

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université A.MIRA-BEJAIA  
Faculté de Technologie  
Département de Génie Électrique



## **Mémoire de fin d'étude**

*En vue de l'obtention du diplôme de MASTER en  
Energies Renouvelables*

*Spécialité : Energies Renouvelables en Electrotechnique*

### **Thème**

Application d'une stratégie de contrôle avancée à la  
génératrice asynchrone à cage d'écureuil

**Présenté par :**

- Mr. ZEGGANE Mounir
- Mr. YAYA Saad

**Promoteur :**

- Mr. IDJDARENE Kassa

# *Remerciements*

## ***Remerciements***

*Nous tenons particulièrement à exprimer toute notre gratitude et nos sincères remerciements à Monsieur IDJDARENE Kassa pour avoir dirigé ce travail, pour le savoir qu'il nous a transmis en tant qu'enseignant et pour le temps qu'il nous consacre malgré ses multiples responsabilités.*

*Nos remerciements vont également à toute la famille universitaire pour leurs efforts afin d'assurer le bon déroulement des études au cours des dernières années.*

*Nous remercions l'ensemble de nos proches pour le soutien qu'ils nous ont apporté tout au long de nos études.*

# *Dédicace*

***Dédicace***

***Je dédie ce modeste travail***

***A ma mère***

*Même si aucune dédicace ne saurait être assez éloquente pour exprimer ce que tu mérites pour tous les sacrifices que tu n'as cessé de me donner. Que dieu, t'accorde une longue vie afin que je puisse compenser tes sacrifices.*

***A mon père***

*Sans lui je ne serais jamais l'homme responsable et indépendant que je suis aujourd'hui*

***A mes frères et ma sœur***

*Avec qui j'ai partagé les bons et mauvais moments toute au long de ma vie*

***A ma tante Nadia et ma grande mère***

*Qui mon toujours soutenu inconditionnellement.*

***A mes amis qui supportent toute mes états de nerfs, de stress et de folie***

*Saad, Samir, Ghani, Kaci, Larbi, Rabah, Didin et Hanane, Mélina et Tina.*

***A mon binôme***

***SAAD***

## ***Dédicace***

### ***Je dédie ce modeste travail***

*A mon support dans ma vie, qui m'a appris m'a supporté et ma dirigé*

*Vers le meilleur...mon grande père que dieu le bénisse*

*A ma grande mère*

*A mon cher père et adorable maman*

*A ma précieuse tante*

*A mon cher frère et mes adorables sœurs*

*A mes cher amis : Mounir, Samir, Rabah, Didin ainsi que les autres*

*A tous ceux que j'aime*

***A mon binôme***

***Mounir***

**« SAAD »**

# *Sommaire*

# Sommaire

## Chapitre I

I.	Introduction.....	2
I.1	Généralités sur l'énergie éolienne.....	2
I.1.1	La définition et le principe de fonctionnement .....	2
I.2	Les composants d'une éolienne.....	3
	La nacelle :.....	3
	Les pales : .....	3
	Le rotor : .....	3
	La tour :.....	3
	Le moyeu : .....	3
	Le multiplicateur : .....	3
I.2.1	Les avantages et les inconvénients.....	4
I.3	Les types d'éoliennes .....	4
I.3.1	Les éoliennes à axe vertical .....	4
I.3.2	Les éoliennes à axe horizontal .....	5
I.4	Les éoliennes connectées au réseau électrique .....	5
I.4.1	Les éoliennes à vitesse fixe.....	6
I.4.2	Les éoliennes à vitesse variable .....	6
I.5	Les éoliennes isolé et autonome .....	9
I.5.1	Machines synchrones à rotor bobine ou à aimants permanents .....	9
I.5.2	Générateur à reluctance variable (GRV) .....	11
I.5.3	Machine asynchrone à cage.....	11
I.6	<b>Conclusion</b> .....	13

## Chapitre II

II.1	Introduction .....	14
II.2	Modélisation de la turbine éolienne.....	14
II.2.1	Puissance et couple aérodynamique de l'éolienne .....	14
II.3	Modélisation d'une machine asynchrone .....	15
II.4	Transformation de park .....	18
II.5	Différents repères.....	18
II.6	Modélisation de la MAS dans le plan biphasé dq.....	19
II.7	La machine asynchrone alimentée en tension .....	21
II.8	Représentation d'état du modèle de la MAS .....	22
II.9	Onduleur triphasé.....	23



<b>II.10</b>	<b>Le modèle de redresseur</b> .....	23
<b>II.11</b>	<b>La simulation de la machine asynchrone fonctionnement moteur</b> .....	24
<b>II.12</b>	<b>Conclusion</b> .....	27

### Chapitre III

<b>III.1</b>	<b>Introduction</b> .....	28
<b>III.2</b>	<b>Contrôle direct du couple de la génératrice asynchrone</b> .....	28
III.2.1	Principe de fonctionnement de la commande DTC.....	28
	Caractéristique principales de la commande DTC .....	28
III.2.2	Les avantages .....	29
III.2.3	Les inconvénients .....	29
	Fonctionnement et séquence d'un onduleur triphasé.....	29
III.2.4	Stratégie de commande directe du flux et de couple .....	31
III.2.5	Sélection du Vecteur de Tension.....	33
III.2.6	Estimation de flux statorique et du couple électromagnétique .....	34
III.2.7	Elaboration du correcteur du flux.....	35
III.2.8	Correcteurs du Couple de la DTC .....	36
III.2.9	Elaboration de la table de commutation .....	37
III.2.10	Définition de l'algorithme de commande .....	38
III.2.11	Modèle de la machine asynchrone simulée.....	39
III.2.12	Résultats de simulation .....	39
<b>III.3</b>	<b>Commande directe floue de couple (DTFC) d'une MAS</b> .....	45
III.3.1	Historique de la logique floue.....	45
III.3.2	Définition de la logique floue .....	45
III.3.3	But de la logique floue .....	46
III.3.4	Principe de la logique floue .....	46
III.3.5	Propriétés des Ensembles Flous .....	46
III.3.6	Différentes formes de fonction d'appartenance .....	46
III.3.7	Variables linguistiques .....	47
III.3.8	Opérations sur Les Ensembles Flous.....	47
III.3.9	Implication floue .....	48
III.3.10	Principe généraux d'une commande par logique floue.....	48
III.3.11	Commande directe floue de couple de la MAS.....	49
III.3.12	Table des règles de sélection floue des vecteurs de tensions .....	51
III.3.13	Simulation de la commande floue directe du couple.....	52
III.3.14	Résultats de simulation .....	54
<b>III.4</b>	<b>Conclusion</b> .....	59

# *Introduction générale*



## Introduction générale

Les besoins en énergie se multipliaient d'année en année, c'est la conséquence de l'augmentation de la population mondiale et l'exploitation de ses énergies pour l'économie des pays. Le monde a toujours connu les énergies fossiles comme source pour satisfaire les besoins économiques et le développement social ce qu'est un véritable problème pour l'environnement. Grâce aux progrès qui ont été réalisés dans de nombreux secteurs des énergies renouvelables, l'homme a enfin trouvé un issu pour fuir les problèmes écologiques causés par les énergies fossiles [1].

Les énergies renouvelables sont aussi appelées énergies propres, elles sont illimitées, car elles proviennent de source naturelle non-épuisable. On peut distinguer cinq différents types de ses énergies (solaire, éolienne, hydraulique, géothermique et biomasse) [1].

Actuellement, l'énergie éolienne est l'une de ces énergies renouvelables les plus sollicités pour la production de l'énergie électrique, aussi bien pour des sites isolés que comme pour les réseaux connectés. Le développement à grande échelle de l'utilisation des chaînes de conversion de l'énergie éolienne a poussé les gouvernements à investir dans le développement dans des stratégies qui permettent de faciliter le processus de conversion et d'obtenir une meilleure énergie électrique.

L'objectif de ce travail est d'appliquer une stratégie de contrôle avancée à une génératrice asynchrone a cage dédié à la production de l'énergie éolienne dans les sites isolés. Notre choix est porté sur l'étude de la commande de contrôle direct de couple, tout en introduisant une technique d'intelligence artificielle nommée logique floue.

Le premier chapitre est consacré à la présentation de l'état de l'art sur les chaînes de conversion de l'énergie éolienne. Il décrit les différentes architectures adoptées dans les systèmes éoliens connectés au réseau électrique ou autonome. D'une manière générale, on va citer les différentes machines utilisées pour chaque mode de fonctionnement.

Le deuxième chapitre est dédié à la modélisation de la turbine éolienne ainsi que les différentes parties de la machine asynchrone et du convertisseur statique. Pour valider le modèle de la machine, une simulation de la machine asynchrone à cage en fonctionnement moteur va être réalisée avec discussion des résultats obtenus.

Le dernier chapitre est destiné à l'étude de la stratégie de la commande directe de couple (DTC), ensuite l'objectif est d'améliorer les performances de cette commande en utilisant une technique d'intelligence artificielle qui est la logique floue (DTFC). Des simulations de ces deux stratégies de commande vont être réalisées et les résultats obtenus vont être présentés puis discutés et commentés.

# Chapitre I

# CHAPITRE I : Généralités

## I. Introduction

La technologie des capteurs de vent n'a cessé d'évoluer depuis l'utilisation des moulin à vent. Au début des années 1940, de véritables prototypes d'éoliennes à pales profilées ont été utilisés avec succès pour produire de l'électricité. Diverses technologies sont utilisées pour capter l'énergie éolienne (capteurs à axe vertical ou à axe horizontal), et les chaînes de conversion deviennent de plus en plus performantes.

Le premier chapitre est principalement dédié à la présentation des généralités sur l'énergie éolienne, les types des systèmes éoliens ainsi que les machines utilisées dans chaque système.

### I.1 Généralités sur l'énergie éolienne

#### I.1.1 La définition et le principe de fonctionnement

L'énergie éolienne fait partie des énergies primaires reconvertibles, issues directement d'un phénomène naturel, elle est causée par les mouvements des masses d'air qu'elles sont produites par la différence de pression créée par le phénomène de réchauffement et refroidissement de certaines zones de la planète [2].

Le principe de fonctionnement est de convertir l'énergie cinétique de vent en énergie mécanique par l'intermédiaire d'un dispositif appelé turbine éolienne, puis convertir l'énergie mécanique en énergie électrique, en accouplant la turbine à un générateur électrique. Le générateur électrique est connecté soit à un réseau électrique soit à une charge autonome selon l'utilisation visée, cette connexion peut être directe ou via des convertisseurs statiques [3].

On peut résumer son principe de fonctionnement par le schéma suivant :

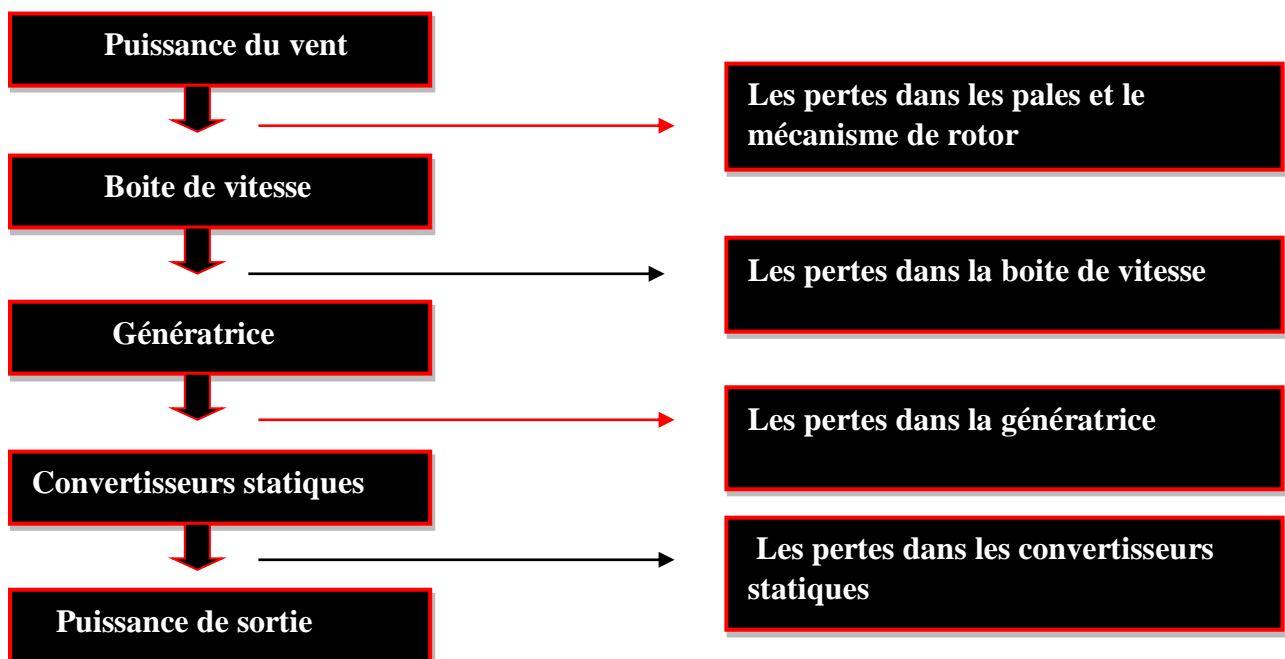


Figure I-1 schéma de principe de fonctionnement de l'énergie éolienne

## CHAPITRE I : Généralités

### I.2 Les composants d'une éolienne

#### La nacelle :

La nacelle contient tous les éléments mécaniques qui permettent de transformer l'énergie mécanique produite par les pales en énergie électrique [2].

