son but est, comme en automatique classique, de traiter des problèmes de commande de processus c'est-à-dire de gérer un processus en fonction d'une consigne donnée, par action sur les variables qui décrivent le processus, mais son approche est différente de celle de l'automatique classique. Elle se sert le plus souvent des connaissances des experts ou d'opérateurs qualifiés travaillant sur le processus [23].

La logique floue suscite actuellement un intérêt général auprès des chercheurs et des industriels, mais plus généralement auprès de tous ceux qui éprouvent le besoin de formaliser des méthodes empiriques, de généraliser des modes de raisonnement naturels, d'automatiser la prise de décision dans leur domaine, de construire des systèmes artificiels effectuant les tâches habituellement prises en charge par l'être humain [23]. En effet, la logique floue a été introduite pour approcher le raisonnement humain à l'aide d'une représentation adéquate des connaissances. Son intérêt réside dans sa capacité à traiter l'imprécis, l'incertain et le vague. Elle est issue de la capacité de l'homme à décider et agir de façon pertinente malgré le flou des connaissances disponibles [24].

L'objectif de ce chapitre est de présenter les notions principales de théorie de la logique floue, ainsi que de la commande floue. D'abord, nous présentons quelques concepts de base de la logique floue ainsi que leurs applications pour la synthèse d'une commande floue. Les éléments de bases d'un régulateur par logique flou, les différents types de régulateurs flous, ainsi que leurs avantages et leurs inconvénients seront donnés.

II. la logique floue

1. Introduction

La logique floue a vu le jour pour la première fois en 1965 des travaux de Lotfi A.Zadeh, par sa fameuse publication [26]. Cette technique est considérée comme l'une des formes récentes de l'intelligence artificielle comparée au système expert [26], elle est fondée sur le raisonnement humain qui n'apparaît pas toujours sous la forme restreinte de « Oui » logique ou « Non » logique, mais souvent sous la forme large, incertaine, et indéfinie.

Alors que les incertitudes ont été identifiées depuis fort longtemps avec les notions de probabilité, la formulation des imprécisions n'a pas suscité l'intérêt des scientifiques, sauf celle des physiciens, qui utilisaient la notion d'erreur, en traitant les incertitudes de nature numérique. Les imprécisions n'ont pas trouvé une formalisation plus générale qu'avec l'introduction de la théorie des sous-ensembles flous en 1965 par Zadeh.

En 1968 Zadeh a complété la théorie des ensembles flous par l'introduction de la théorie de possibilités dans un cadre conjoint appelé logique floue, cette dernière constitue le seul cadre dans lequel, imprécision et incertitude peuvent coexister [27].

2. Sous-ensembles flous

Dans la théorie des sous-ensembles flous, basée sur la logique floue, le degré d'appartenance est une fonction qui peut prendre des valeurs réelles comprises entre 0 et 1. Contrairement aux grandeurs Booléennes qui prennent comme valeur 0 ou 1.

Ceci peut être traduit par la formulation mathématique suivante :

Soit X un ensemble de référence ou encore appelé Univers de discours.

Pour une variable x on définit un ensemble classique A de X par le degré d'appartenance μ_A , telle que :

$$\mu_A: X \longrightarrow \{0,1\} \quad (\text{III.1})$$

$$x \longmapsto \mu_A$$

Pour une variable floue x on définit l'ensemble flou A de X par le degré d'appartenance, telle que :

$$\mu_A: X \longrightarrow [0,1] \quad (\text{III.2})$$

$$x \longmapsto \mu_A$$

L'ensemble numérique des valeurs réelles que prend la variable floue x est appelé univers de discours, et $\mu_A(x)$ est le degré d'appartenance de l'élément x à l'ensemble flou A .

De cela, on définit un sous-ensemble flou A de l'univers de discours comme étant l'ensemble des éléments ayant la propriété $\mu_A(x)$. On peut ainsi avoir plusieurs fonctions d'appartenances, chacune caractérise un sous-ensemble flou. L'association de ces sous-ensembles flous sur l'univers de discours donne l'ensemble flou de la variable floue x . On utilise généralement le terme ensemble flou au lieu de sous-ensemble flou, par abus de langage, conformément à la traduction du terme 'fuzzy set'.

Le plus souvent les fonctions d'appartenance sont décrites par des formes triangulaires ou trapézoïdales vu leurs simplicité. Cependant, il existe d'autres formes, dont les plus connues, sont présentées par des fonctions gaussiennes ou par combinaison de ces fonctions [30].

3. Opérations sur les sous-ensembles flous et normes

Les opérations sur les sous-ensembles flous, sont définis afin de savoir, si on peut construire un sous-ensemble flou défini par les degrés avec lesquels μ_A n'est pas satisfaite ou si on peut concevoir un sous-ensemble flou défini par les degrés avec lesquels deux propriétés sont satisfaites simultanément. Comme dans la théorie des ensembles classique, on définit l'égalité, l'inclusion, l'intersection, l'union des ensembles flous, ainsi que le complément d'un ensemble flou. Ces relations sont traduites respectivement par les opérateurs '=', ' \subseteq ', 'et', 'ou' et 'non'.

On définit deux ensembles flous A, B, et l'élément flou x de l'univers de discours :

$$A = B \Leftrightarrow \mu_A = \mu_B \quad (\text{III.3})$$

$$A \subseteq B \Leftrightarrow \mu_A \leq \mu_B \quad (\text{III.4})$$

$$x \text{ appartient à } A \text{ et à } B \Leftrightarrow x \in A \cap B \Leftrightarrow \mu_{A \cap B}(x) \quad (\text{III.5})$$

$$x \text{ appartient à } A \text{ ou à } B \Leftrightarrow x \in A \cup B \Leftrightarrow \mu_{A \cup B}(x) \quad (\text{III.6})$$

$$x \text{ appartient au complément de } A \Leftrightarrow x \in A^c \Leftrightarrow \mu_{A^c}(x) \quad (\text{III.7})$$

L'intersection de deux ensembles flous peut être réalisée par une norme triangulaire (t-norme) noté 'T'. Et l'union est réalisée par une conorme triangulaire (t-conorme) notée ' \perp '.

L'opérateur "et" correspond à l'intersection de deux ensembles flous A et B peut être réalisé par des t-norme telle que :

$$\circ \text{ La fonction 'Min' : } \mu_{A \cap B}(x) = T(\mu_A, \mu_B) = \text{Min}(\mu_A, \mu_B) \quad (\text{III.8})$$

$$\circ \text{ La fonction arithmétique 'produit' : } \mu_{A \cap B}(x) = T(\mu_A, \mu_B) = \mu_A \times \mu_B \quad (\text{III.9})$$

L'opérateur "ou" correspond à l'union de deux ensembles flous A et B peut être réalisé par :

$$\circ \text{ La fonction 'Max' : } \mu_{A \cup B}(x) = \perp(\mu_A, \mu_B) = \text{Max}(\mu_A, \mu_B) \quad (\text{III.10})$$

$$\circ \text{ La fonction arithmétique 'somme' : } \mu_{A \cup B}(x) = \perp(\mu_A, \mu_B) = \mu_A + \mu_B - \mu_A \mu_B \quad (\text{III.11})$$

$$\text{L'opérateur 'non' est réalisé par négation : } \mu_{A^c}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (\text{III.12})$$

4. Implication floue

Soit la variable floue x de l'ensemble flou A défini sur l'univers de discours X . Et soit la variable floue y , appartenant à l'ensemble flou B défini sur l'univers de discours Y .

L'implication floue entre deux propositions élémentaires 'x est A' et 'x est B' défini par la règle R 'si x est A alors y est B', est une proposition floue de la variable (x, y), dont la valeur de vérité est donnée par la fonction d'appartenance μ_R :

$$\mu_R(x, y) = \phi(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (\text{III.13})$$

pour une fonction ϕ de $[0, 1] \times [0, 1] \rightarrow [0, 1]$

Plusieurs approches ont été adoptées pour la généralisation de l'implication floue [31]. Traditionnellement en commande floue, la règle R est modélisée en lui attribuant la sémantique 'si x est A et y est B', ce ci revient à représenter la règle par une t-norme triangulaire telle que :

$$\mu_R(x, y) = \min(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad \text{Mamdani} \quad (\text{III.14})$$

$$\mu_R(x, y) = \mu_A(x) \times \mu_B(y) \quad \text{Larsen} \quad (\text{III.15})$$

5. Inférence

Puisque notre étude s'étalera sur la commande floue où l'observation est généralement précise et spécifique, et que l'opérateur du modus ponens généralisé ne joue aucun rôle dans ce cas [31], nous préférons de ne pas rentrer dans les détails de ce dernier.

5.1. Description des règles d'inférences

Les règles d'inférences peuvent être exprimées de différentes façons, à savoir par descriptions linguistiques et symboliques, ainsi que par matrice et tableaux d'inférence. La description de ces règles par matrice est généralement la plus utilisée, pour sa simplicité, ainsi elle présente une facilité d'établissement des inférences. Il arrive que toutes les cases du tableau ne soient pas complète, on parle alors des règles d'inférences incomplètes.

5.2. Calcul des inférences

A fin de mettre en évidence le traitement des inférences, nous citons les plus connues.

❖ *Méthode d'inférence Max-min (ou de Mamdani)*

Cette méthode est la première à être proposée. Elle est très simple à mettre en place. L'opérateur 'ET' est réalisé par la fonction 'Min', l'opérateur de conclusion de chaque règle 'Alors' par la fonction 'Min' et l'opérateur de liaison 'Ou' par la fonction 'Max'.

Comme exemple pour les fonctions d'appartenance, nous présentons les variations de la température d'un moteur, avec les ensembles flous "élevé", "moyen" et "faible".

La figure (III.1) montre un exemple de représentation graphique de cette méthode. La température est ‘élevée’ avec un degré d’appartenance de 0.7, et ‘moyenne’ avec un degré de 0.3. la vitesse est ‘faible avec un degré d’appartenance de 1.

L’application de chaque règle, revient à la réalisation de la première étape décrite au paragraphe précédent où l’ensemble flou résultant de la première règle est décrite par : $\forall u \in U \mu_{G'}(u) = \min(\min(0.7, 0.3), \mu_G(u))$. Avec la deuxième règle, on procède de la même façon. La synthèse des ensembles flous résultants de chaque règle, revient au maximum de tous ces ensembles.

❖ Méthode d’inférence Max-prod

La différence de cette méthode par rapport à la précédente réside au fait, que l’opérateur de conclusion ‘Alors’ est réalisé par la fonction arithmétique ‘produit’. Dans ce cas l’ensemble flou résultant de la première règle, est décrit par : $\forall u \in U \mu_{G'}(u) = \min(\mu_E(T_1), \mu_F(V_1)) \times \mu_G(u)$.

❖ Méthode d’inférence Somme-prod

Dans cette méthode, l’opérateur ‘ET’, ainsi que l’opérateur de conclusion de chaque règle ‘Alors’ sont réalisés par la fonction ‘produit’ et l’opérateur de liaison ‘Ou’ par la moyenne des ensembles flous résultants de chaque règle.