#### Les pales :

Les pales du rotor captent le vent et transfèrent sa puissance au moyeu du rotor [2].

#### Le rotor :

Il est constitué des pales et du nez, ainsi les nombreux dispositifs de commande situés dans le nez [2].

#### La tour :

La pièce la plus imposante de l'éolienne, c'est une gigantesque structure d'acier ou de béton qui supporte l'éolienne, elle amène les raccordements nécessaires et permet d'accéder à la nacelle [2].

#### Le moyeu :

Est le point de raccordement entre les pales et l'arbre lent de la machine [2].

#### Le multiplicateur :

L'arbre principal entraîne le multiplicateur qui par un système complexe d'engrenages va transformer le mouvement lent et puissant de l'axe principal en un mouvement très rapide, mais de force plus faible [2].

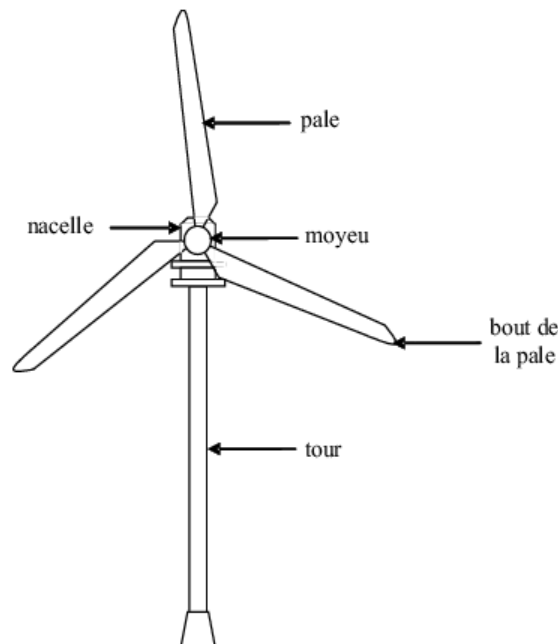


Figure I-2 Les composantes d'une éolienne

## CHAPITRE I : Généralités

### I.2.1 Les avantages et les inconvénients

L'énergie éolienne est tout comme les autres énergies, a des avantages et des inconvénients [4].

#### Les avantages

- L'énergie éolienne est une énergie propre et illimitée.
- La surface disponible en mer est grande et où le vent est pratiquement constant.
- Pour les pays à forte consommation énergétique en hiver, la demande est en parallèle avec le rendement d'énergie éolienne, car en hiver le vent est généralement plus fort.
- Le développement des projets de centrale de production de l'énergie éolienne fait mécaniquement diminuer le coût grâce à des rendements d'échelles intéressantes.

#### Les inconvénients

- Les éoliennes contribuent à la modification des paysages.
- On ne peut pas implanter les éoliennes n'importe où et à tout moment, car ils nécessitent de nombreuses études avant la réalisation d'un projet.
- Les éoliennes peuvent avoir des impacts sur la faune et la flore aux lieux où sont implantés.
- La production d'énergie de l'éolienne est variable.

### I.3 Les types d'éoliennes

Selon leur exposition au sol, les éoliennes sont classées en deux catégories distinctes (éoliennes à axe vertical et éoliennes à axe horizontal) [5].

#### I.3.1 Les éoliennes à axe vertical

Elles représentent les premières structures développées pour la production de l'électricité, suite à de nombreuses tentatives, ils sont arrivés à l'industrialisation des deux structures à rotor Darius et à rotor Savonius. Malgré ces avantages, mais de nos jours ces types d'éolienne ont été marginalisés par les éoliennes à axe horizontal, mais elles sont encore utilisées pour la production d'électricité dans les zones isolées à faible puissance [5].

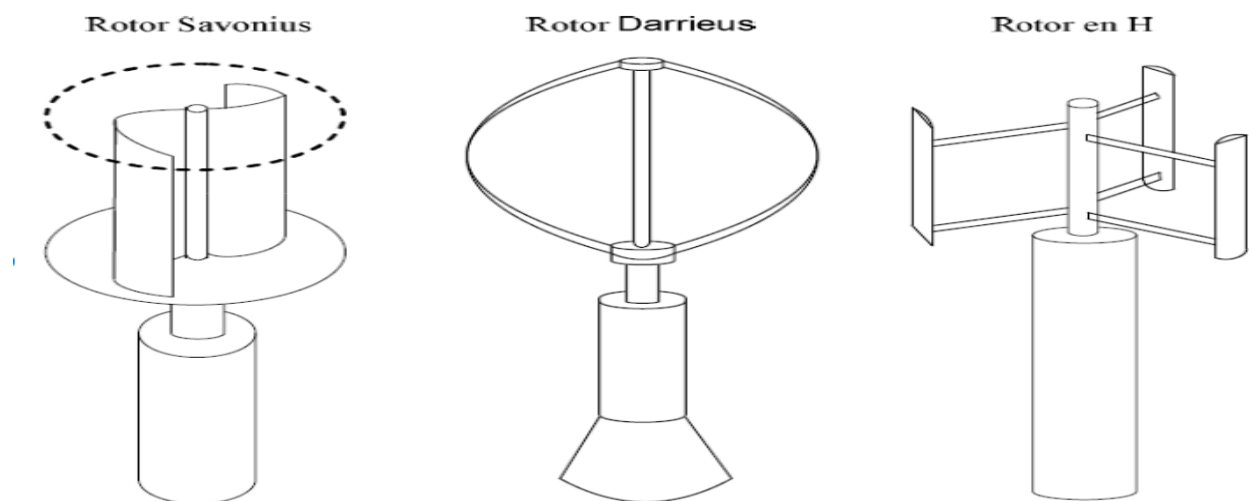


Figure I-3 Eolienne à axe verticale



## CHAPITRE I : Généralités

### ➤ *Avantages*

- La conception verticale offre l'avantage de mettre ses différentes composantes directement au sol.
- La symétrie de son axe vertical permet de fonctionner quelle que soit la direction du vent.
- Sa conception est simple, robuste et nécessite peu d'entretien [6].

### ➤ *Inconvénient*

- Elles sont moins performantes que celles à axe horizontal.
- La conception verticale de ce type d'éolienne impose qu'elle fonctionne avec un vent proche du sol.
- Occupe une surface plus importante que l'éolienne à tour [6].

### I.3.2 Les éoliennes à axe horizontal

C'est la structure la plus utilisée de nos jours, elle est formée généralement de deux ou trois pâles. Selon la position de ses pâles par rapport au vent on obtient deux fonctionnements en aval si le vent frappe directement et amont si le vent frappe l'arrière des pâles [02].

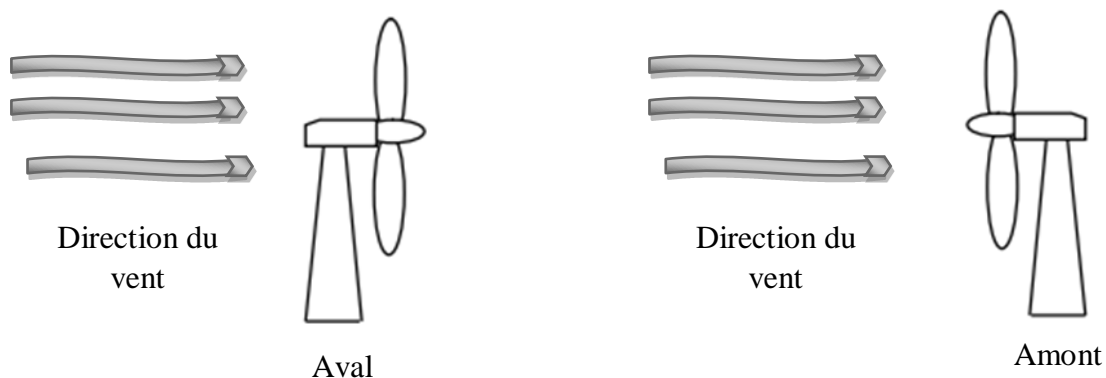


Figure I-4 Les fonctionnements aval et amont des éoliennes à axe horizontal

### I.4 Les éoliennes connectées au réseau électrique

Les réseaux de distribution d'énergie nécessitent une tension et une fréquence stables. Il est donc nécessaire de gérer les phases transitoires de fonctionnement des éoliennes, telles que le démarrage, l'arrêt ou l'absorption des rafales de vent. Envisagez alors d'utiliser des thyristors pour démarrer l'éolienne de manière incrémentale. Ces thyristors agissent comme des interrupteurs, assurant que le réseau est progressivement connecté ou déconnecté. Ces commutateurs peuvent également être des disjoncteurs de dérivation. Ces processus n'ont pas été pris en compte dans cette étude. Les éoliennes doivent suivre certaines règles pour répondre aux exigences techniques de connexion au réseau.

## CHAPITRE I : Généralités

### I.4.1 Les éoliennes à vitesse fixe

Ce type de fonctionnement est doté d'un système d'orientation des pâles qui permet à la génératrice, raccordée au réseau électrique, de fonctionner avec une vitesse de rotation stable.

La robustesse, la haute disponibilité et la variation du glissement de la génératrice asynchrone à cage rend celle-ci le meilleur choix pour ce mode de fonctionnement, à la seule condition qu'elle soit associée à un banc de capacité afin de limiter l'appel d'énergie réactive qui assure la magnétisation du rotor, au réseau électrique [7]. (Figure I-5)

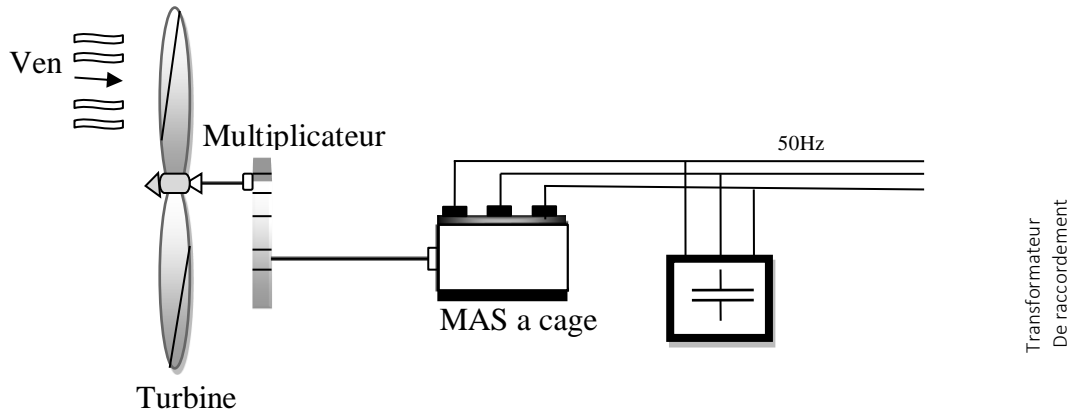


Figure I-5 Eolienne à vitesse fixe basé sur la machine asynchrone à cage

### I.4.2 Les éoliennes à vitesse variable

Le terme vitesse variable indique le fait que la vitesse de la turbine est indépendante de la fréquence du réseau électrique, cet avantage permet de maximiser la captation de l'énergie disponible dans le vent ce qui a rendu des éoliennes à vitesse variable le premier choix des industries [6]. Il existe plusieurs types de machines électriques qui peuvent jouer le rôle de génératrice dans un système aérogénérateur qui demande des caractéristiques très spécifiques. Certaines machines typiquement utilisées dans les constructions éoliennes seront décrites dans ce qui suit [8].

#### I.4.2.1 Machines synchrones

Lors de la connexion directe de ce type de machine au réseau électrique, la propagation des fluctuations de couple capté par l'aéroturbine jusqu'à la puissance électrique produite représente un véritable problème [9].

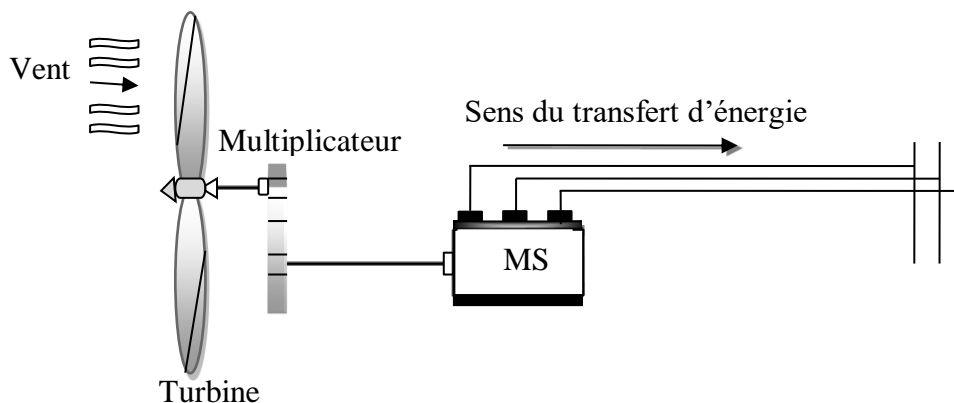


Figure I-6 Machine synchrone connectée directement au réseau

## CHAPITRE I : Généralités

Pour les raisons citées précédemment, le passage par l'intermédiaire d'un convertisseur de puissance est nécessaire et dans ce cas la vitesse de rotation et la fréquence de réseau sont indépendantes l'une de l'autre [9].

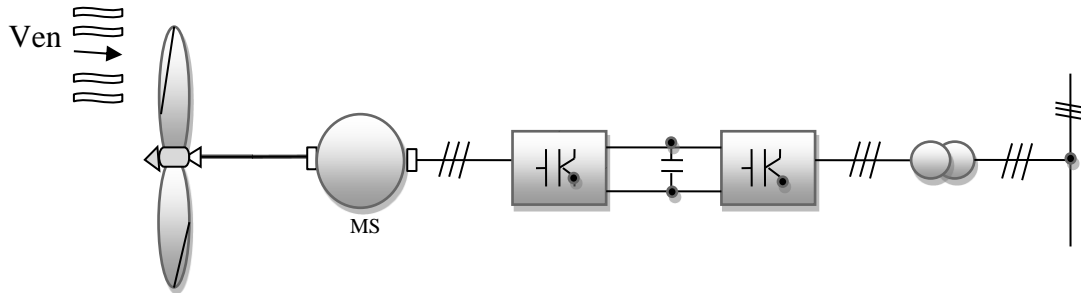


Figure I-7 Machine synchrone connectée au réseau par l'intermédiaire de convertisseurs de puissance

Certaines variantes de moteurs synchrones peuvent fonctionner à basse vitesse, donc ils peuvent être directement accouplés à la turbine. Par conséquent, ils peuvent se passer du multiplicateur, qui est un élément présent sur la plupart des éoliennes [9].

### I.4.2.2 Machines asynchrones

#### I.4.2.2.1 La machine asynchrone à double alimentation

La machine asynchrone à double alimentation permet de fonctionner en moteur ou en génératrice. Elle est caractérisée par rapport aux autres machines du fait que ce n'est pas la vitesse de rotation qui commande le mode de fonctionnement moteur ou génératrice mais c'est le contrôle des tensions rotoriques qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine [10]. Les enroulements du stator sont connectés au réseau triphasé, et les enroulements du rotor sont reliés à des convertisseurs de puissance bidirectionnels. Le bus continu est situé entre ces deux convertisseurs [11].

Concernant son utilisation dans la chaîne éolienne à vitesse variable, on va recourir à un redresseur MLI et à un onduleur MLI afin d'assurer la conversion AC/DC, DC/AC respectivement tout en étant connecté à un transformateur. Généralement les interrupteurs principaux choisis dans les deux convertisseurs à MLI sont des IGBT [11].

Pour assurer le freinage électrique on va s'en servir d'une résistance de puissance réglée électroniquement via un hacheur [11].

## CHAPITRE I : Généralités

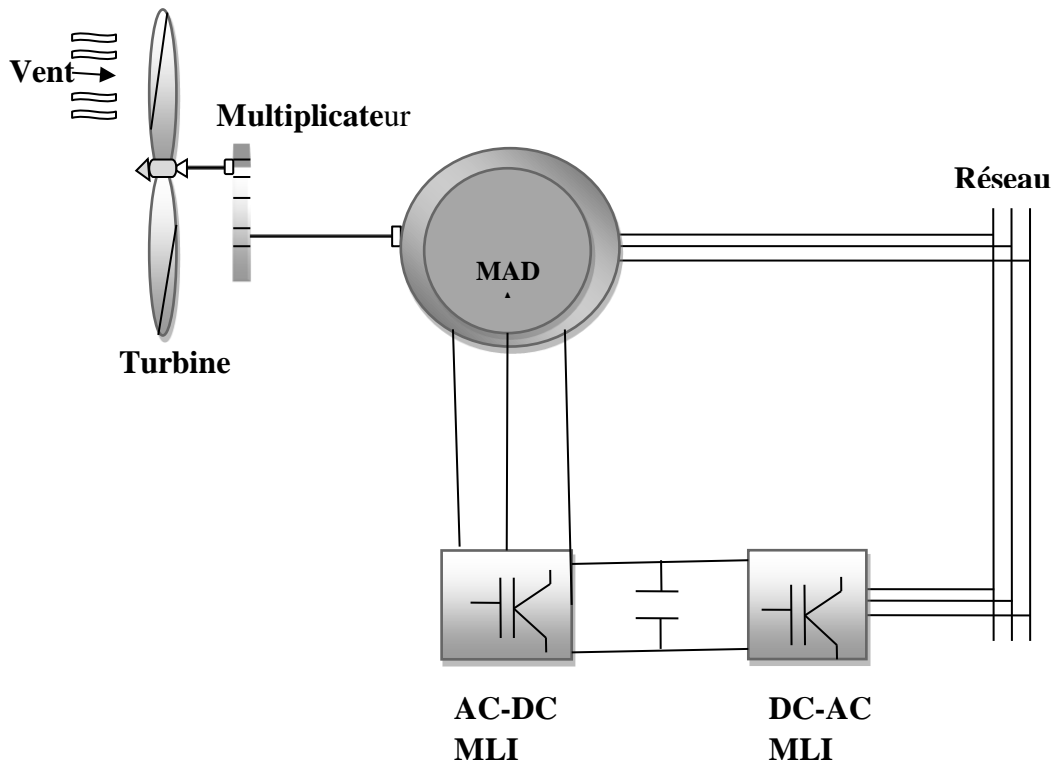


Figure I-8 Structure du système de conversion avec machine asynchrone à double alimentation contrôlé à vitesse variable

### I.4.2.2.2 Machine asynchrone à cage

La déférence de l'utilisation de la machine asynchrone à cage dans les chaînes de conversion de l'énergie éolienne qui fonctionnent à vitesse variable par rapport à celles qui fonctionnent la vitesse fixe, c'est que cette fois-ci la boîte de vitesses peut être réduite car la fréquence électrique de la machine est indépendante de la fréquence du réseau. Cette indépendance est due au fait que le stator de la génératrice est découplé de la fréquence du réseau via le convertisseur de puissance.

Le convertisseur de puissance est composé d'un redresseur côté générateur lié à un onduleur côté réseau par l'intermédiaire d'un bus continue afin d'assurer que toute la puissance électrique produite passe par cet ensemble [6].

## CHAPITRE I : Généralités

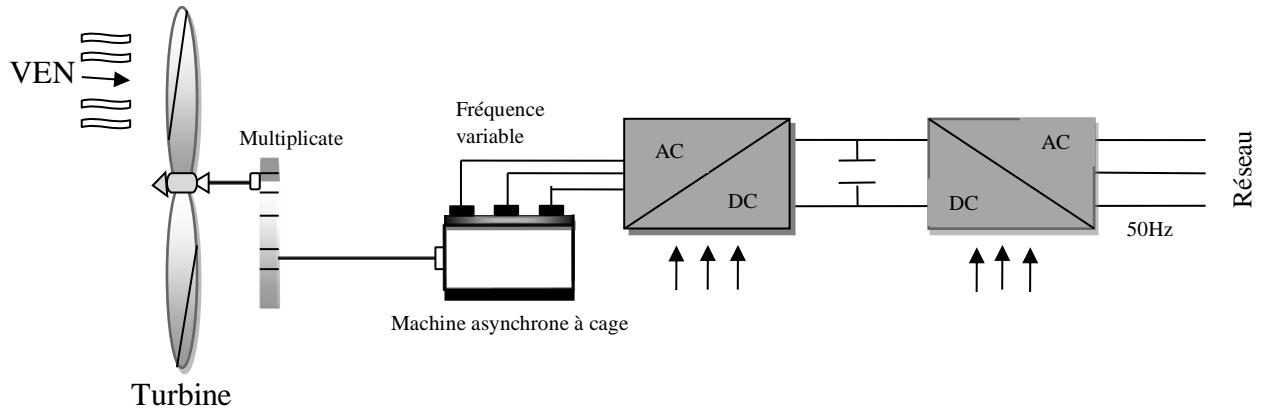


Figure I-9 Eolienne à vitesse variable basé sur la machine asynchrone à cage

### I.5 Les éoliennes isolé et autonome

Les systèmes éoliens sont la solution la plus adéquate pour les sites isolés et ventés dans le cas où l'accès au réseau électrique est impossible. L'énergie électrique fournie par le système éolien est dédiée à l'utilisation quotidienne telle que les éclairages ou même de répandre au besoin énergétique d'une maison ou d'un village entier [7].

Dans ce qui suit, nous allons présenter les différents types de machines utilisées pour ce fonctionnement :

#### I.5.1 Machines synchrones à rotor bobine ou à aimants permanents

Dans les sites isolés, étant donné l'inconvénient principal d'une machine synchrone à rotor bobiné est qu'elle nécessite une alimentation externe pour son excitation et afin de remédier à ce problème, on va se diriger vers les aimants permanents qui remplacent le bobinage rotorique. Par contre, l'inconvénient majeur d'une machine synchrone à aimants permanents est que les compositions de ces aimants sont rares, ce qui rend le coût plus élevé [12]. Plusieurs structures existent afin d'utiliser la machine synchrone à aimants permanent dans ce qui suit nous allons citer deux exemples.

##### A. Structure avec redresseur à MLI

La configuration de référence est évidemment celle mettant en œuvre un redresseur triphasé à MLI. Dans le cas du montage de la figure I.10, il est possible d'effectuer un contrôle dynamique et fiable en vitesse ou en couple de la génératrice synchrone ce qui permet facilement de déplacer le point de fonctionnement sur toute la plage des vitesses de rotation. Par contre, elle nécessite un montage plus complexe, trois bras complets donc six interrupteurs, et une commande qui requiert généralement un capteur mécanique de position [7].

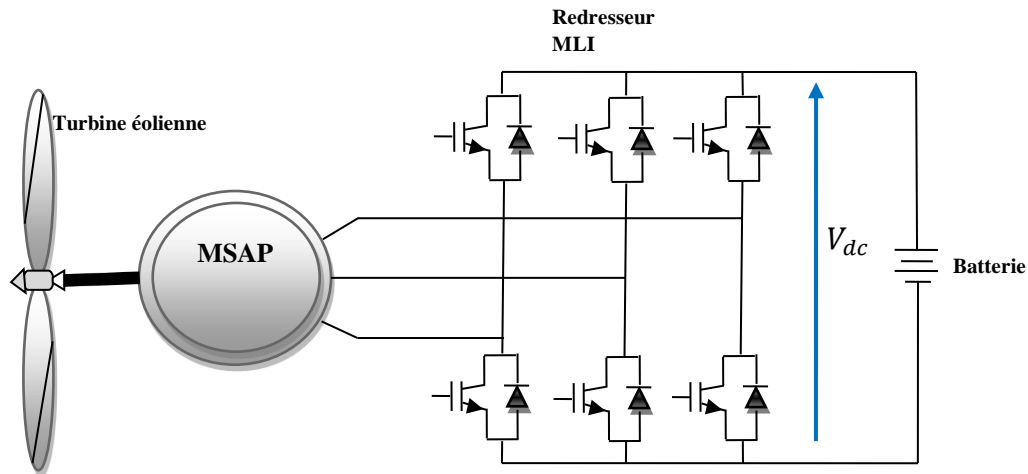


Figure I-10 Machine synchrone connectée à un redresseur à MLI

**B. Structure avec redresseur à diodes**

Cette configuration est la plus simple et trouve ses applications dans le cas de très petites puissances. Elle est basée sur l'association directe d'une batterie en aval du pont redresseur à diodes comme illustré sur la figure I.11. Dans ce cas, il n'y a aucun composant commandé, pas ou peu de capteurs et le coût de l'équipement est alors minimal [7].