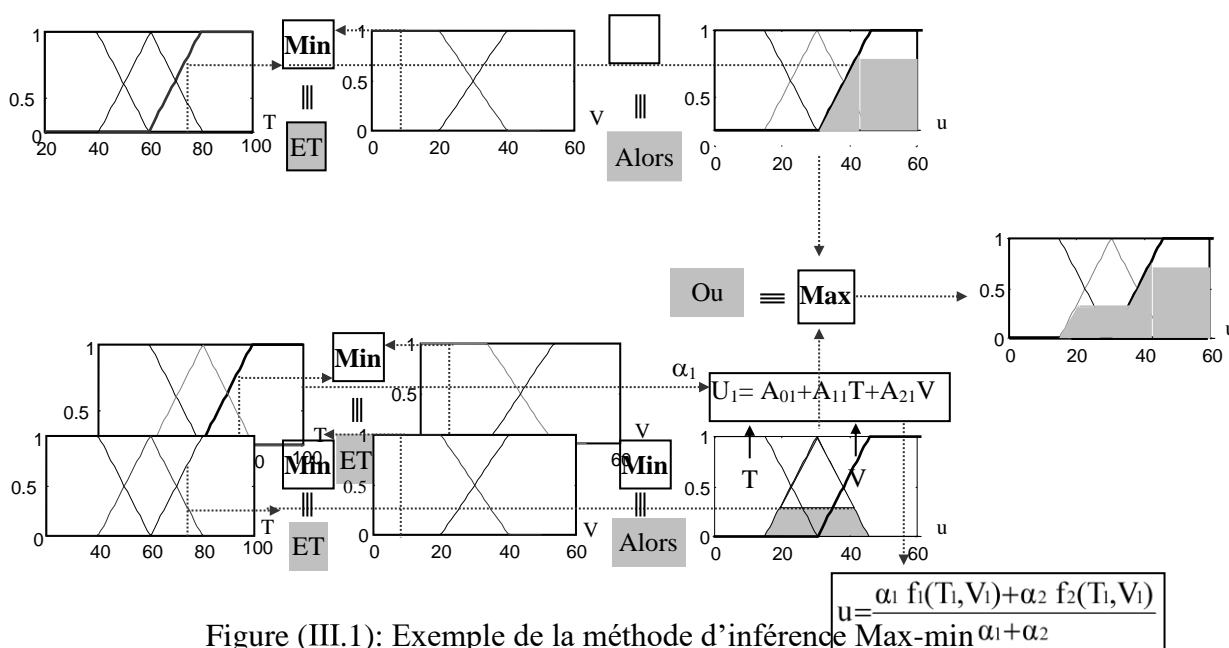


Figure (III.1): Exemple de la méthode d’inférence Max-min

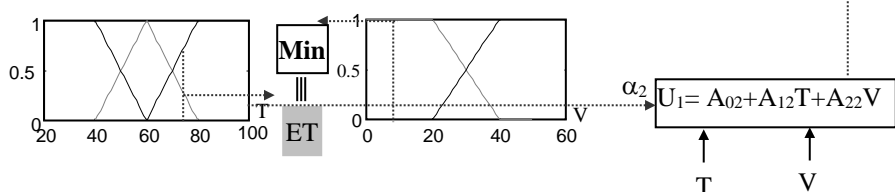


Figure (III.2) : Exemple de la méthode de Takagi-Sugeno.

Des études comparatives ont été effectuées par, montrent que, le choix de la méthode n'influe pas sur les résultats, Néanmoins, la méthode Max-min est la plus utilisée à cause de sa simplicité.

6. Méthode de Takagi-Sugeno

Cette méthode apparue en 1983, est une approche complémentaire différente de celle déjà étudié, du fait que la conclusion des règles est supposée être une fonction des descriptions des variables d'entrées et les règles sont de la forme [31] [25]:

$$R1 : \quad \text{Si } T \text{ est } E \text{ et } V \text{ est } F \text{ Alors } u_1=f_1(T,V) \quad (\text{III.16})$$

$$R2 : \quad \text{Si } T \text{ est } M \text{ et } V \text{ est } F \text{ Alors } u_2=f_2(T,V) \quad (\text{III.17})$$

Les fonctions $f_1, f_2 \dots$ sont généralement linéaires et quelquefois constantes. L'action non floue déduite de l'utilisation de ces règles est alors obtenue par interpolation (voir figure (III.2)) :

$$U = \alpha_1 f_1(T_1, V_1) + \alpha_2 f_2(T_1, V_1) / (\alpha_1 + \alpha_2). \quad (\text{III.18})$$

$$\text{Avec: } \alpha_1 = \min(\mu_E(T_1), \mu_F(V_1)), \quad \alpha_2 = \min(\mu_M(T_1), \mu_F(V_1)) \quad (\text{III.19})$$

III. Commande à logique floue

La commande floue est l'un des domaines d'applications de la théorie de la logique floue. Introduite par Mamdani et Assilian en 1975, elle a connu un véritable développement qu'a partir des années 80 grâce au Japonais. Son but est, comme en automatique classique, de gérer un processus en fonction d'une consigne donnée, par action sur les variables qui décrivent le processus [31], tandis que, son approche, différente à celle de l'automatique classique, repose sur l'exploitation des connaissances des experts ou, des opérateurs qualifiés travaillant sur le processus.

Après avoir annoncé les concepts de base utilisés en logique floue, nous présentons la structure d'un régulateur flou

1. Configuration générale d'un régulateur flou

Un contrôleur flou sous sa forme générale remplace le contrôleur classique dans une boucle de réglage, il est considéré comme étant un système expert simple (figure (III.3)). Ce contrôleur est constitué de :

- Un module d'interface avec le flou (ou fuzzification), permettant de convertir les connaissances précises (observations) en grandeurs floues
- Une base de connaissances contenant les termes utilisés dans la commande, ainsi que les règles d'inférences.

- Un module d'interface non flou (défuzzification), permettant le passage de grandeur floue à des grandeurs de commande réelles.
- Un module de raisonnement flou (moteur d'inférence), c'est l'unité de traitement et de prise de décision.

La structure de base des régulateurs flous est inspirée de celles des régulateurs classiques discrets.

Rappelons, que l'action incrémentale $u(k)$ des régulateurs classiques discrets s'écrit :

$$u(k) = f(e(k), e(k-1), \dots, e(k-v), u(k-1), u(k-2), \dots, u(k-v)) \tag{III.20}$$

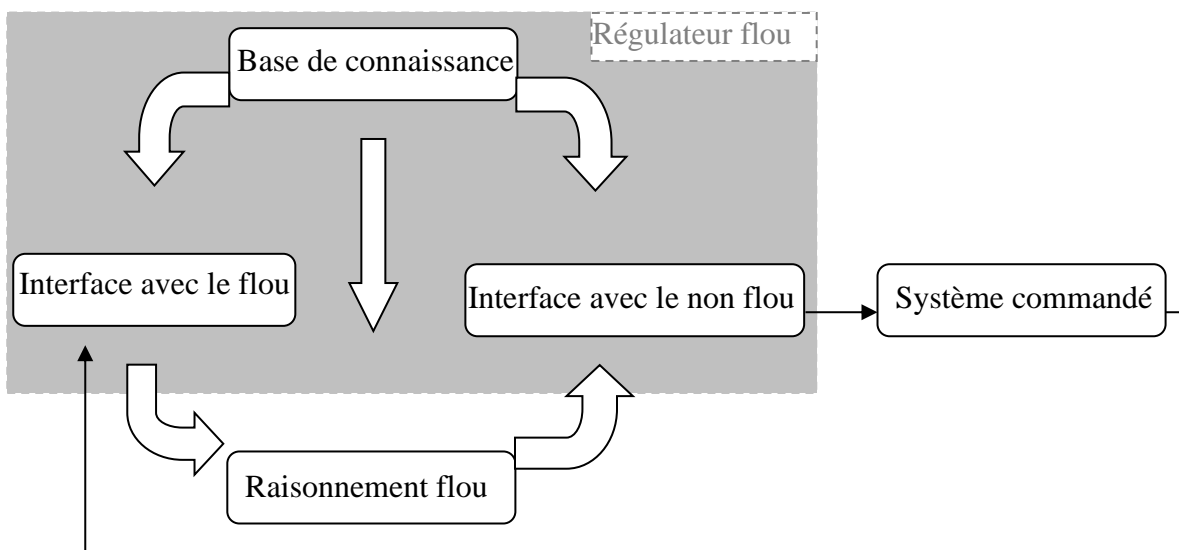


Figure (III.3) : Organisation fonctionnelle d'un régulateur flou

Puisque notre étude s'étalera sur l'application des régulateurs flous au sein la commande vectorielle, nous allons s'intéresser au régulateur PI flou.

Un régulateur PI discret sous sa forme incrémentale, peut être décrit par la relation (20) [25]:

$$u(k) = u(k-1) + G t_e \Delta e(k) + G \frac{t_e}{T_i} e(k) \tag{III.21}$$

Où G est le gain proportionnel, T_i la constante intégrale et t_e la période d'échantillonnage. La variable $e(k)$ est l'écart entre la consigne et la mesure, et $\Delta e(k)$ est sa variation entre deux instants.

Un régulateur PI peut être vu comme une fonction qui associe une variation de variable manipulée à une erreur et à sa variation:

$$\Delta u = f(e, \Delta e) \tag{III.22}$$

Pour un régulateur flou, cette fonction est une fonction non linéaire, exprimée par des règles

manipulant les variables linguistiques décrivant e , Δe et Δu .

La figure (III.4) présente la structure d'un régulateur PI flou, où, la grandeur de sortie du régulateur flou est intégrée, pour donnée la grandeur de commande.

La dérivée de l'erreur $\Delta e(k)$ est approchée par la relation :

$$\Delta e(k) = \frac{e(k) - e(k-1)}{t_e} \tag{III.23}$$

la sortie est approchée par :

$$u(k) = u(k-1) + G_{\Delta u} \Delta u_n(k) \tag{III.24}$$

Les entrées et la sortie du régulateur flou sont des grandeurs normalisées par les gains G_e , $G_{\Delta e}$ et G_u , appelés 'facteurs d'échelle' permettant en conséquence de changer la sensibilité du régulateur flou sans en changer la structure.