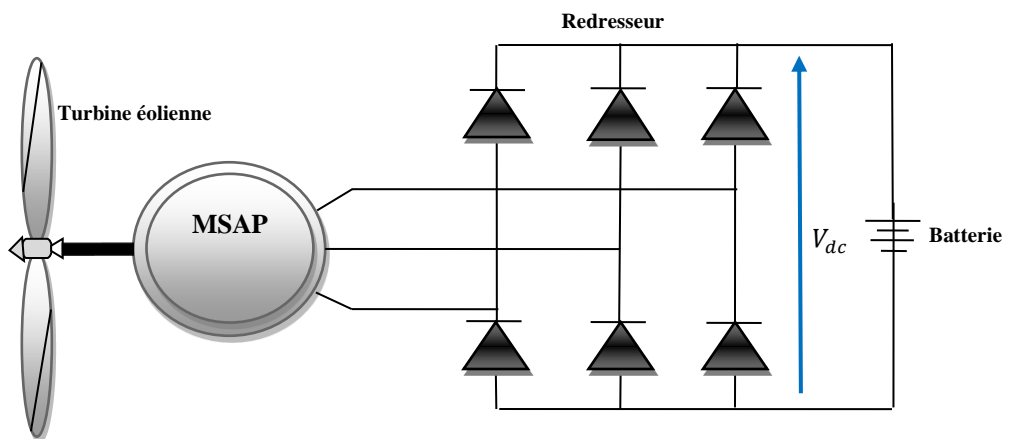


Figure I-11 Machine synchrone avec redresseur à diodes

## CHAPITRE I : Généralités

### I.5.2 Générateur à réductance variable (GRV)

Le générateur à réductance variable est une solution envisagée dans le domaine éolien. Elle peut fonctionner d'une façon inhérente avec une gamme de puissance constante et extrêmement longue. Parmi ses avantages la robustesse, des hautes performances à faible coût et la simplicité de construction. Son rotor peut être non bobiné ou aimanté. Cependant, il existe certains inconvénients tels que le bruit acoustique induit par la saillance des pôles, l'ondulation du couple, la topologie du convertisseur [13].

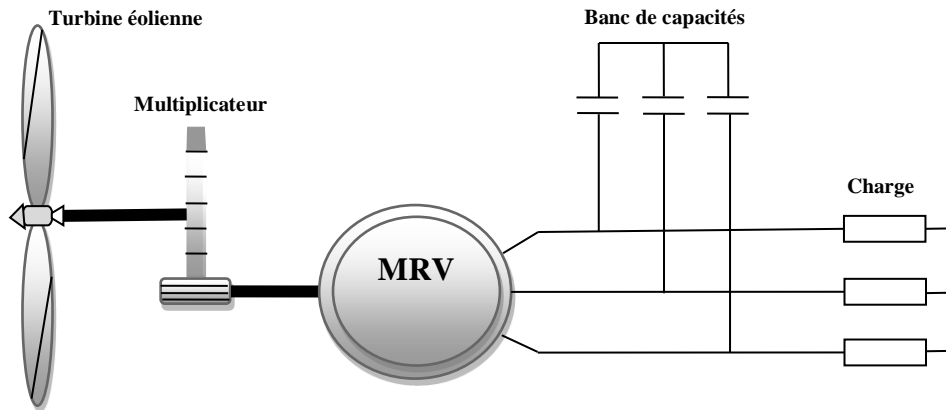


Figure I-12 Machine synchrone à réductance variable connectée à un banc de capacité

### I.5.3 Machine asynchrone à cage

Dans le cas des éoliennes qui fonctionnent en autonome, la machine asynchrone à cage d'écureuil a toujours été reliée à ce mode de fonctionnement, cela pour des multiples raisons qui constituent les principaux avantages de cette machine dont la disponibilité, la robustesse et le coût moindre.

Tout comme la connexion au réseau de cette machine, elle a besoin de puissance réactive pour la magnétisation. Cette dernière présente toujours son plus grand problème dans le fonctionnement autonome, sachant que dans ce cas la fréquence et l'amplitude de la tension sont variables en fonction des variations de la vitesse et de la charge.

Pour pallier le problème de la magnétisation de la machine, on se référera à quelques solutions déjà existant pour fournir l'énergie réactive nécessaire [7].

#### I.5.3.1 Machine asynchrone auto-excitée par condensateurs fixes

L'absence des convertisseurs statique dans une chaîne de conversion de l'énergie éolienne basée sur une génératrice asynchrone à cage connectée à des capacités, nous donne une utilisation plus facile et plus simple avec un coût plus bas que les autres structures. Toutefois, il est nécessaire de prendre en compte la variation de l'amplitude et de la fréquence des tensions lors des variations de la charge et de la vitesse. À savoir aussi, qu'une surcharge au niveau de la machine risque de la démagnétiser et dans ce cas une intervention externe sera nécessaire afin de la magnétiser à nouveau [7].

Plusieurs configurations sont possibles dans ce cas on se réfère aux deux exemples suivants :

## CHAPITRE I : Généralités

### I.5.3.2 Machine asynchrone auto-excitée par un seul condensateur fixe

Cette structure consiste à connecter une seule capacité lors de l'alimentation des charges monophasées généralement. L'utilisation d'une seule capacité peut réduire le coût du système par contre en cas de défaut dans le condensateur fortifié le risque de démagnétisation de la machine à l'absence d'une autre source de compensation [7].

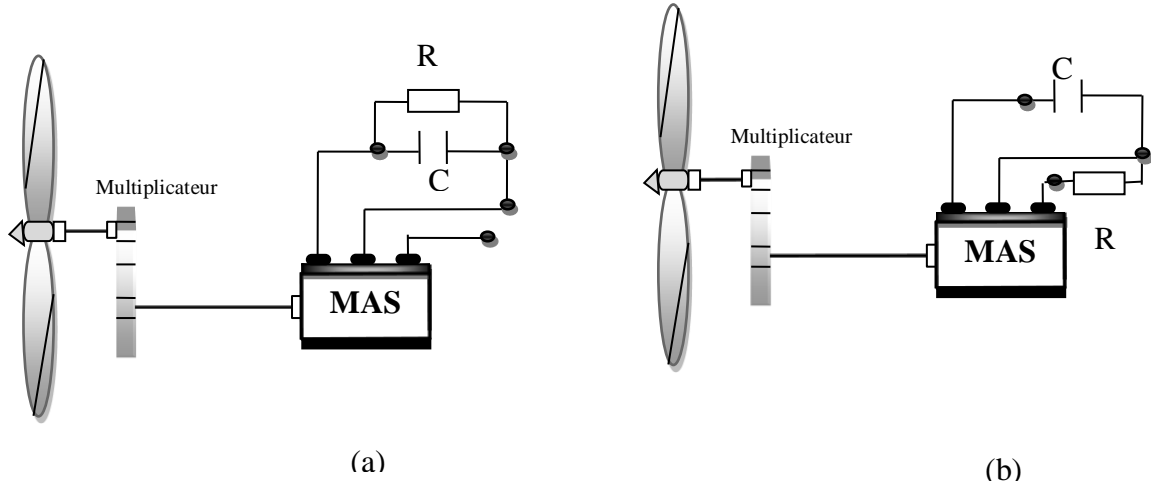


Figure I-13 Machine asynchrone auto-excitée par condensateurs fixes

### I.5.3.3 Machine asynchrone auto-excitée par une batterie de condensateurs fixes

Cette configuration consiste à connecter les bobinages de la machine asynchrone à un banc de capacités en parallèle à la charge, cela nous procure plus de sûreté de fonctionnement pour le système par rapport à la configuration précédente [7].

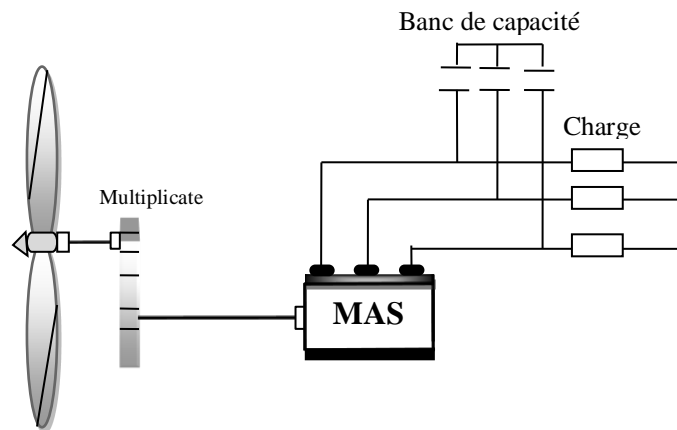


Figure I-14 Machine asynchrone auto-excitée par une batterie de condensateurs fixes



## CHAPITRE I : Généralités

### I.5.3.4 Structure à base redresseur MLI

Malgré la complexité et le coût élevé de cette structure elle aboutit à des performances satisfaisantes en ce qui concerne le réglage de la tension vis-à-vis des perturbations, elle permet également un fonctionnement à basse vitesse.

La réalisation de cette structure est basée sur un convertisseur MLI connecté entre la génératrice asynchrone et la charge, tout en associant une batterie et un condensateur au niveau du bus continu afin d'assurer la magnétisation et l'amorçage de cette dernière [14].

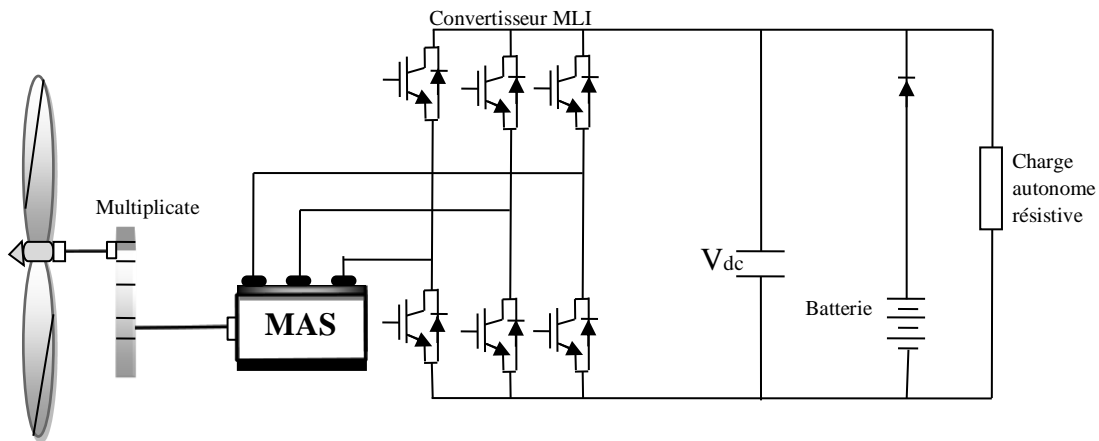


Figure I-15 Topologie avec convertisseur MLI en parallèle avec la charge.

## I.6 Conclusion

Dans ce chapitre, on a commencé par une présentation générale de l'énergie éolienne et le principe de fonctionnement de la chaîne de conversion de cette énergie, puis on a cité les différents types d'éolienne existant ainsi que quelques avantages et inconvénients de chacun de ces types.

Ensuite, on a étudié les différents types de machines utilisés selon le mode de fonctionnement de la chaîne de conversion de l'énergie éolienne. Cette étude nous a permis de présenter que la machine asynchrone à cage est la mieux adaptée pour le mode fonctionnement autonome qui fait l'objet de notre travail dans ce mémoire. Finalement on a cité quelques modes d'excitation de la génératrice asynchrone à cage d'écureuil.

# Chapitre II

### II.

#### II.1 Introduction

Dans la chaîne de conversion de l'énergie éolienne autonome, le choix de la génératrice a utilisée dans le système étudié demeure très important. À cet effet, dans notre application le choix est porté sur la génératrice asynchrone à cage d'écureuil. Elle est la plus adaptée à ce mode de fonctionnement grâce à ses nombreux avantages, telle que sa capacité de fonctionnement sans avoir recours à une source externe pour la magnétisation, de plus elle est plus robuste est plus économique.

Dans la première partie de ce chapitre, la modélisation de la machine asynchrone à cage sera présentée. Ensuite dans la deuxième partie, on enchaîne avec la modélisation du dispositif d'auto-amorçage de cette machine en fonctionnement générateur via un convertisseur à MLI. Enfin et afin de valider le modèle de la machine asynchrone, une simulation en fonctionnement moteur sera réalisée et les résultats obtenus vont être discutés.

#### II.2 Modélisation de la turbine éolienne

##### II.2.1 Puissance et couple aérodynamique de l'éolienne

La puissance éolienne du vent est exprimée par la relation suivante [15] :

$$p = \frac{1}{2} S \cdot \rho \cdot V^3 \quad (\text{II-1})$$

$S$  : la surface balayée par les pales de l'éolienne.

$\rho$  : la masse volumique de l'air.

$V$  : la vitesse du vent.

$$S = \pi R_p^2 \quad (\text{II-2})$$

$R_p$  : Rayon de la turbine (représente aussi la longueur de la pale).

La puissance aérodynamique au niveau du rotor de la turbine  $P_T$  s'écrit sous la forme suivante :

$$P_T = \frac{1}{2} S \cdot \rho \cdot c_p(\lambda, \beta) \cdot V^3 \quad (\text{II-3})$$

$P_T$ : Le coefficient de puissance en fonction du rapport de vitesse  $\lambda$  et de l'angle de calage des pales  $\beta$ .

Dans la littérature il existe plusieurs types de modélisation du coefficient de puissance, l'un des modèles utilisés pour la modalisation de la turbine éolienne est le suivant :

$$C_p(\lambda, \beta) = C_1 \left( \frac{C_2}{\lambda_i} - C_3 \beta - C_4 \right) e^{\frac{-C_5}{\lambda_i}} + C_6 \lambda \quad (\text{II-4})$$

Avec :

## CHAPITRE II : Modélisations

$$\frac{1}{\lambda_i} = \left( \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \right) \quad (\text{II-5})$$

Où :

$$\lambda = \frac{R_F \Omega_T}{V} \quad (\text{II-6})$$

$\Omega_T$ : Vitesse de la turbine.

$C_1, C_2, C_3, C_4, C_5, C_6$  : Sont des coefficients dépendent de la turbine considérée.

### II.3 Modélisation d'une machine asynchrone

Le champ magnétique tournant dans l'entrefer de la machine tourne à une vitesse appelé la vitesse de synchronisme ( $\Omega_s$ ), cette dernière est créée par les courants alternatifs dans les bobinages du stator. Elle s'exprime par l'équation suivante [16] :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{P} \quad (\text{II-7})$$

$\omega_s$ : Pulsation statorique liée a la fréquence du stator.

$P$ : Nombre de paire de pole de la force magnétomotrice résultante.

Le glissement ( $g$ ) est le rapport entre la vitesse du rotor et la vitesse théorique au synchronisme. Il est donné par l'équation suivante [15] :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \quad (\text{II-8})$$

#### a) Equations électriques

Afin de modéliser une machine asynchrone en fonctionnement moteur on doit d'abord citer certaines hypothèses simplificatrices [17] :

- L'entrefer est constant.
- L'effet de l'encochage est négligeable.
- Les circuits magnétiques sont symétriques.
- La répartition de l'induction dans l'entrefer est sinusoïdale.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte
- On néglige les phénomènes de saturation, ce qui permet de considérer le flux magnétique comme fonction linéaire des courants.

Ces hypothèses ont des conséquences importantes tel que [17] :

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

## CHAPITRE II : Modélisations

$$\begin{cases} v_{sa} = R_S i_{sa} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa} \\ v_{sb} = R_S i_{sb} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb} \\ v_{sc} = R_S i_{sc} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc} \end{cases} \quad (\text{II-9})$$

$$\begin{cases} v_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} \\ v_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{rb} \\ v_{rc} = R_r i_{rc} + \frac{d}{dt} \Phi_{rc} \end{cases} \quad (\text{II-10})$$

A savoir que :

$v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}$  ; Tension appliquées aux trois phases statoriques.

$i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$  : Courants qui traversent les trois phases statoriques.

$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$  : Flux totaux à travers ces enroulements.

$v_{ra}, v_{rb}, v_{rc}$  : Tensions rotoriques

$i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}$  : Courants rotoriques

$\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$  : Flux rotoriques

$R_S$  : Résistance d'une phase statorique.

$R_r$  : Résistance d'une phase rotorique

Les équations (II-9) et (II-10) peuvent être écrites sous la forme matricielle suivante :

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 \\ 0 & 0 & R_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II-11})$$

Ainsi que sous la forme condensée tel que :

$$[v_{s(abc)}] = [R_S][i_{s(abc)}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s(abc)}] \quad (\text{II-12})$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II-13})$$

Ainsi que sous la forme condensée tel que :

$$[v_{r(abc)}] = [R_r][i_{r(abc)}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{r(abc)}] \quad (\text{II-14})$$

## CHAPITRE II : Modélisations

### b) Equations magnétiques

Les équations magnétiques qui lient le flux et le courant de la machine asynchrone sont écrites sous forme matricielle comme suite [17] :

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} = [L_s] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II-15})$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = [L_r] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II-16})$$

Tel que :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$$

A savoir que :

$[L_s]$  : Matrice des inductances statorique.

$[L_r]$  : Matrice des inductances rotorique.

$[M_{sr}]$  : Matrice des inductances mutuelles statoriques.

$[M_{rs}]$  : Matrice des inductances mutuelles rotoriques.

Où :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{II-17})$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{II-18})$$

Ainsi :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II-19})$$

Avec :

$l_s$ : Inductance propre d'une phase statorique.

$l_r$ : Inductance propre d'une phase rotorique.

$M_s$ : Inductance mutuelle entre phases statorique.

## CHAPITRE II : Modélisations

$M_r$ : Inductance mutuelle entre phases rotorique.

$M$ : Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et celle du rotor.

$\theta$ : Angle électrique entre les axes statorique et les rotorique qui sont choisis comme axe des références.

### c) Equations mécaniques :

Les paramètres mécaniques (couple, vitesse) font partie des variables nécessaires pour l'étude des caractéristiques d'une machine asynchrone [17] :

$$T_{em} = P [i_{s(abc)}]^T \frac{d}{dt} [M_{sr}] [i_{r(abc)}] \quad (\text{II-20})$$

L'équation du mouvement de la machine est nécessaire pour avoir un modèle complet de la machine asynchrone et elle s'écrit comme suite [17] :

$$J \frac{d}{dt} \Omega_r = T_{em} - C_r - f \Omega_r \quad (\text{II-21})$$

Avec :

$J$  : Moment d'inertie des masses tournantes.

$C_r$ : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine

$\Omega_r$  : vitesse rotorique

$T_{em}$ : Couple électromagnétique

$f$ : Coefficient de frottement visqueux

## II.4 Transformation de park

La transformation de Park consiste en une transformation triphasée vers biphasé suivie d'une rotation. Ce qui nous permet de passer du repère abc vers le repère  $\alpha - \beta$  en suite vers le repère dq. Étant donné que le repère dq est mobile et le repère  $\alpha - \beta$  est fixe par rapport au repère abc donc il forme un angle  $\theta$  appelé angle de park [17].

## II.5 Différents repères

On choisit les trois référentiels suivants afin de simplifier au maximum les expressions analytiques [18] :

- 1) Référentiel immobile par rapport au stator :  $(\alpha - \beta)$   $\omega_{abc} \Rightarrow 0$ .
- 2) Référentiel immobile par rapport au rotor :  $(x - y)$   $\omega_{abc} \Rightarrow \omega_R$ .
- 3) Référentiel immobile par rapport au champ tournant :  $(d - q)$   $\omega_{abc} \Rightarrow \omega_S$ .

Où :

$\omega_{abc}$  : Vitesse angulaire de rotation du système d'axe biphasé par rapport au système d'axes triphasé [02].

## II.6 Modélisation de la MAS dans le plan biphasé dq

La transformation de Park nous permet de transformer les grandeurs de la machine triphasé à des grandeurs de la machine biphasée selon les axes d et q, suite à cette transformation on obtient les vecteurs de Park. A savoir : les vecteurs de tension, de courant et de flux [19].

La **Figure (II-1)** représente la transformation des enroulements réels abc en enroulements orthogonaux d-q [19] :

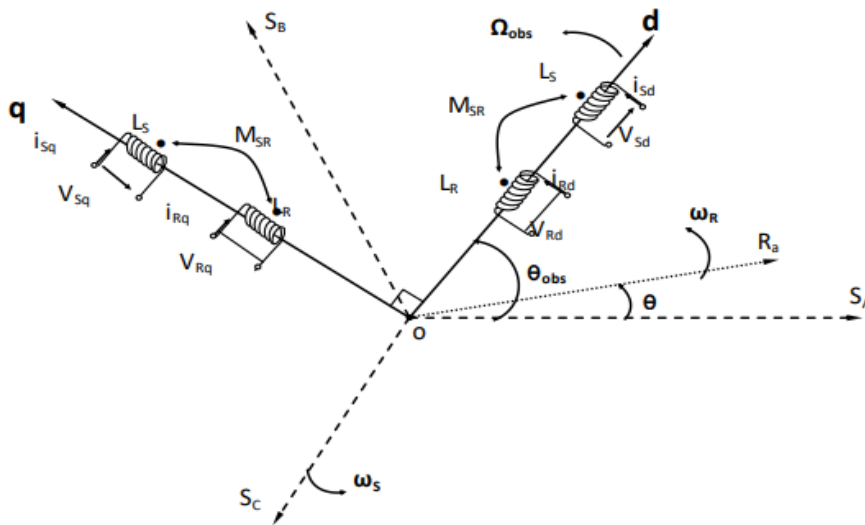


Figure II-1 Référentiel tournant d'axe (d et q).

Où :

$\theta_{obs} = \int \omega_{obs} dt$  : Une position d'observation entre les systèmes d'axe biphasé par rapport a ceux d'axe triphasé [19].

Pour le passage du système triphasé au système biphasé, on a les équivalents suivants :

- L'équivalent de tension :  $[v_{dq0}] = [P(\theta_{obc})][V_{obc}]$
  - L'équivalent de courant :  $[i_{dq0}] = [P(\theta_{obc})][i_{obc}]$
  - L'équivalent de flux :  $[\Phi_{dq0}] = [P(\theta_{obc})][\Phi_{obc}]$
- (II-22)**

Où :

$[P(\theta_{obc})]$  : est la matrice de park.



## CHAPITRE II : Modélisations

Dans le cas d'un passage inverse, on a :

$$\begin{cases} [v_{obc}] = [P(\theta_{obc})]^{-1}[v_{dq0}] \\ [i_{obc}] = [P(\theta_{obc})]^{-1}[i_{dq0}] \\ [\Phi_{obc}] = [P(\theta_{obc})]^{-1}[\Phi_{dq0}] \end{cases} \quad (\text{II-23})$$

La matrice de transformation de Park modifiée directe et inverse s'écrit alors :

$$[P(\theta_{obc})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obc}) & \cos\left(\theta_{obc} - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_{obc} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_{obc}) & -\sin\left(\theta_{obc} - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{obc} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II-24})$$

Le facteur  $\left(\sqrt{\frac{2}{3}}\right)$  : est pour conserver la puissance électrique instantanée.

$$[P(\theta_{obc})]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obc}) & -\sin\left(\theta_{obc} - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_{obc} - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{obc} - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_{obc} + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{obc} + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II-25})$$

Lorsque est on donne la valeur zéro à l'angle  $\theta_{obc}$ , la transformation de park devient une transformation de Clarke et la matrice de passage s'écrit comme suit [20] :

$$[C] = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II-26})$$

L'application de transformation de Park aux modèles matriciels électriques, (II-9) et magnétiques, (II-11), (II-12), permet d'obtenir les équations suivantes :

### a) Equations des tensions

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sq} \\ \Phi_{sd} \end{bmatrix} \quad (\text{II-27})$$

$$\begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_s - \omega_r) \\ (\omega_s - \omega_r) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{rq} \\ \Phi_{rd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II-28})$$

### b) Equation magnétique

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II-29})$$

## CHAPITRE II : Modélisations

$$\begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II-30})$$

Avec :

$L_s = l_s - M$ : Inductance cyclique propre du stator

$L_r = l_s - M$ : Inductance cyclique propre du rotor.