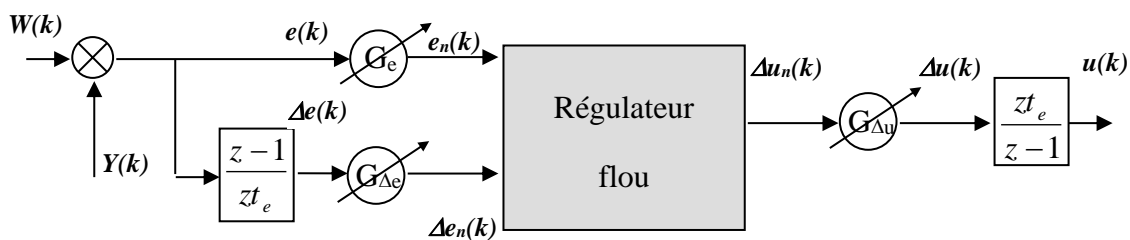


Figure (III.4) : Structure du régulateur PI flou

Une autre configuration d'un régulateur PI flou. Sa structure est basée sur l'enchaînement en série d'un régulateur PI discret à un régulateur flou. Le régulateur flou a comme grandeur d'entrée l'erreur de consigne, est comme grandeur de sortie l'action proportionnelle, permettant d'introduire des non-linéarités au régulateur conventionnel. Cette structure, bien qu'elle est simple, elle nécessite des connaissances mathématiques pour la modélisation des paramètres du régulateur conventionnel.

2. Fuzzification

La fuzzification proprement dite, consiste à transformer les variables réelles d'entrées en variables linguistiques, avec au préalable une normalisation. Cette transformation est obtenue en construisant des fonctions d'appartenances pour chaque variable d'entrée. Cependant, selon la finesse désirée pour spécifier les règles, nous sommes amenés à considérer plus ou moins de valeurs linguistiques, sachant qu'une subdivision très fine de l'univers de discours, de plus de sept ensembles flous n'apporte aucune amélioration du comportement du système à régler.

Pour le choix de la forme des fonctions d'appartenances caractérisant les variables linguistiques, il est préférable d'utiliser des fonctions d'appartenances quasi linéaires du fait qu'elles sont simples à réaliser. Nous utilisons dans ce cas, des fonctions de formes triangulaires et trapézoïdales. Ces fonctions sont choisies de façon symétrique, du fait que l'erreur et sa dérivée peuvent prendre aussi bien des valeurs positives que négatives.

Pour le choix de la répartition des fonctions d'appartenances, nous prenons en considération les remarques suivantes :

- ✓ La somme des fonctions d'appartenance a une variable x , doit satisfaire la relation suivante [32] :

$$\sum_{i=1}^{N_n} \mu_i^n(x^n) = 1 \tag{III.25}$$

Avec : x^n représente la variable physique (e ou Δe), N_k représente le nombre des fonctions d'appartenances de la variable k .

- ✓ Sur la base de l'étude menée par, la caractéristique de la variable de sortie du régulateur, présente dans un certain domaine une allure horizontale s'il n'y a pas de recouvrement d'au moins deux fonctions d'appartenance. Le même effet est obtenu lorsque deux fonctions d'appartenance se recouvrent avec un degré d'appartenance égale à 1.

De ces faits, Les fonctions d'appartenances sont choisies équidistantes, de telle sorte que le recouvrement de deux fonctions d'appartenances voisines est égal à 1, c'est à dire que leurs croisements s'effectue à $\mu_i = \mu_{i+1} = 0.5$ (voir figure (III.5)).

D'autre part, la fuzzification de la variable de sortie Δu_n est effectuée de telle sorte que les fonctions d'appartenances prennent une forme triangulaire, symétrique et de même largeur.

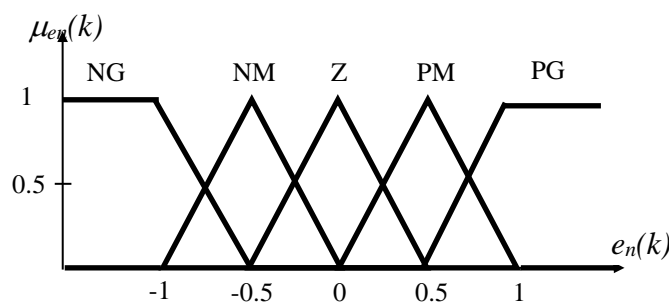


Figure (III.5) : Forme de fonctions d'appartenances pour l'erreur normalisée

3. Inférences

Après fuzzification, une deuxième étape très importante doit être effectuée. Cette étape consiste à déterminer les règles d'inférence qui spécifient comment calculer la valeur linguistique de la variation d'action $\Delta u_n(k)$, en fonction des valeurs linguistiques d'entrées $e_n(k)$, $\Delta e_n(k)$.

Pour construire la matrice d'inférence une analyse quantitative du processus doit être effectuée. Cette analyse repose sur une analyse dans le plan de phase de la trajectoire de la référence (que l'on souhaite donner au système).

La figure (III.6) représente la trajectoire dans le plan de phase de la variation de l'erreur en fonction de l'erreur, ainsi que l'effet de l'action de commande sur le système. Cependant, une action dans un sens ou dans l'autre provoque le déplacement de la trajectoire dans les directions indiquées par les flèches. Nous avons mentionné avec flèches rouges les directions conduisant à une convergence, et en pointillés celles qui conduisent à une divergence.

Sur la base de ces connaissances, les spécialistes ont élaboré les différentes règles d'inférences, pour obtenir les meilleures performances. La matrice d'inférence proposée par MacVicar-Whelan est l'une des meilleurs exemples des modèles de bases [25]. Elle a été développée afin de compléter celle proposée par Mamdani. Cette matrice est basée sur l'analyse dans le plan de phase, ainsi que sur les trois règles principales suivantes :

- Si l'erreur est zéro et sa dérivée est zéro, alors, garder le présent cadre de commande
- Si l'erreur tend vers zéro avec un taux satisfaisant, alors garder le présent cadre de commande
- Si l'erreur n'est pas autocorrective, alors l'action de commande n'est pas zéro et elle dépend du signe et d'amplitude de $e(k)$ et $\Delta e(k)$.

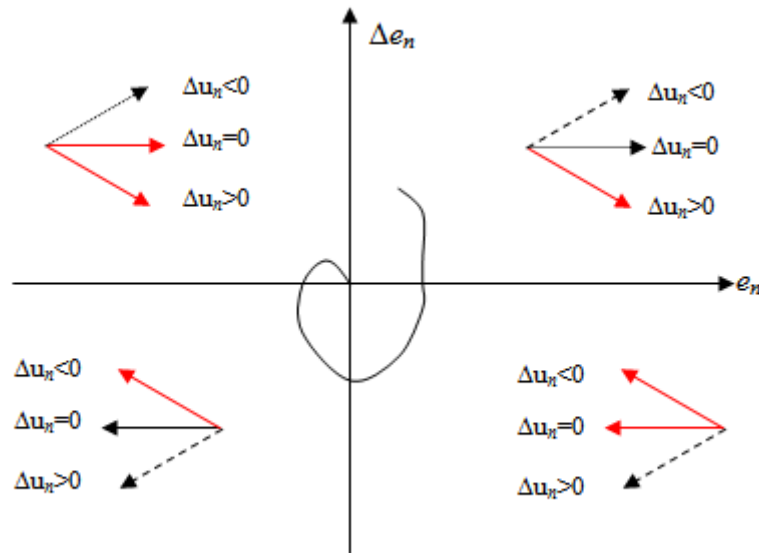


Figure (III.6) : Trajectoire dans le plan de phase.

$\Delta u(k)$		$\Delta e(k)$							
		NG	NM	NP	NZ	PZ	PP	PM	PG
$e(k)$	NG	NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	NZ
	NM	NG	NG	NM	NM	NM	NP	NZ	PP
	NP	NG	NM	NP	NP	NP	NZ	PP	PM
	NZ	NM	NM	NP	NZ	PZ	PP	PM	PM
	PZ	NM	NM	NP	NZ	PZ	PP	PM	PM
	PP	NM	NP	PZ	PP	PP	PP	PM	PG
	PM	NP	PZ	PP	PM	PM	PM	PG	PG
	PG	PZ	PP	PM	PG	PG	PG	PG	PG

Tableau (III.1) : Zones homogènes principales dans la matrice de MacVicar-Whelan.

Le tableau.1, présente la matrice d'inférence proposée par MacVicar-Whelan. Dans ce cas l'univers de discours définissant l'erreur, sa dérivée et l'action de commande sont réparties sur huit sous-ensembles flous. Sur cette matrice, nous pouvons identifier cinq zones différentes. Les règles de la zone 1 et 2, caractérisent le cas où $e(k)$ et $\Delta e(k)$ sont de signes opposés (quadrant 2 et 4 voir figure (III.6)), les règles de la zone 3 et 4 caractérisent le cas où $e(k)$ et $\Delta e(k)$ sont de mêmes signes (quadrant 1 et 3), les règles de la zone 5 caractérisent le cas où l'amplitude de l'erreur et de sa dérivée est relativement petite.

Cependant, les matrices d'inférences les plus connues appliquées au régulateur par logique floue, peuvent être obtenues à partir de la matrice de MacVicar-Whelan. On tient à présenter quelques matrices d'inférence :

Dans le cas où nous attribuons trois ensembles flous, Négatif, Positif, et Zéro à chacune des variables floues, nous obtiendrons la matrice d'inférence de Mamdani suivante

$\Delta u_n(k)$		$\Delta e_n(k)$		
		N	Z	P
$e_n(k)$	N	N	N	Z
	Z	N	Z	P
	P	Z	P	P

Tableau (III.2) : Matrice d'inférence à trois ensembles flous à chaque entrée.

Dans le cas où nous attribuons cinq ensembles flous à chacune des variables floues, le choix de la matrice devient plus important. Nous allons présenter les configurations les plus connues (tableau (III.3), (III.4)).

$\Delta u(k)$		$\Delta e(k)$				
		NG	N	Z	P	PG
$e(k)$	NG	NG	NG	N	N	Z
	N	NG	N	N	Z	P
	Z	N	N	Z	P	P
	P	N	Z	P	P	PG
	PG	Z	P	P	PG	PG

Tableau (III.3) : Matrice d'inférence à cinq ensembles flous à chaque entrée.

$\Delta u(k)$		$\Delta e(k)$				
		NG	N	Z	P	PG
$e(k)$	NG	NG	NG	NG	NG	Z
	N	NG	N	N	Z	P
	Z	N	N	Z	P	P
	P	N	Z	P	P	PG
	PG	Z	PG	PG	PG	PG

Tableau (III.4) : Matrice d'inférence à cinq ensembles flous à chaque entrée.

Dans le cas où nous attribuons sept ensembles flous à chacune des variables floues, le choix de la matrice devient de plus en plus vaste, de même nous présentons deux des matrices, la première proposée par [25], et la deuxième ayant neuf ensembles flous pour la variable de sortie est proposée par [29] (tableau (III.5), (III.6)).