$M = \frac{3}{2} M_{\text{b}}$ : Inductance cyclique mutuelle stator-rotor.

### c) Equation mécanique

Le couple électromécanique représenté dans l'équation (II-20) devient comme suite :

$$T_{em} = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd}) \quad (\text{II-31})$$

L'équation de la vitesse mécanique est représentée par l'équation (II-21) est comme suite :

$$J \frac{d}{dt} \Omega_r = T_{em} - C_r - f \Omega_r \quad (\text{II-32})$$

## II.7 La machine asynchrone alimentée en tension

Pour une machine asynchrone alimentée en tension, si on considère le courant statorique  $i_s$  et le flux rotorique  $\Phi_r$  comme variables d'état, et la pulsation  $\omega_s$  et les tensions  $v_{sd}, v_{sq}$ , comme grandeur de commande et le couple  $C_r$  comme une perturbation, on aura le schéma bloc suivant [20] :

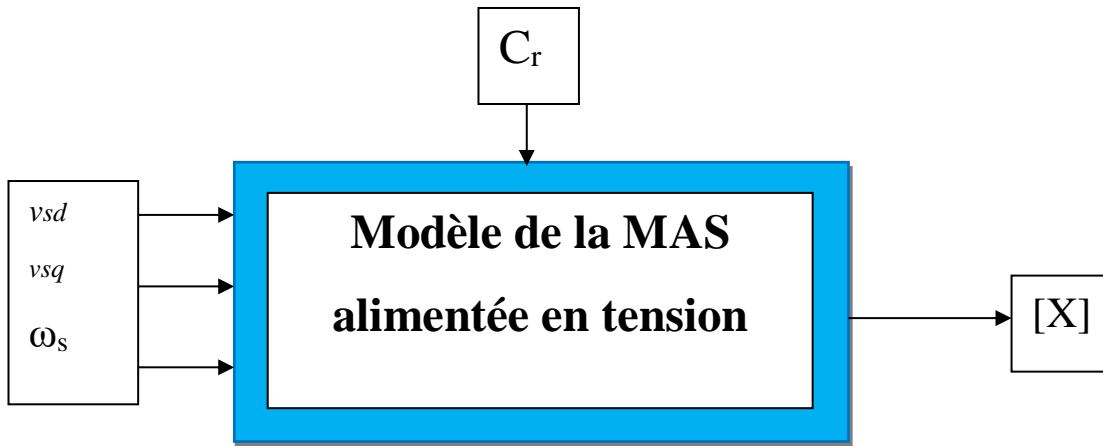


Figure II-2 Schéma bloc de la machine asynchrone alimentée en tension.

Le vecteur de sortie  $[X]$ , peut avoir une des formes des différentes expressions :

$$[X] = [i_{sd} \ i_{sq} \ i_{rd} \ i_{rq}]^T$$

$$\text{Ou } [X] = [\Phi_{sd} \ \Phi_{sq} \ \Phi_{rd} \ \Phi_{rq}]^T$$

$$\text{Ou } [X] = [\Phi_{sd} \ \Phi_{sq} \ i_{rd} \ i_{rq}]^T$$

$$\text{Ou } [X] = [i_{rd} \ i_{rq} \ \Phi_{sd} \ \Phi_{sq}]^T$$

## CHAPITRE II : Modélisations

### II.8 Représentation d'état du modèle de la MAS

La forme générale de l'équation d'état s'écrit de la façon suivante :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (\text{II-33})$$

Avec :

$$[X] = [i_{s\alpha} i_{s\beta} \Phi_{s\alpha} \Phi_{s\beta}]^T : \text{Vecteur d'état.}$$

$$[U] = [v_{s\beta} v_{s\alpha}] : \text{Vecteur de commande.}$$

$[A]$  : Matrice évaluation d'état du système.

$[B]$  : Matrice du système de commande.

$$\begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\left(\frac{R_t}{L_s\sigma}\right) i_{s\alpha} + \frac{1-\sigma}{MT_s\sigma} \Phi_{r\alpha} + \frac{1-\sigma}{M\sigma} \omega \Phi_{r\beta} + \frac{1-\sigma}{L_s\sigma} v_{s\alpha} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = -\left(\frac{R_t}{L_s\sigma}\right) i_{s\beta} + \frac{1-\sigma}{MT_s\sigma} \Phi_{s\alpha} + \frac{1-\sigma}{M\sigma} \omega \Phi_{r\beta} + \frac{1-\sigma}{L_s\sigma} v_{s\beta} \\ \frac{d\Phi_{r\alpha}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \Phi_{r\alpha} - \omega \Phi_{r\beta} \\ \frac{d\Phi_{r\beta}}{dt} = -\frac{M}{T_r} i_{s\beta} + \omega \Phi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \Phi_{r\beta} \end{cases} \quad (\text{II-34})$$

Avec :

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} : \text{Constante de temps statorique.}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} : \text{Constante de temps rotorique.}$$

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} : \text{Coefficient de dispersion.}$$

Pour le référentielle lié au champ tournant ( $\alpha$ - $\beta$ ), on a :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{\sigma L_s} & 0 & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} & \left(\frac{M}{\sigma L_s L_r}\right) \omega \\ 0 & -\left(\frac{R_t}{\sigma L_s}\right) & -\left(\frac{M}{\sigma L_s L_r}\right) \omega & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{II-35})$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s\sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II-36})$$

## CHAPITRE II : Modélisations

Pour le référentielle lié au champ tournant (d, q), la matrice  $[A]$  devient :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{\sigma L_s} & \omega_s & \frac{M}{\sigma L_s L_R T_R} & \left(\frac{M}{\sigma L_s L_R}\right) \omega \\ -\omega_s & -\left(\frac{R_t}{\sigma L_s}\right) & -\left(\frac{M}{\sigma L_s L_R}\right) \omega & \frac{M}{\sigma L_s L_R T_R} \\ \frac{M}{T_R} & 0 & -\frac{1}{T_R} (\omega_s - \omega) & \\ 0 & \frac{M}{T_R} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{T_R} \end{bmatrix} \quad (\text{II-37})$$

Le couple électromagnétique développé par la machine asynchrone donné par la relation suivante :

$$T_{em} = p \cdot M (i_{rd} i_{sd} - i_{rq} i_{sq}) \quad (\text{II-38})$$

### II.9 Onduleur triphasé

L'onduleur est utilisé afin de délivrer les tensions d'entrer de la machine asynchrone. L'onduleur de tension triphasé supposé parfait délivre un vecteur de tension  $v_s$ .

Ce dernier est on fonction des états de commutation des bras de l'onduleur ( $S_a, S_b, S_c$ ) qui s'écrit comme suite [7] :

$$v_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{dc} \cdot (S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (\text{II-39})$$

La relation (II-38) nous permet d'obtenir la relation entre les tensions réelle et les variables booléennes qui s'écrivent selon la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II-40})$$

Afin de lier les tensions réelles aux tensions dans le plan  $(\alpha, \beta)$  on utilise la transformé de Concordia tel que [13] :

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \sqrt{2} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} & -\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II-41})$$

### II.10 Le modèle de redresseur

Le courant  $i_{dc}$  est exprimer en fonction des états des interrupteurs ( $s_a, s_b, s_c$ ) et les courants  $i_{sabc}$  comme suite [7] :

$$i_{dc} = s_a i_{sa} + s_b i_{sb} + s_c i_{sc} \quad (\text{II-42})$$

## CHAPITRE II : Modélisations

En introduisant les équations du circuit électrique a la sortie du redresseur on prend en considération les deux cas suivants :

Cas 01 : la diode est passante :

$$i_{dc} = i_b - i_R - i_C \quad (\text{II-43})$$

$$\text{Implique : } i_{dc} = \frac{E-V_{dc}}{r_b} - C \frac{dV_{dc}}{dt} - \frac{V_{dc}}{R} \quad (\text{II-44})$$

$$\text{Donc : } \frac{dV_{dc}}{dt} = -\frac{1}{C} \left[ i_{dc} + V_{dc} \left( \frac{1}{R} + \frac{1}{r_b} \right) - \frac{E}{r_b} \right] \quad (\text{II-45})$$

Par conséquent, la tension redresseuse  $V_{dc}$  est donnée comme suite :

$$V_{dc} = \int -\frac{1}{C} \left[ i_{dc} + V_{dc} \left( \frac{1}{R} + \frac{1}{r_b} \right) - \frac{E}{r_b} \right] \quad (\text{II-46})$$

Cas 02 : la diode est bloquée :

$$i_{dc} = -i_R - i_C \quad (\text{II-47})$$

$$\text{Implique : } i_{dc} = -C \frac{dV_{dc}}{dt} - \frac{V_{dc}}{R} \quad (\text{II-48})$$

$$\text{Donc : } \frac{dV_{dc}}{dt} = -\frac{1}{C} \left[ i_{dc} + \frac{V_{dc}}{R} \right] \quad (\text{II-49})$$

Par conséquent, la tension redresseuse  $V_{dc}$  est donnée comme suite :

$$V_{dc} = \int -\frac{1}{C} \left[ i_{dc} + \frac{V_{dc}}{R} \right] \quad (\text{II-50})$$

Lorsque la diode est bloquée  $V_{dc} \geq E$

### II.11 La simulation de la machine asynchrone fonctionnement moteur

Nous avons simulé sous Matlab-Simulink le modèle linéaire de la machine asynchrone (fonctionnement moteur) connecté à une alimentation afin d'observer son comportement et nous avons obtenu les résultats suivants :