$\Delta u(k)$		$\Delta e(k)$						
		NG	NM	NP	Z	PP	PM	PG
$e(k)$	NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	NZ
	NM	NG	NG	NM	NM	NP	NZ	PP
	NP	NG	NM	NP	NP	NZ	PP	PM
	NZ	NM	NM	NP	NZ	PP	PM	PM
	PP	NM	NP	PZ	PP	PP	PM	PG
	PM	NP	PZ	PP	PM	PM	PG	PG
	PG	PZ	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Tableau (III.5) : Matrice d'inférence à sept ensembles flous à chaque entrée proposée par [25]

$\Delta u(k)$		$\Delta e(k)$						
		NG	NM	NP	NZ	PP	PM	PG
$e(k)$	NG	NTG	NTG	NTG	NG	NM	NP	NZ
	NM	NTG	NTG	NG	NM	NP	NZ	PP
	NP	NTG	NG	NM	NP	NZ	PP	PM
	NZ	NG	NM	NP	NZ	PP	PM	PG
	PP	NM	NP	PZ	PP	PM	PG	PTG
	PM	NP	PZ	PP	PM	PG	PTG	PTG
	PG	PZ	PP	PM	PG	PTG	PTG	PTG

Tableau (III.6) : matrice d'inférence à sept ensembles flous à chaque entrée proposée par [29].

Après avoir déterminé les règles d'inférences, nous devons effectuer une interprétation mathématiquement. Comme on la déjà constaté, plusieurs méthodes ont été adoptées pour l'agrégation des règles d'inférences, ce qui donne par conséquent, différentes manières de réaliser les régulateurs flous. Les plus connu sont ceux de Mamdani et de Sugeno. La méthode de Mamdani ayant comme conclusion symbolique (floue), présente l'inconvénient d'avoir la nécessité de passer par l'étape de défuzzification pour obtenir la valeur réelle de la commande, et l'avantage d'être intuitive et bien adaptée au raisonnement humain. La méthode de Sugeno présente l'avantage d'être bien adapter aux systèmes linéaires et aux systèmes dont la dynamique est bien connue. Comme elle garanti une continuité de la surface de la production, d'autre part, elle présente l'inconvénient d'avoir recours à une analyse mathématique.

Ceci nous conduit à utiliser la méthode de Mamdani permettant une vérification directe des conséquences des règles d'inférences. Si par exemple, la sortie est caractérisée par l'apparition de plus d'un maximum, cela révèle l'existence d'au moins deux règles contradictoires (voir figure (III.7)). Ou si on se retrouve avec une grande zone plate, cela révèle que les règles, dans leur ensemble, sont malles formulées (voir figure (III.8)).

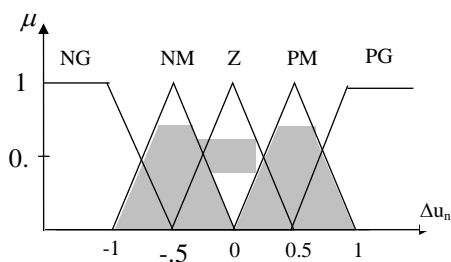


Figure (III.7) : cas de deux règles Contradictoire.

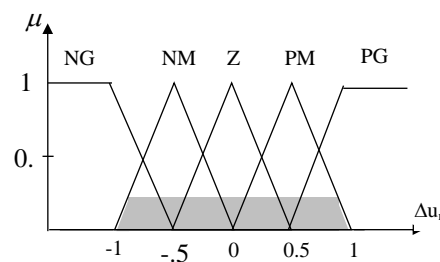


Figure (III.8) : cas de règles malles formulées.

4. Défuzzification

Enfin, la dernière étape du régulateur flou est la conversion de la grandeur linguistique Δu_n résultante de l'agrégation, en grandeur de commande précise. Plusieurs approches existent pour réaliser cette conversion [32] [25]. Les plus utilisées sont la méthode du centre de gravité, la méthode des hauteurs pondérées et la méthode de la moyenne des maximums.

❖ Méthode du centre de gravité

Cette méthode (COG en anglais) est la plus utilisée, elle est considérée comme la méthode la plus précise. La grandeur de sortie du régulateur correspond l'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante μ_{res} .

$$\Delta u_n(k) = \frac{\int_{x=u_{\min}}^{u_{\max}} x \mu_{res}(x) dx}{\int_{x=u_{\min}}^{u_{\max}} \mu_{res}(x) dx} \quad (\text{III.26})$$

❖ Méthode des hauteurs pondérées

Cette méthode n'est qu'un cas particulier de la méthode précédente, elle est utilisée dans le cas où les fonctions d'appartenances de la variable de sortie ne recouvrent pas.

$$\Delta u_n(k) = \frac{\sum_{i=1}^n x \mu_{r_i}(x)}{\sum_{i=1}^n \mu_{r_i}(x)} \quad (\text{III.25})$$

Où, n représente le nombre de sous-ensembles flous de la variable de sortie (voir figure (III.9)).

❖ Méthode de la moyenne des maximums

Cette méthode est très simple. La valeur numérique de la grandeur de sortie est égale à la moyenne des abscisses des valeurs maximales de la fonction d'appartenance résultante.

$$\Delta u_n(k) = \frac{1}{m} \sum_{x_i \in g} x_i \quad (\text{III.25})$$

Où, g est l'ensemble des valeurs maximales et m représente le cardinal de g

L'inconvénient majeur de cette méthode réside dans le cas du changement de la dominance d'une fonction d'appartenance à une autre. Effectivement ce changement s'accompagne par un saut brusque de la grandeur de sortie.

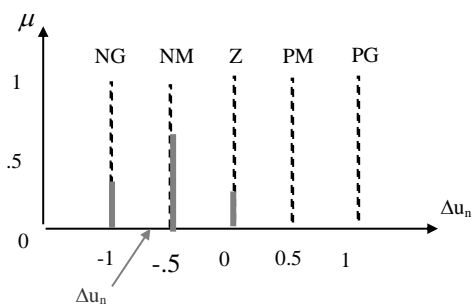


Figure (III.9) : Défuzzification par la méthode des hauteurs pondérées.

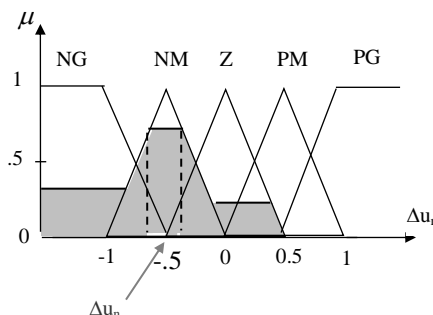


Figure (III.10) : Défuzzification par méthode de la moyenne des maximums.

5. Surface de commande

La surface de commande d'un régulateur calculant une variation de l'action en fonction de l'erreur et sa dérivée dans leurs domaines de définition peut être définie comme la surface engendrée par $\Delta u_n(k) = f(e_n(k), \Delta e_n(k))$.

Cette surface est un moyen de représenter le comportement entrées-sortie d'un régulateur. La figure (III.11) présente cette surface dans le cas d'un régulateur flou à trois ensembles flous pour les variables d'entrées et de sortie.

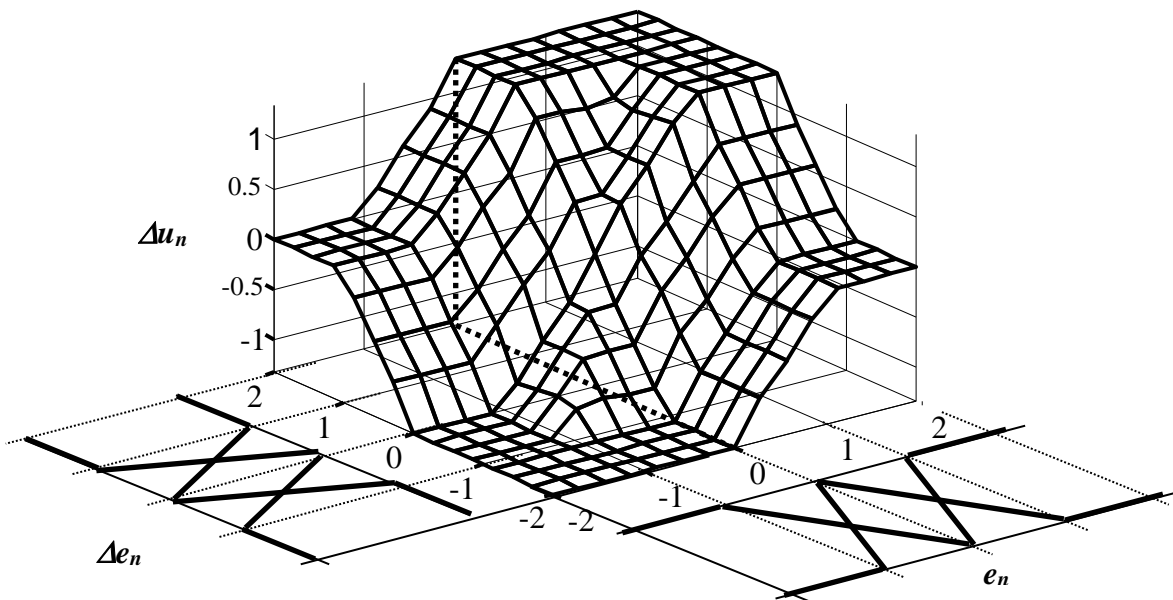


Figure (III.11) : Surface de commande d'un régulateur flou.

6. Directives pour la conception d'un régulateur flou

Les étapes principales pour la conception du régulateur flou se résument comme suit :

- **Etape 1.** Définition des gains de normalisation et des fonctions d'appartenances associées aux variables normalisées $e_n(k)$, $\Delta e_n(k)$ et $\Delta u_n(k)$. Pour simplifier cette phase, en général on considère l'univers normalisé $[-1,1]$. Dans une première étape les fonctions d'appartenances seront symétriques et uniformes.
- **Etape 2.** Elaboration des règles d'inférence. Dans cette étape, les règles d'inférences sont déduites à partir de la matrice de MacVicar-Whelan.
- **Etape 3.** Choix de la méthode d'inférence. Le choix des fonctions pour réaliser les opérateurs et le mécanisme d'inférence influe peu sur le comportement du régulateur. Cependant, il nous apparaît judicieux d'utiliser la méthode de Mamdani associé à la méthode d'inférence Max-min.
- **Etape 4.** Choix de la méthode de défuzzification. Le choix de la méthode des hauteurs pondérées permet une réduction notable dans l'envergure de calcul, mais en générale c'est la méthode du centre de gravité qui est adoptée.
- **Etape 5.** Simulation et modification de la caractéristique non linéaire. Il faut tout d'abord fixer les buts à atteindre, ensuite le dimensionnement du régulateur se fait par une simulation et une modification interactive de la caractéristique non-linéaire. Cependant, on peut faire varier soit les facteurs d'échelles, soit le nombre et la répartition des fonctions d'appartenances, soit la matrice des règles d'inférences. Par ailleurs, les facteurs d'échelles jouent un rôle principal dans le dimensionnement du régulateur flou [33] [25]. Un changement de ce facteur, change l'univers de discours normalisé et les domaines des fonctions d'appartenances des variables floues du régulateur [25]. Quelques directives pour la synthèse de ces facteurs peuvent être résumé comme suit :
 - Une très grande valeur de G_e , conduit à un bon temps de réponse et une erreur statique petite, par contre elle mène à un grand dépassement. Par similitude, une très petite valeur de G_e conduit à un temps de réponse important.
 - La convergence la plus rapide est relative aux grandes valeurs de G_e et $G_{\Delta u}$, avec une valeur de $G_{\Delta e}$ relativement plus petite.
 - Les petites valeurs de $G_{\Delta u}$ augmentent le temps de réponse.

En se basant sur ces trois directives, différentes stratégies ont été introduites en littérature] [33] [25] pour la synthèse des régulateurs flous robustes, en manipulant les facteurs d'échelles

IV. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons rappelé les éléments de base relatifs à la théorie de la logique floue. En effet, des définitions de base sur les variables linguistiques, les sous-ensembles flous, ainsi que les opérateurs flous ont été donnés. L'utilisation de la logique floue dans la commande a été également présentée en décrivant les différents éléments constitutifs d'un régulateur flou. A travers cette étude, nous constatons que deux types de régulateurs flous, celui de Mamdani et celui de Sugeno, sont les plus utilisés. Il est à noter que dans le premier les variables d'entrées et de sorties sont numériques. Cette dernière caractéristique lui donne l'avantage d'être plus adapté lors de l'analyse mathématique du système, en particulier l'analyse de la stabilité.

***Chapitre IV :
Association convertisseur
matriciel – machine
asynchrone***

1. Introduction

Le contrôle de la vitesse ou de la position angulaire des machines asynchrones nécessite l'utilisation d'un convertisseur statique de puissance. Le type de variateur utilisé dans notre étude est appelé conventionnellement convertisseur matriciel. A partir d'une source de tension alternative fixe, le convertisseur statique, grâce à une séquence appropriée d'ouverture et de fermeture de ses interrupteurs de puissance peut produire une tension alternative variable en amplitude et en fréquence, qui alimentera directement notre machine[34].

Dans ce chapitre, nous exposons le modèle de la machine asynchrone associée à un convertisseur matriciel à base d'un régulateur flou. Le modèle de la machine est exprimé sur référentiel lié au stator. Le convertisseur matriciel est alimenté en tension et piloté par la technique **MLI**, La figure (IV.1) représente le schéma bloc du modèle de l'association machine asynchrone-convertisseur matriciel selon le concept de boucle ouverte. Pour évaluer les performances de ce système nous réalisons une simulation globale de l'ensemble (moteur-convertisseur matriciel). La simulation est effectuée en utilisant Matlab-Simulink.

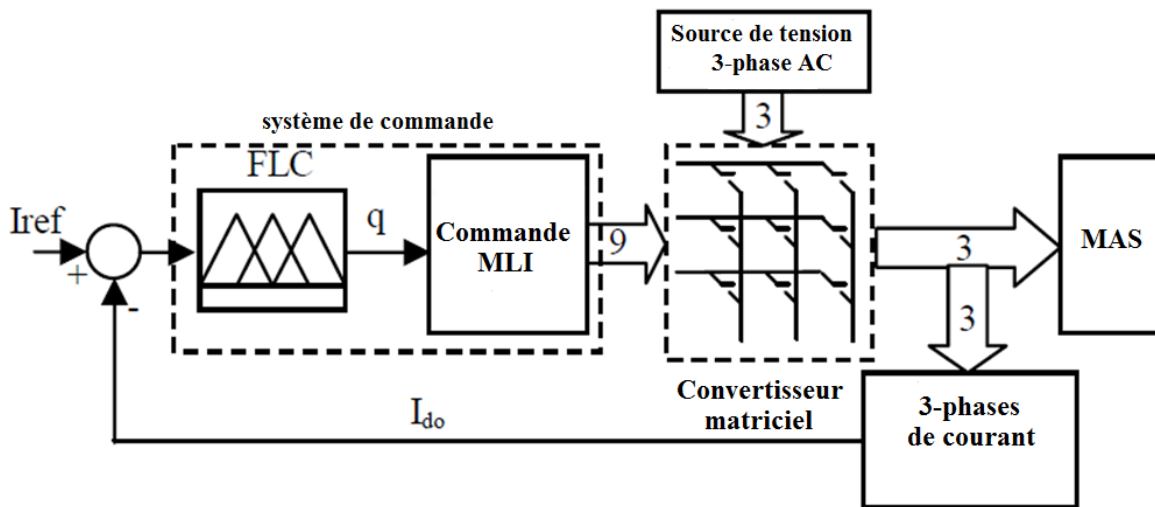


Figure (IV.1) : Schéma bloc de l'association convertisseur matriciel-machine asynchrone[17].

2. Contrôle et commande du convertisseur matriciel

D'après le schéma représenté à la Figure (IV.1), on peut mesurer les courants de sortie du convertisseur Matriciel pour calculer (I_{do}) , selon l'équation (IV.1).

$$I_{do} = \sqrt{\frac{2}{3} \sum_{j=a,b,c} i_j^2(t)}$$

(IV.1)

- Si les tensions d'entrée du Convertisseur matriciel sont sinusoïdales et équilibrée, ainsi les courants de sortie seront sinusoïdaux, alors (I_{do}) est constante.
- si les tensions d'entrée du Convertisseur matriciel ne sont pas sinusoïdales et déséquilibrée, ainsi que les courant mesurés à la sortie, alors (I_{do}) ne sera pas constante en raison des courants d'harmonique existantes[17].

Recevoir l'inspiration de cette idée, si (I_{do}) est maintenue constante, la sortie du convertisseur n'est pas affectée par des perturbations dans les tensions d'entrée c'est-à-dire l'existence des harmoniques. Afin d'assurer La technique de compensation proposée un régulateur de la logique flou à été proposée à cet effet.

2.1. Le régulateur flou

Le système de contrôleur floue de la Figure (IV.1) est basé sur le calcul du courant instantané (I_{do}) , l'erreur $e(k)$ et le dérivée de l'erreur $\Delta e(k)$ dans les équations (IV.2) et (IV.3) produit un variable qui considère comme un gain de tension (q) Figure (IV.2)[17].

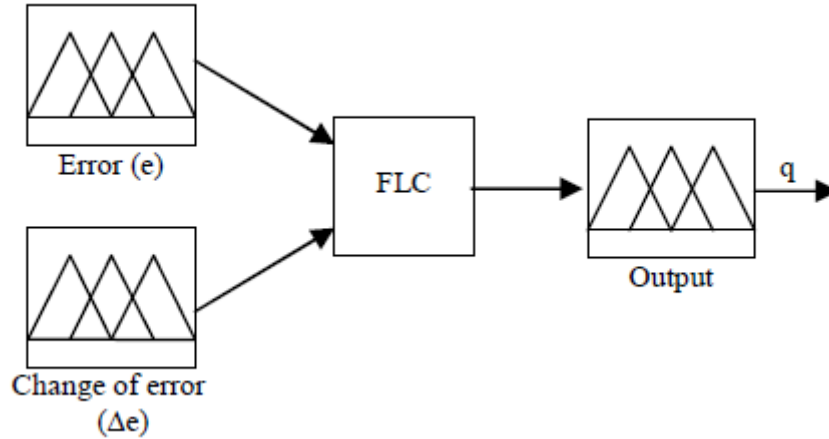


Figure (IV.2) : Principe de contrôle d'un régulateur flou.

$$e(k) = [I_{do}(k) - I_{ref}(k)].\alpha$$

(IV.2)

$$\Delta e(k) = [e(k) - e(k-1)].\beta$$

(IV.3)

Avec α et β sont des coefficients de normalisation ;

En fonction de la perturbation de la tension d'entrée. Les cycliques des interrupteurs de puissance sont calculés, en remplaçant la valeur du gain de tension qui produit par le Contrôleur de la logique flou selon l'équation(IV.4).

$$t_{kj} = T_s \left[\frac{1}{3} + \frac{2v_k v_j}{3V_{im}^2} + \frac{2q}{9q_m} \sin(\omega_i t + \beta_k) \sin(3\omega_i t) \right] \quad \text{(IV.4)}$$

Le schéma du système d'évaluation de contrôleur Flou est clairement donné dans la Figure (IV.3), La valeur instantanée de l'erreur peut être calculé en soustrayant (I_{ref}) de l'espace vectoriel en cours obtenu par le courant mesuré la production en trois phases. Le changement de l'erreur est la différence entre la présente et précédente valeur de l'erreur[17].

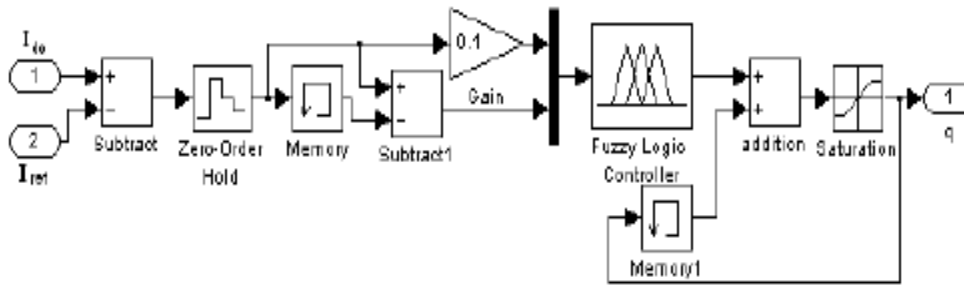


Figure (IV.3) : diagramme simulink d'un régulateur flou.

La sortie du système de régulateur flou $q(k)$ est sa dérivée $\Delta q(k)$ comprise entre -1 et $+1$ en fonction de la base de règles dans le tableau(IV.1). Le gain en tension est calculé en additionnant la valeur précédente et la variation du gain en tension, comme en témoigne équation (IV.5). Un bloc de saturation a été complété, en raison de la variation de q qui ne dépasser pas le $0,866$ et qui n'est pas négatif[17].

$$q(k) = q(k - 1) + \Delta q(k)$$

(IV.5)

$\Delta e/e$	NB	NS	Z	PS	PB
N	PB	PS	PS	Z	NB
Z	PB	PS	Z	NS	NB
P	PB	Z	NS	NS	NB

Tableau (IV.1) : Les règles d'inférence de compensation.

3. Performances et résultats de simulation de l'association convertisseur matriciel — machine asynchrone

Les performances de l'association du convertisseur matriciel - machine asynchrone sont étudiées. Le convertisseur commandé en MLI à trois intervalles avec un gain de tension $q = 0.86$ à été proposée.

Pour chaque fréquence f_o (25 et 50 Hz) des tensions de référence, les grandeurs suivantes sont simulées :

1. les courant statoriques i_{abc} , transitoire et permanent avec un zoom pour chaque phase.
2. le courants i_A transitoire et permanent de la phase_A du réseau d'alimentation avec une zoom.
3. Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone avec une zoom.
4. Ainsi que la vitesse de rotation n de la machine asynchrone.