## CHAPITRE II : Modélisations

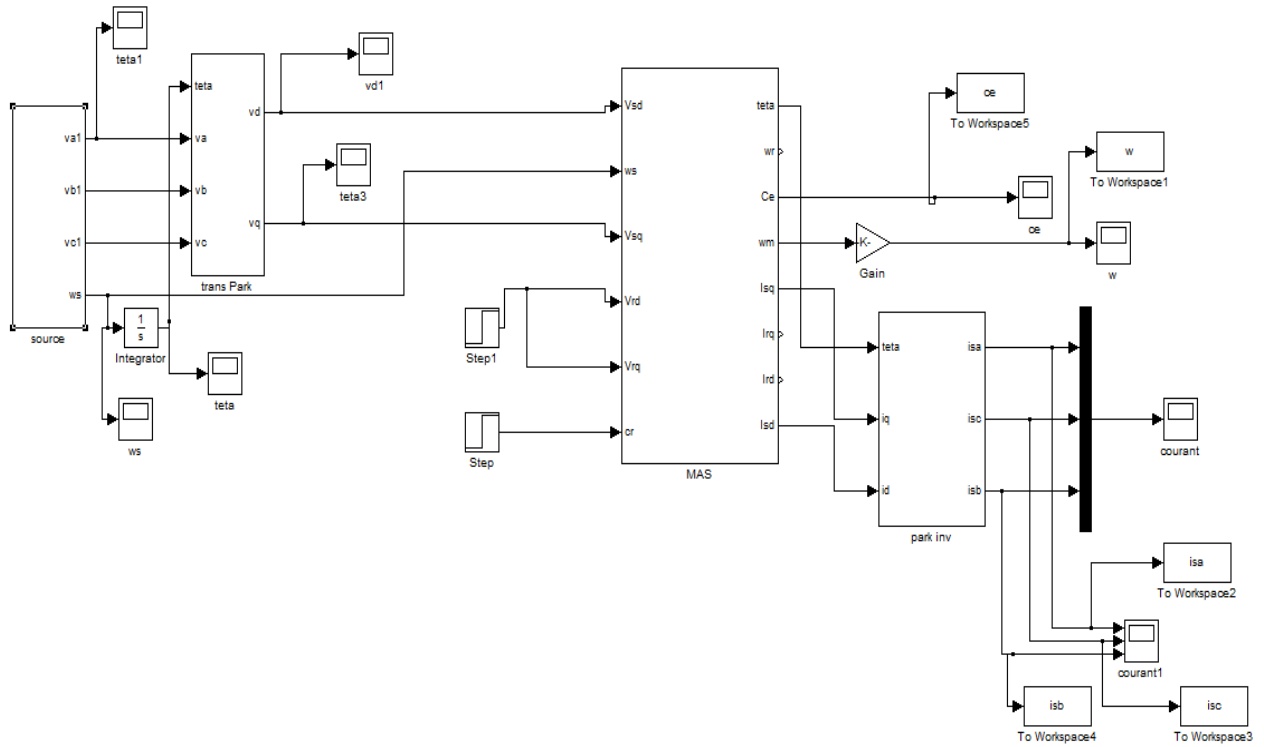


Figure II-3 Schéma block de la simulation fonctionnement moteur

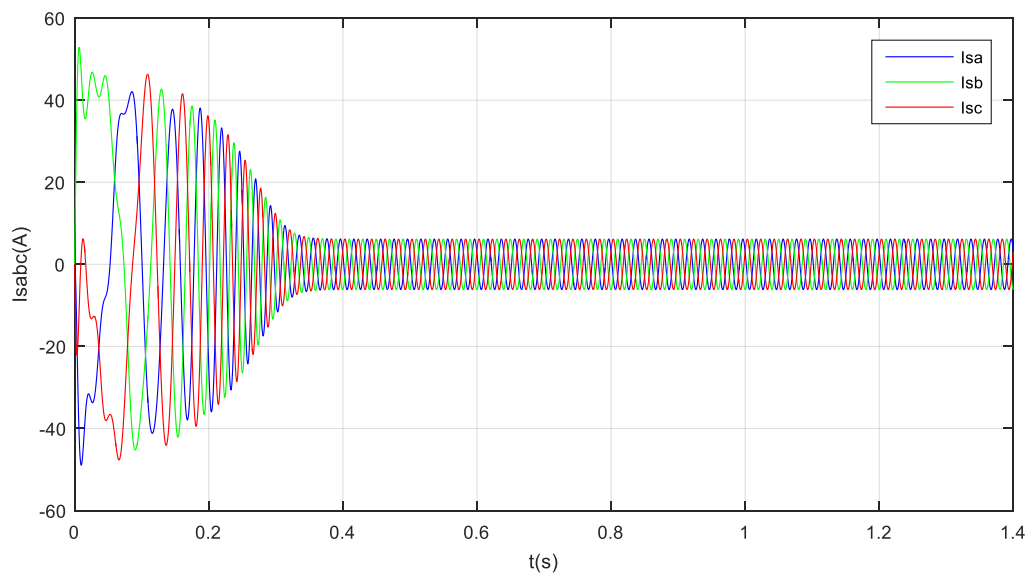


Figure II-4 Allures des courants statoriques

## CHAPITRE II : Modélisations

Dans la figure (II-4) les courants statoriques de la machine prennent la forme en bouteille dans le régime transitoire puis se stabilise à partir de l'instant  $t=0.4s$  ce qui représente le régime permanent.

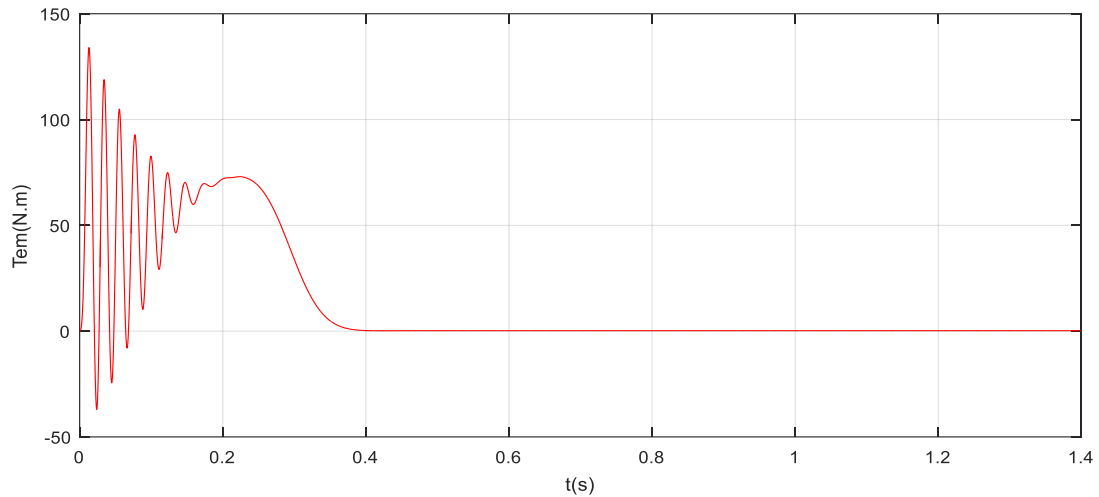


Figure II-5 Allure du couple  $T_{em}$  (N.m)

La figure (II-5) représente le couple électromagnétique de la machine asynchrone. On remarque des oscillations jusqu'à  $t=0.4s$  puis se stabilise, ces oscillations sont appelées le régime transitoire.

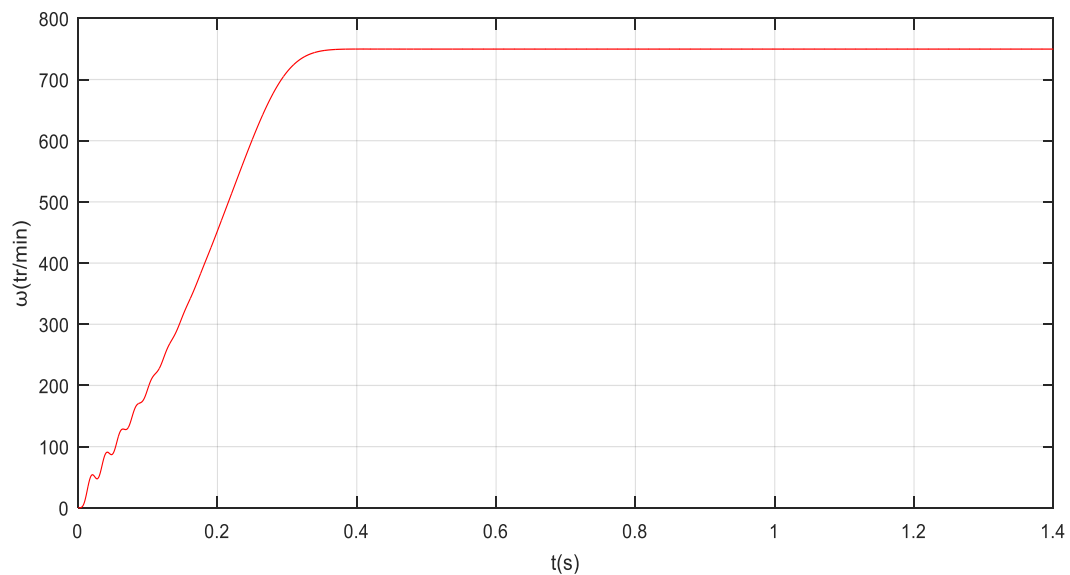


Figure II-6 Allure de la vitesse en tr/min

## **CHAPITRE II : Modélisations**

La figure (II-6) démontre l'évolution dans le temps d'un état transitoire et d'un état vitesse constante, la légère ondulation en transitoire est dû aux oscillations de couple et la vitesse se stabilise à 750 tr/min.

### **II.12 Conclusion**

La première partie de ce chapitre est consacrée à la modélisation de la turbine éolienne ainsi qu'à la machine asynchrone à cage en adoptant certaines hypothèses simplificatrices tout en utilisant la transformée de Park pour obtenir le modèle simplifié de la machine. Par la suite une modélisation du dispositif d'auto-amorçage de la génératrice asynchrone avec un convertisseur à MLI a été faite. Enfin, on a présenté et discuter les résultats de la simulation de la machine en comportement moteur lors du fonctionnement à vide.



# Chapitre III

### III.

#### III.1 Introduction

Le contrôle avancé des machines électriques nécessite un contrôle indépendant du flux et de couple. Dans ce chapitre, on va étudier deux méthodes de contrôle du couple de la machine asynchrone à cage d'écurueil choisit pour qu'elle soit étudié en mode générateur vu ses nombreux avantages notamment dans le cas des systèmes éoliens autonomes.

Dans la première partie, on va appliquer la méthode de contrôle direct du couple (DTC) à la génératrice asynchrone qui est une méthode classique de contrôle du couple qui se caractérise par sa mise en œuvre simple et d'une bonne réponse dynamique. La deuxième partie est destinée à l'application de la méthode du contrôle direct floue de couple (DTFC) à cette génératrice.

Enfin, pour illustrer les performances des deux stratégies de contrôle, les résultats obtenus vont être comparés puis commentés.

#### III.2 Contrôle direct du couple de la génératrice asynchrone

Le contrôle direct du couple (DTC) pour les machines asynchrones a été proposé au milieu des années 80 par Takahashi et Depenbrock, suite aux problèmes rencontrés en utilisant la commande vectorielle. Par comparaison à cette dernière, la DTC est moins sensible aux variations paramétriques de la machine, son algorithme de commande est simple, ce qui devrait améliorer ses compétences dynamiques a priori et éliminer les problèmes liés à la saturation des régulateurs PI. Le contrôle DTC assure un fonctionnement à haut rendement et fournit une dynamique de couple précise et rapide [21].

##### III.2.1 Principe de fonctionnement de la commande DTC

Le principe du DTC repose sur l'application directe d'une séquence de commande aux interrupteurs de l'onduleur de tension (états de commutation) placé en amont de la machine. Le choix de cette séquence est fait par l'utilisation d'une table de commutation et de deux régulateurs à hystérésis dont le rôle est de contrôler et de réguler le couple électromagnétique et le flux de la machine dans une manière découplée. Le couple électromagnétique est contrôlé à l'aide d'un comparateur à hystérésis à trois niveaux. Alors que le flux du stator est contrôlé à l'aide d'un comparateur d'hystérésis. Les sorties de ces comparateurs, ainsi que les informations vectorielles de flux, sont utilisées pour déterminer la table de commutation.

La précision du couple électromagnétique et l'estimation du flux statorique sont très importantes pour assurer des performances satisfaisantes. Ainsi, plusieurs paramètres doivent être déterminés, le courant statorique est mesuré tandis que la tension du stator dépend de l'état de commutation ( $S_a$ ,  $S_b$  et  $S_c$ ) produite par la table de commutation et la tension du circuit intermédiaire  $V_{dc}$ . Ces paramètres sont transformés en coordonnées  $(\alpha, \beta)$ , par la transformation de Concordia, qui sont convenablement adaptés aux algorithmes DTC [21].

#### Caractéristiques principales de la commande DTC

Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont [22] :

- La commande directe de couple et de flux, à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur ;
- La commande indirecte des intensités et tensions du stator de la machine ;

## CHAPITRE III : Simulation

- L'obtention des flux et des courants statoriques proches de formes sinusoïdales ;
- Une réponse dynamique de la machine très rapide ;
- L'existence des oscillations du couple qui dépend, entre autres, des facteurs de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis ;
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes à hystérésis ;
- Une trajectoire circulaire du flux statorique dans le plan biphasé.

Cette méthode de commande présente des différents avantages et inconvénients qui sont énumérés ci-dessous [23],[22],[7]:

### III.2.2 Les avantages

- Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle.
- Elle ne nécessite que deux comparateurs à hystérésis et un contrôleur de vitesse du type PI.
- Il n'est pas nécessaire d'estimer la position du flux rotorique, il est seulement nécessaire de connaître le secteur où se trouve le vecteur de flux statorique.
- Une très rapide réponse dynamique du couple.
- Absence de nécessité d'utiliser un capteur de vitesse pour l'implémenter.

### III.2.3 Les inconvénients

- Elle produit des problèmes à basse vitesse (influence du terme résistif).
- La nécessité d'estimation du flux statorique et du couple.
- Les comparateurs à hystérésis produisent des oscillations des courants et du couple.
- La fréquence de commutation est variable (utilisation des régulateurs à hystérésis).

### Fonctionnement et séquence d'un onduleur triphasé

Dans le cas d'un fonctionnement moteur, l'estimation des tensions d'alimentations est faite en fonction de la tension de bus continu ainsi que les états de commutation des bras de l'onduleur ( $S_a, S_b, S_c$ ) ou chacune de ses variables aura une valeur 1 ou 0. Dans ce cas huit combinaisons sont possibles [7].

$$V_0(0,0,0), V_1(1,0,0), V_2(1,1,0), V_3(0,1,0), V_4(0,1,1), V_5(0,0,1), V_6(1,0,1), V_7(1,1,1).$$

Ces huit combinaisons engendrent 6 vecteurs de tensions actifs ainsi que deux vecteurs nuls  $V_0, V_7$  qui peuvent être appliqués aux bornes de la MAS.