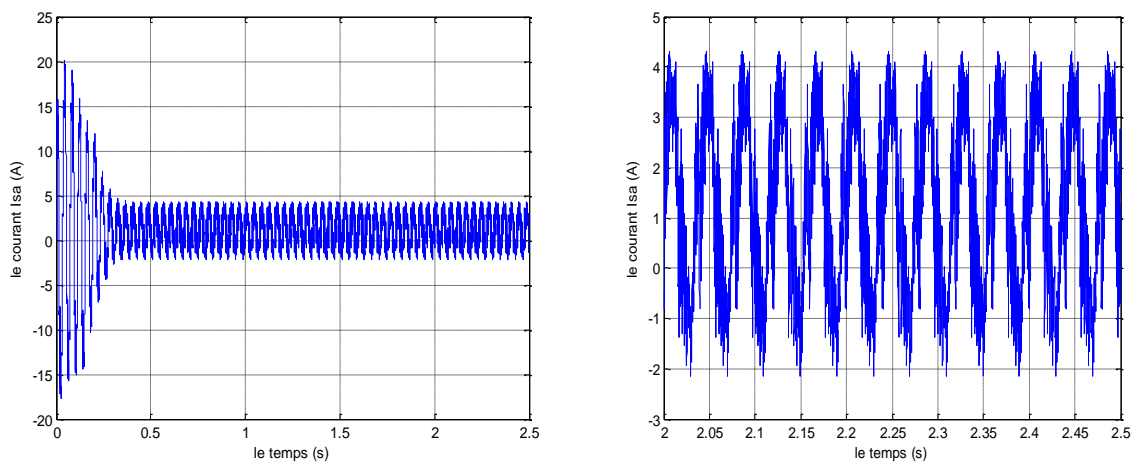


Figure (a) : Le courant I_a transitoire et permanent de la phase a de la machine asynchrone.

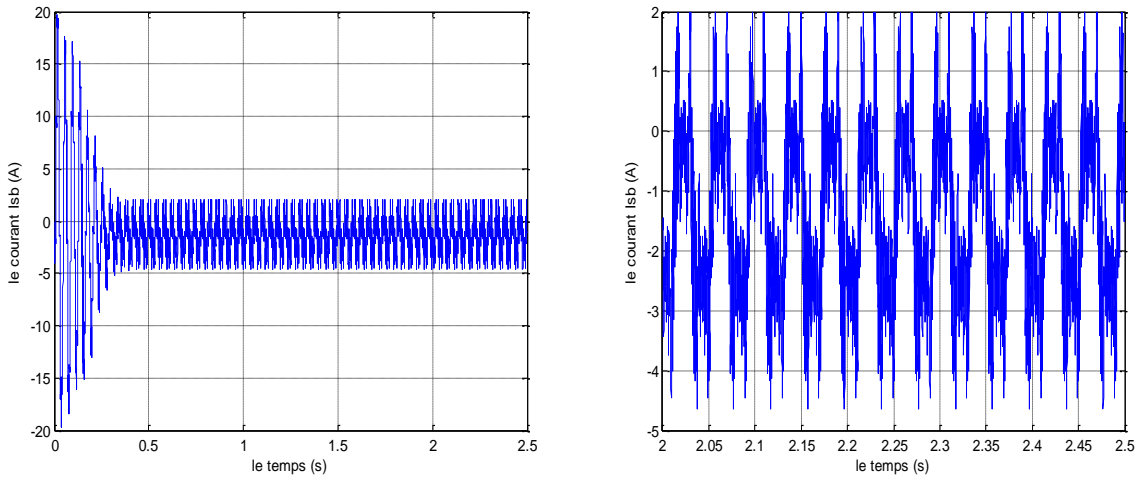


Figure (b) : Le courant I_{sb} transitoire et permanent de la phase b de la machine asynchrone.

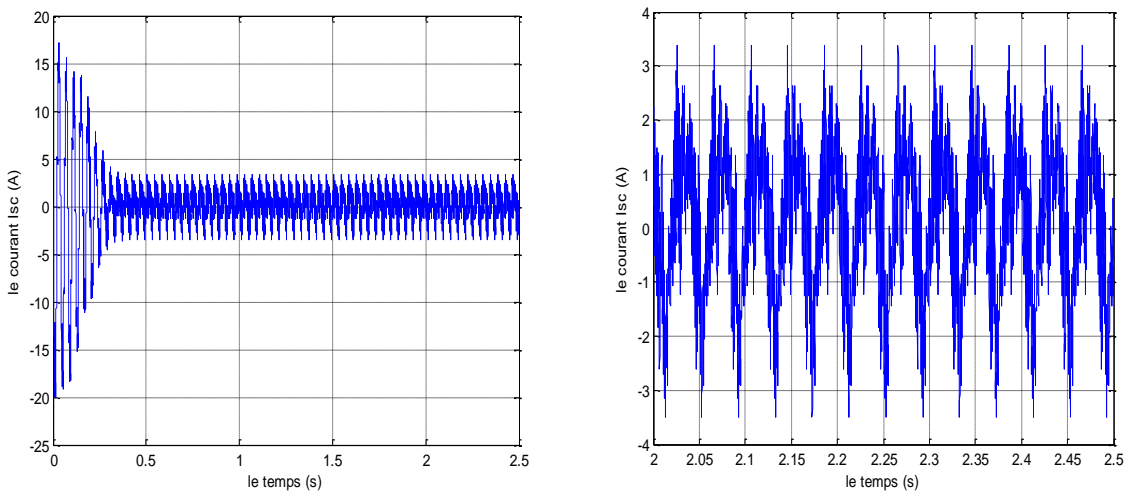


Figure (c) Le courant I_{sc} transitoire et permanent de la phase c de la machine asynchrone.

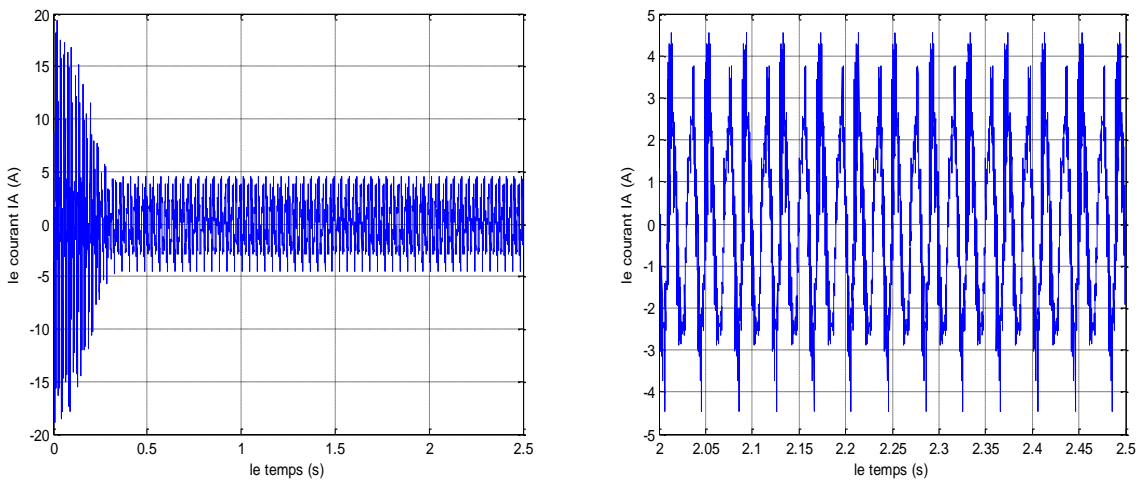


Figure (d) Le courant I_A transitoire et permanent de la phase A de la source d'alimentation.

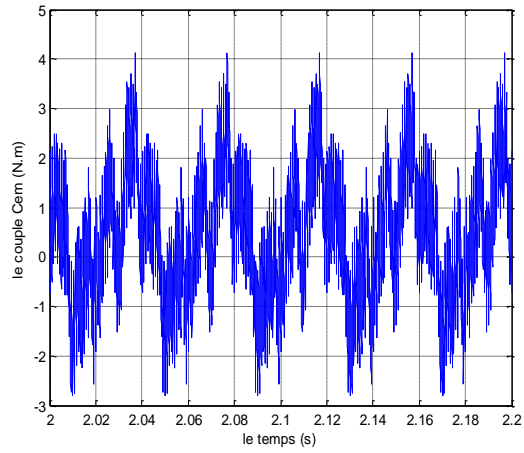
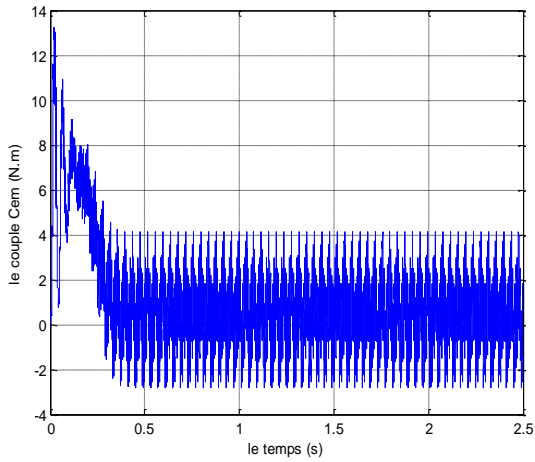


Figure (e) le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone.

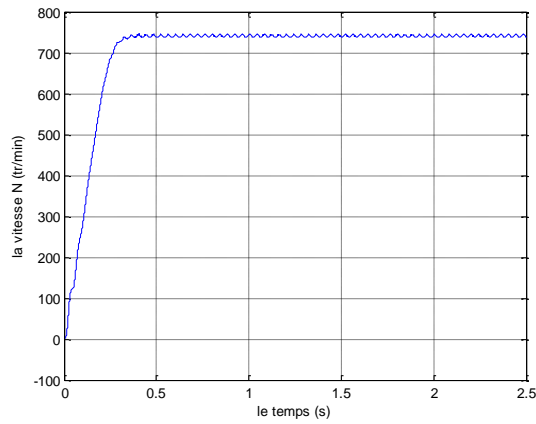


Figure (f) la vitesse de rotation de la machine asynchrone triphasée.

Figure (IV.4) : Performance de l'association convertisseur matriciel-machine asynchrone triphasée ($f_0=25\text{HZ}$).

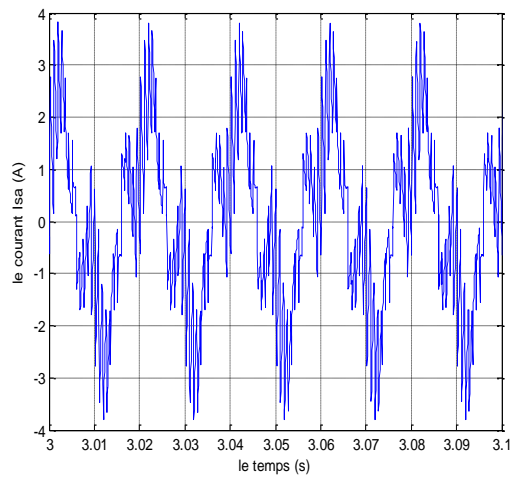
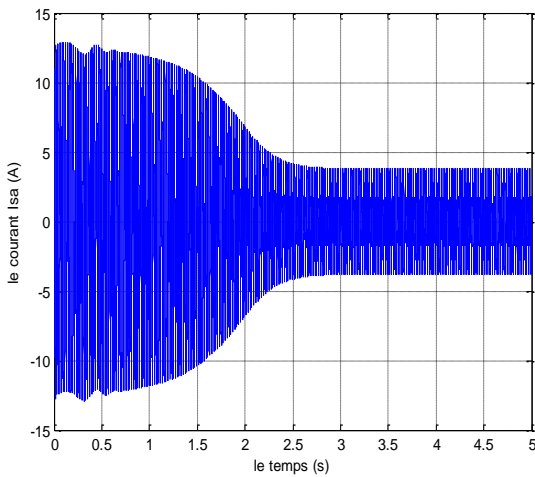


Figure (a) Le courant I_{sa} transitoire et permanent de la phase a de la machine asynchrone.

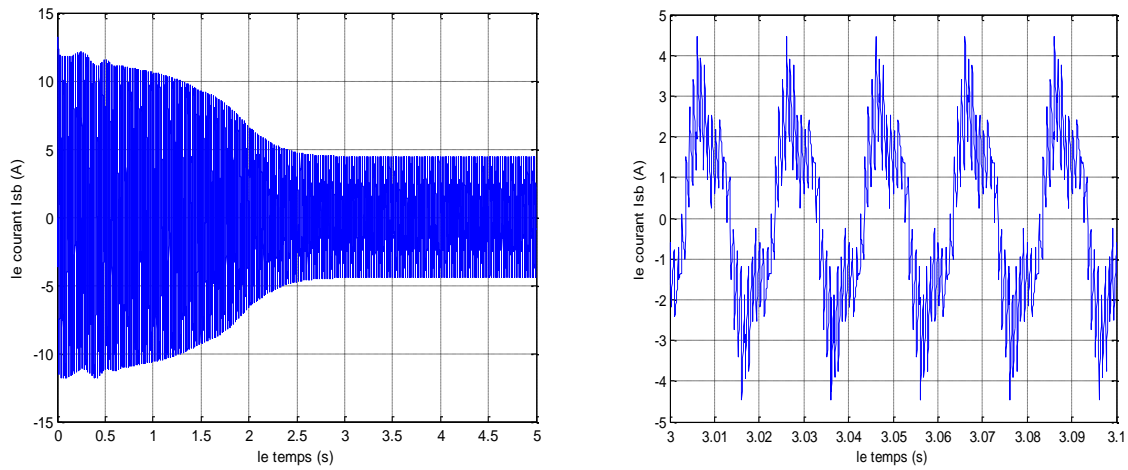


Figure (b) Le courant I_{sb} transitoire et permanent de la phase b de la machine asynchrone.

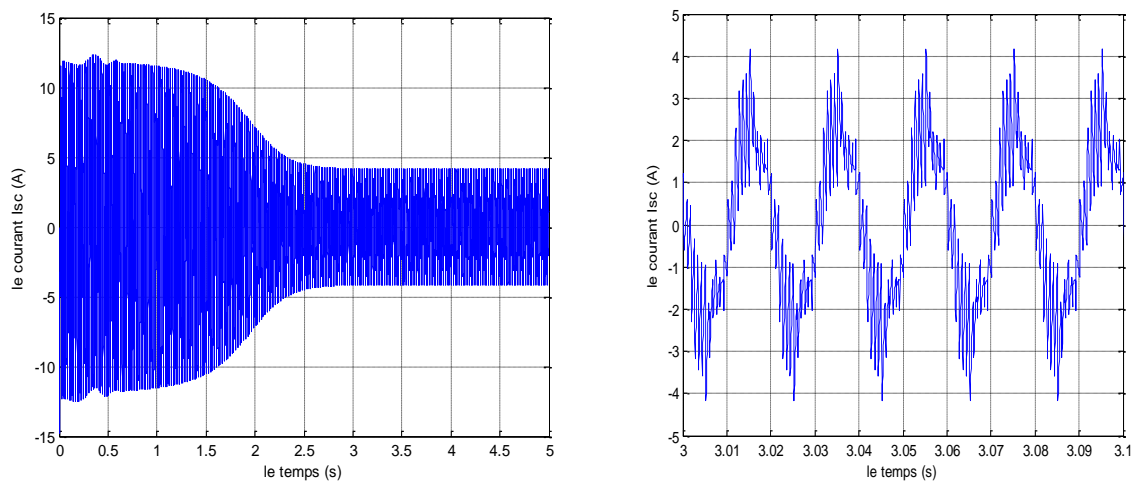


Figure (c) Le courant I_{sc} transitoire et permanent de la phase c de la machine asynchrone.

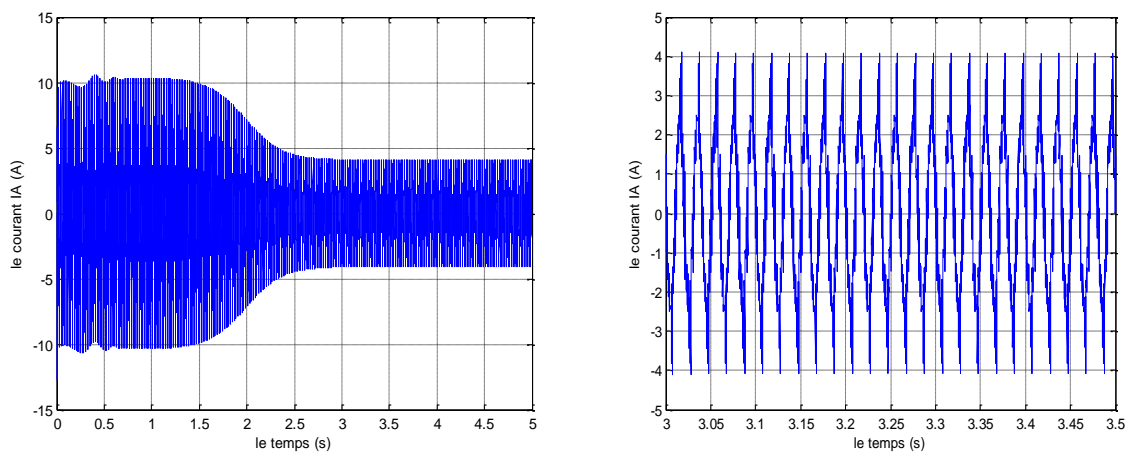


Figure (d) Le courant I_A transitoire et permanent de la phase A de la source d'alimentation.

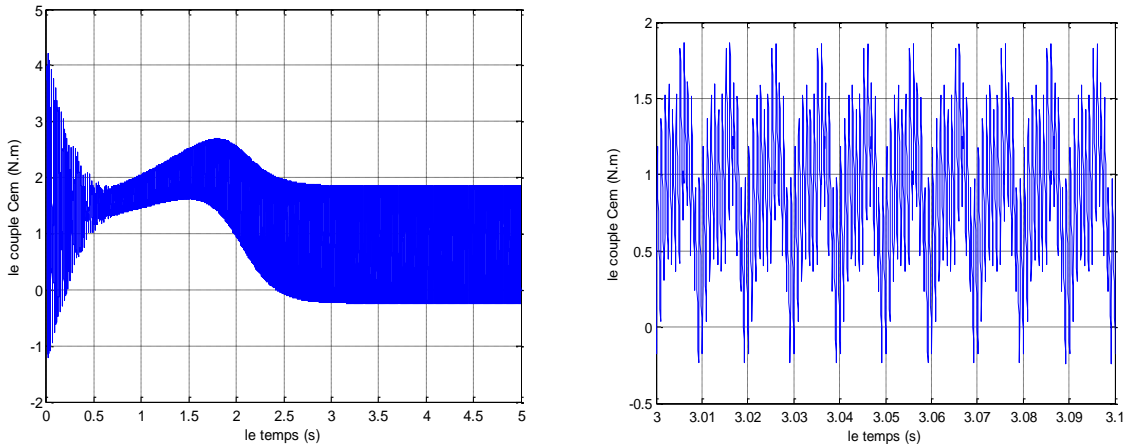


Figure (e) le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone.

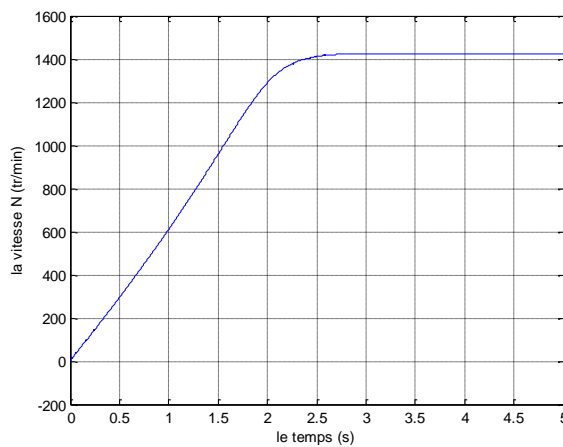


Figure (f) la vitesse de rotation de la machine asynchrone triphasée.

Figure (IV.5) : Performance de l'association convertisseur matriciel-machine asynchrone triphasée ($f_0=50\text{HZ}$).

A partir des résultats de simulation précédentes dues à l'association convertisseur- machine, pour différentes fréquences de sortie il est constaté que :

1. Le courant absorbé par la machine est augmenté à une valeur maximale au moment de démarrage qui correspond au régime transitoire ou démarrage de la machine asynchrone, puis se stabilise et est sinusoïdal durant toute la période qui correspond à un régime permanent.
2. Concernant la forme de couple électromagnétique, En régime transitoire le couple est maximale puis s'annule durant le reste de la période si on néglige le fortement de la machine.
3. Et à la fin de la simulation on remarque que la vitesse de la machine asynchrone augmente pendant le régime transitoire, jusqu'à sa valeur max, qui correspond à la fréquence de synchronisme selon la relation qui lie la vitesse avec sa fréquence (f) pour un nombre de paires de pôles (p) constant $n = 60 f / P$, puis reste stable qui correspond à un régime permanent.

4. Conclusion

Dans ce chapitre on a étudié les performances de l'association du convertisseur matriciel à la machine asynchrone. Le convertisseur est commandé par la MLI à trois intervalles avec un régulateur flou du courant mesuré et un gain de tension d'une valeur maximale de 0.86, des résultats de simulation obtenues pour les diverses grandeurs caractérisant la machine asynchrone montrent l'efficacité et la performance de notre convertisseur surtout sur la stabilité de la vitesse et la forme sein du courants statorique en régime permanant.

Conclusion Général

L'objectif principal de ce mémoire est de réaliser un nouveau type de convertisseur AC/AC direct connu sous le nom de convertisseur matriciel qui s'inspire à partir de nombreux travaux effectués depuis quelques années dans le domaine de l'électronique de puissance pour l'alimentation variable des machines alternatives.

Avant d'entamer l'étude de convertisseur matriciel, on a présenté au premier chapitre une étude générale sur le modèle de connaissance et de la machine asynchrone à cage alimentée par une source triphasé fonctionnant à vide et en charge,

Une modélisation mathématique de Park permet de simplifier et faciliter l'étude de ce dernière. Des résultats de simulation en utilisant le logiciel MATLAB/SIMULINK à été obtenus, ces résultats démontrent la justesse du modèle développé.

Concernant le deuxième chapitre une contribution à l'analyse et la commande du convertisseur matriciel et son application à la conduite de la machine asynchrone à cage à été développé.

Un convertisseur matriciel est un convertisseur de fréquence direct, générant des tensions triphasées variables en amplitude et en fréquence à partir des tensions triphasées rigides d'entrée. Un circuit intermédiaire continu n'est pas nécessaire. Le principe est basé sur une topologie matricielle reliant chaque phase d'entrée à chaque phase de sortie par un commutateur de puissance bidirectionnel.

L'objectif principal de l'étude de ce type de convertisseur est le remplacement des convertisseurs conventionnels à circuits intermédiaires de tension par des convertisseurs intégrés au complet dans un module à semi-conducteurs. Ceci permettrait d'augmenter la durée de vie du convertisseur et diminuerait son volume. De plus, la fabrication de la partie mécanique serait plus simple. Un autre grand avantage du convertisseur matriciel est la symétrie de la matrice, permettant le flux de puissance dans les deux sens et ainsi directement le fonctionnement en quatre quadrants.

Les inconvénients du convertisseur matriciel consistent d'abord en une commutation du courant plus délicate à cause de l'absence des diodes à roue libre. En outre, la commande est relativement complexe et le rapport entre la tension de sortie et la tension d'entrée est réduit (0.866 par rapport aux convertisseurs indirects conventionnels).

La stratégie de commande du convertisseur matriciel a été étudiée afin d'obtenir le

rapport maximal entre les tensions de sortie et les tensions d'alimentation, La modulation de largeur d'impulsion (MLI) à trois intervalles a été améliorée de manière à ce qu'elle permette d'obtenir des tensions sinusoïdales maximales de sortie.

L'avantage des résultats obtenus par simulation, montre que l'introduction des techniques modernes de l'automatique à base de la logique floue devient une nécessité pour atteindre des hautes performances dans les entraînements à vitesse variable.

Dans le troisième chapitre, nous avons donné un aperçu général sur la logique floue avec une formulation mathématique des systèmes flous utilisant le modèle de Mamdani et celui de Sugeno. Le premier modèle est mieux adapté à représenter une description linguistique du comportement que doit réaliser le régulateur. Tandis que le modèle de Sugeno est souhaitable pour l'approximation des fonctions inconnues et/ou variables, ce qui est intéressant dès qu'on savait que la sortie due à ce type de modèle possède une expression linéaire en termes de paramètres des conséquences des règles floues. En effet, cela permet de faciliter l'exploitation de la propriété d'approximante universel dont sont dotés certaines classes de ces systèmes.

Afin d'avoir quelques résultats de simulation pour valider notre travail le dernier chapitre de ce mémoire est réservé pour la stratégie de commande de la machine asynchrone alimentée par le convertisseur matriciel à base d'un régulateur floue. En revanche, l'association de ce type de convertisseur permet d'obtenir des bons résultats pour n'importe quelle vitesse (fréquence) d'entraînement désirée.

Enfin, on conclure que les performances obtenues pour la conduite de la machine asynchrone avec ce convertisseur sont encourageantes et efficaces. Qui nous permet d'orienter nos futurs travaux vers la réalisation d'un variateur de vitesse très performant alimenté par des convertisseurs matriciels.

Référence Bibliographique

REFERENCE BIBLIOGRAPHIQUE

- [1] **H.Buhler**, « Conception de Systèmes Automatiques. » *Presse Polytechniques Romandes, 1988.*
- [2] **G. Segulier**, « Electrotechnique Industrielle. », *Technique et documentation, 1977.*
- [3] **M. Bounekhla**, « Contribution a l'Identification Paramétrique de la Machine Asynchrone. », *Thèse de Doctorat, ENP 2004.*
- [4] **L. Baghli**, « Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone. Utilisation de la Logique Floue, des Réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques. », *Thèse de Doctorat, université Henry Poincaré, Janvier 1999.*
- [5] **L. Baghli**, « Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone. », *Cours de commande IUFM de Lorraine – UHP, 2005.*
- [6] **L. Baghli**, « Simuler de Démarrage de la Machine Asynchrone. »,
- [7] **Tamrabet Hanane**, « Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone. », *Mémoire de Magister en Electrotechnique, Batna, 2006.*
- [8] **Rajagopalan**, « Computer-Aided Analysis of Power Electronic Systems. », *Marcel Dekker, Inc, 1987.*
- [9] **H. Bulher**, « Électronique de Réglage et de Commande. », *Presses polytechniques et universitaires romandes, vol. XVI Traité d'électricité, 1990.*
- [10] **M.O. Mahmoudi**, « Modélisation et Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone. ». *Cours, Commande des machines électriques, ENP 2004.*
- [11] **Mamadou Lamine Doumbia, Abdoulaye Traoré**, « Modélisation et Simulation d'une Machine Asynchrone à cage à l'aide du logiciel MATLAB/SIMILINK. », *6579 Rue BRIAND Montréal (Québec), CANADA, École Nationale d'ingénieurs, B.P.242 Bamako.*
- [12] **R.Abdessemed, M.Kadgoudj**, «Modélisation des Machines Electriques. », *Presse de l'université de Batna, 1997.*
- [13] **J.-P. Hautier, J.-P. Caron** « Convertisseurs statiques. ». *Editions Technip, Paris 1999.*
- [14] **F. Bruno**, « Formalisme de modélisation et de synthèse des commandes appliqué aux convertisseurs statiques a structure matricielle. ». *Thèse de Doctorat, USTL, LILE Janvier 1996.*
- [15] **A. Schuster**, « A Matrix Converter without Reactive Clamp Elements for an Induction Motor Drive », *Proceedings of PESC, 1998.*

- [16] **Hulusi Karaca, Ramazan Akkaya** « Control of Venturini Method Based Matrix Converter in Input Voltage Variations» Actes de la Multi Conférence internationale des ingénieurs et informaticiens, II Vol IMECS 2009, Hong Kong.
- [17] **Hulusi Karaca, Ramazan Akkaya, Hüseyin Doğan** « A Novel Compensation Method Based on Fuzzy Logic Control for Matrix Converter under Distorted Input Voltage Conditions» Actes de la Conférence internationale 2008 sur les machines électriques, Université de Selcuk, 42075, Konya, Turquie.
- [18] **A. Schuster**, « Commande, réglage et optimisation d'un convertisseur matriciel pour entraînements par moteur asynchrone. ». *Thèse de Doctorat, EPFL, LAUSANE 1998.*
- [19] **D. Casadei, G.Serra, A.Tani**, « Matrix Converter Modulation Strategies: a New General Approach Based on Space Representation of the Switch State ». *IEEE Industrial Electronics, April 2002.*
- [20] **S.Sunter, Y.Tahar**, « Pspice modelling and Simulation of a Matrix Converter-Fed Induction Motor Drive », *Springer-Verlag 2002.*
- [21] **Azeddine. Bendiabaallah, Ghanem. Bachir**, « A Comparative Performance Study Between a Matrix and a Three-Level Inverter Fed Induction Motor », *Thèse de Doctorat, Université de Mohamed BOUDIAF, Oran (USTO) 2006.*
- [22] **M. Sugeno, G.T.Kang**, « Fuzzy identification of systems and its applications to modeling control, » *IEEE trans. Syst, Man, cybern, vol.15,pp. 116-132, 1985.*
- [23] **B. Meunier, Bernadette**, « La logique floue et ces application, » *addisonwesley France, 1995.*
- [24] **H. Scholten**, « Logique floue et régulation PID, » *théorie et pratique de la régulation active avec interface à réaliser soi-même et programme d'expérimentation publitronic, 1995.*
- [25] **L.Zahen, L. Xu**, « On-Line Fuzzy Tuning of Indirect field-oriented induction machine drive », *IEEE. Trans. On. Power. Electr, Vol. 13, N°. 1, pp-134-141, January 1998.*
- [26] **R.R.Yager, D.P.Filev**, « Essentials of fuzzy modeling and control », *John wiley & Sons. 1994.*
- [27] **L.A. Zadeh**, « Fuzzy Set », *Information and control, Vol.8, PP.131-138, Apr.1965.*
- [28] **L.A. Zadeh**, « Probability measures of fuzzy sents », *J. Math. Anal. Appl, Vol.23, PP.421-427, 1968.*
- [29] **G.C.D. Sousa, B.K. Bose**, « A fuzzy set theory based control of a phase-controlled converter dc machine drive », *IEEE Trans On Inds Appl, Vol.30, N°1, PP. 34-44, Jan/Feb. 1994.*

REFERENCE BIBLIOGRAPHIQUE

- [30] « Matlab, Fuzzy logic Toolbox », *User's guid Version.2, 1997.*
- [31] **B.B. Meunier**, « La Logique floue et ces applications », *Edition Addison-Wesley, 1995.*
- [32] **F.L. Lewis, K. Liu**, « Toward a parading for fuzzy logic control », *Automatica, Vol. 32, N°2, PP.167-181, 1996.*
- [33] **R.K. Mudi, N.R. Pal**, « Robust self-tuning scheme for PI- and PD- type fuzzy controllers », *IEEE Trans On Fuzzy Sys, Vol.7, N°1, PP.2-16, Feb.1999.*
- [34] **S. Sünter, H. Altun, J. Clare**, « A Control Technique for Compensating the Effects of Input Voltage Variations on Matrix Converter Modulation Algorithms », *Taylor, Francis- Electric Power Components and Systems, vol. 30, pp. 807-822*

Annexes

PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE**1. PARAMETRES ELECTRIQUES**

$R_S = 4.58 \Omega$	Résistance du stator
$R_r = 3.805 \Omega$	Résistance du rotor
$L_S = 0.274 \text{ H}$	Inductance du stator
$L_r = 0.274 \text{ H}$	Inductance du rotor
$M = 0.258 \text{ H}$	Inductance mutuelle
$P = 4 \text{ KW}$	Puissance utile
$V_S = 220 / 380 \text{ V}$	Tension au stator

2. PARAMETRES MECANIQUES

$J = 0.031 \text{ Kg}m^2$	Moment d'inertie
$f = 0.001136 \text{ SI}$	Coefficient de frottement

3. PARAMETRES ELECTOMAGNETIQUES

$C_e = 4 \text{ Nm} ; 6 \text{ Nm}$	Couple électromagnétique
$p = 2$	Nombre de paire de pô