### CHAPITRE III : Simulation

L'équation électrique aux bornes de la machine peut s'écrire en fonction des différents vecteurs tension, courant et flux, sous la forme suivante :

$$V_s = R_s \cdot I_s + \frac{d\phi_s}{dt} \quad \text{(III-1)}$$

L'onduleur de tension triphasé supposé parfait délivre un vecteur de tension  $V_s$ .

Ce dernier est en fonction des états de commutation des bras de l'onduleur ( $S_a, S_b, S_c$ ) qui s'écrit comme suite :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{dc} \cdot (S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad \text{(III-2)}$$

Par la relation précédente on obtient la relation entre les tensions réelles et les variables booléennes qui s'écrivent selon la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad \text{(III-3)}$$

La transformée de Concordia nous permet de lier les tensions réelles aux tensions dans le plan  $(\alpha, \beta)$  tel que :

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \sqrt{2} & \frac{-1}{\sqrt{2}} & \frac{-1}{\sqrt{2}} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} & \frac{-\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad \text{(III-4)}$$

La figure suivante représente les positions spatiales dans le plan  $(\alpha, \beta)$ , des vecteurs de tension générés par l'onduleur :

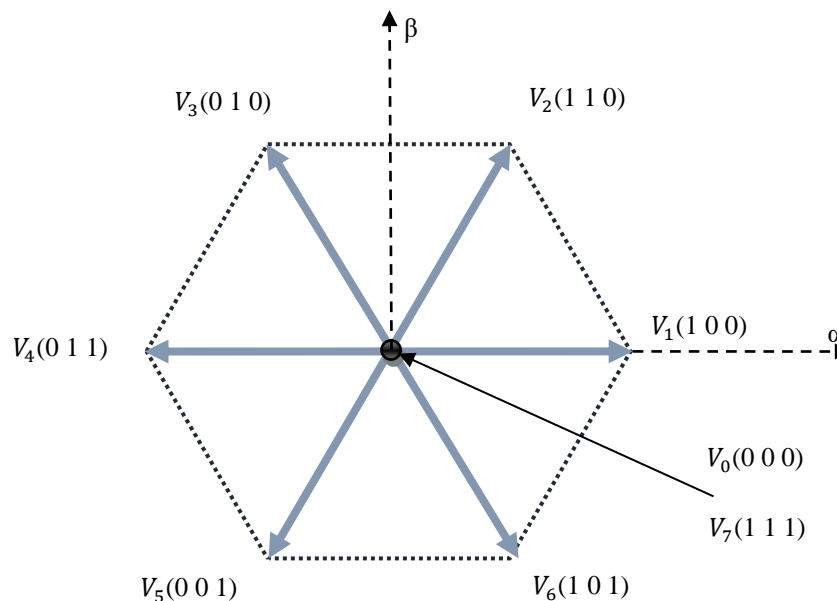


Figure III-1 Représentation des vecteurs des tensions générées par l'onduleur

## CHAPITRE III : Simulation

### III.2.4 Stratégie de commande directe du flux et de couple

#### III.2.4.1 Principe du contrôle du flux statorique

En utilisant la relation (III-1) de la tension statorique dans un repère lié au stator, on peut exprimer le flux statorique par :

$$\Phi_s(t) = \int_0^t (V_s - R_s \cdot i_s) dt \quad \text{(III-5)}$$

Les commandes ( $S_a, S_b, S_c$ ) sont fixes sur un intervalle  $[0, T_e]$  qui correspondent à une période d'échantillonnage  $T_e$ . Donc l'équation de flux statorique deviendra comme suite :

$$\Phi_s = \Phi_{s0} + V_s T_e - R_s \int_0^{T_e} i_s \cdot dt \quad \text{(III-6)}$$

Ou  $\Phi_{s0}$  est le vecteur flux a l'instant  $t=0$ . En considérant la chute de tension ( $R_s, i_s$ ) négligeable devant la tension  $V_s$ , l'extrémité du vecteur  $\Phi_s$ , sur un intervalle  $[0, T_e]$ , se déplace sur une droite de direction  $V_s$ .

$$\Phi_s = \Phi_{s0} + V_s T_e \quad \text{(III-7)}$$

$$\Delta \Phi_s = V_s \Delta T_e \quad \text{(III-8)}$$

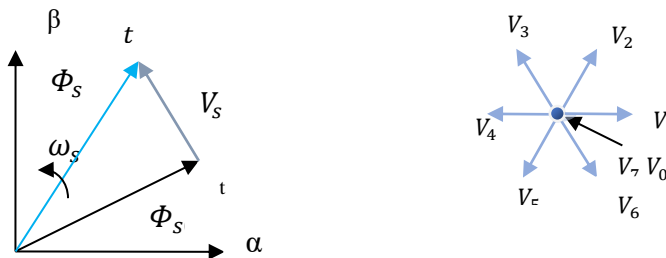


Figure III-2 Exemple de l'évolution de l'extrémité de  $\Phi_{s0}$  pour  $R_s, i_s$  négligeable

Par conséquent, en choisissant une séquence correcte du vecteur  $V_s$ , sur des intervalles de temps successifs de durée  $T_e$ , on peut faire suivre à l'extrémité du vecteur  $\Phi_s$  la trajectoire désirée. Il est alors possible de faire fonctionner la machine avec un module de flux  $\Phi_s$  pratiquement constant. Pour cela, il suffit de faire suivre à l'extrémité de  $\Phi_s$  une trajectoire presque circulaire, si la période  $T_e$  est très faible devant la période de rotation du flux statorique  $T_s$  [7].

La dérivée  $\frac{d\Phi_s}{dt}$  donne la direction du déplacement de l'extrémité du flux  $\Phi_s$  de moment que la tension  $V_s$  est non nulle, ce qui correspond à la force électromotrice ( $E = \frac{d\Phi_s}{dt}$ ). En supposant le terme ( $R_s, i_s$ ) négligeable, on montre que le vecteur  $\frac{d\Phi_s}{dt}$  est pratiquement égal au vecteur de la tension  $V_s$ , ainsi la vitesse de déplacement de l'extrémité du flux  $\Phi_s$  est égale  $V_{dc} \sqrt{\frac{2}{3}}$ .

Le déplacement du flux statorique correspond à la dérivée angulaire ( $\frac{d\Phi_s}{dt}$ ). Sur la figure (III.3), on présente les trois directions possibles du vecteur  $\Phi_s$ . Ainsi, on peut voir que pour ( $E = \frac{d\Phi_s}{dt}$ )

### CHAPITRE III : Simulation

donner, le déplacement de l'extrémité du flux statorique est maximal si cette même force électromotrice est perpendiculaire à la direction du vecteur  $\Phi_s$

Par contre, dans le cas où la force électromotrice est décalée par rapport à la perpendiculaire de  $\Phi_s$  ( $\alpha_1$  en avant ou  $\alpha_1$  en arrière), on observe un ralentissement du déplacement de l'extrémité du flux  $\Phi_s$ . De même, on relève que la vitesse de déplacement de l'extrémité du flux  $\Phi_s$  est nulle, si on l'applique un vecteur de la tension nul (cas où le terme  $R_s i_s$  est négligé) [7].

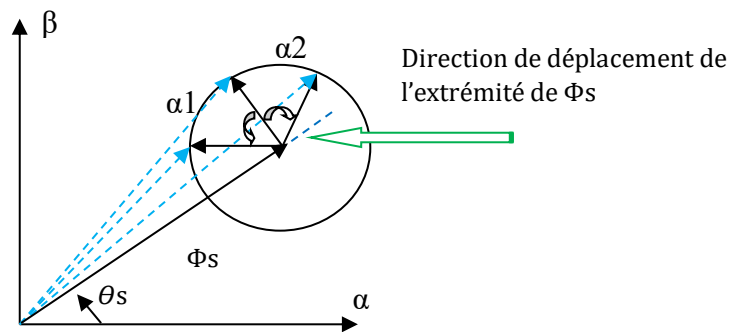


Figure III-3 Présentation des trois directions possibles de vecteur flux  $\Phi_{s0}$

On peut dire que la manière la plus efficace d'augmenter (respectivement diminuer) le flux est celle d'appliquer un vecteur de tension parallèle à  $\Phi_s$ , et de même sens (respectivement de sens opposé) [13].

La figure (III.4) montre un exemple d'évolution de l'extrémité du vecteur  $\Phi_s$  pour ( $V_s = V_2$ ) avec  $R_s i_s$  négligeable. On constate ainsi que la composante radiale agit sur l'amplitude du flux  $\Phi_s$ .

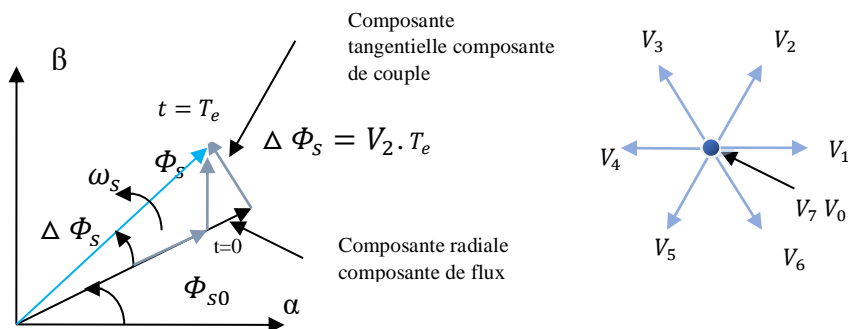


Figure III-4 Exemple de l'évolution de l'extrémité de  $\Phi_{s0}$  pour  $R_s, i_s$  négligeable ( $V_s=V_2$ )

#### III.2.4.2 Contrôle du couple électromagnétique

Les équations électriques de la machine asynchrone peuvent être exprimées, en grandeurs vectorielles dans le référentiel lié au stator, de la manière suivante :

## CHAPITRE III : Simulation

$$\begin{cases} V_s = R_s I_s + \frac{d\Phi_s}{dt} \\ V_r = 0 = R_r I_r + \frac{d\Phi_r}{dt} - j\omega \Phi_r \end{cases} \quad (\text{III-9})$$

A partir des expressions des flux, on obtient l'expression du courant rotorique :

$$I_r = \frac{1}{\sigma} \left( \frac{\Phi_r}{L_r} - \frac{M}{L_r L_s} \Phi_s \right) \quad (\text{III-10})$$

Les équations deviennent :

$$\begin{cases} V_s = R_s I_s + \frac{d\Phi_s}{dt} \\ \frac{d\Phi_r}{dt} + \left( \frac{1}{\sigma L_r} - j\omega \right) \Phi_r = \frac{M}{L_s} \frac{1}{\sigma L_r} \Phi_s \end{cases} \quad (\text{III-11})$$

Ces relations montrent que :

- Le contrôle du vecteur  $\Phi_s$  est possible à partir du vecteur  $V_s$ , à la chute de tension  $R_s I_s$  prés.
- Le flux  $\Phi_r$  suit les variations de  $\Phi_s$  avec une constante de temps  $\sigma \tau_r$ .

En régime permanent on peut écrit :

$$\Phi_r = \frac{M}{L_r} - \frac{\Phi_s}{1 - j\omega \sigma \tau_r} \quad (\text{III-12})$$

En posant  $\gamma = (\Phi_s, \Phi_r)$  le couple s'exprime sous la forme suivante :

$$T_{em} = p \frac{M}{\sigma L_s L_r} \Phi_s \Phi_r \sin \gamma \quad (\text{III-13})$$

### III.2.5 Sélection du Vecteur de Tension

Le choix de  $V_s$  dépend de la variation souhaitée pour le module du flux  $\Phi_s$ , mais également de l'évolution souhaitée pour sa vitesse de rotation et par conséquent pour le couple. On délimite généralement l'espace d'évolution de  $\Phi_s$  dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles [23],[7].

Lorsque le flux se trouve dans une zone  $i$  ( $i=1, \dots, 6$ ), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivants [23],[7]:

- Si  $V_{i+1}$  est sélectionné alors  $\Phi_s$  croît et  $T_{em}$  croît,
- Si  $V_{i-1}$  est sélectionné alors  $\Phi_s$  croît et  $T_{em}$  décroît,
- Si  $V_{i+2}$  est sélectionné alors  $\Phi_s$  décroît et  $T_{em}$  croît,
- Si  $V_{i-2}$  est sélectionné alors  $\Phi_s$  décroît et  $T_{em}$  décroît
- Si  $V_0$  ou  $V_7$  sont sélectionnés, alors la rotation du flux est arrêtée, d'où une décroissance du alors que le module du flux reste inchangé.

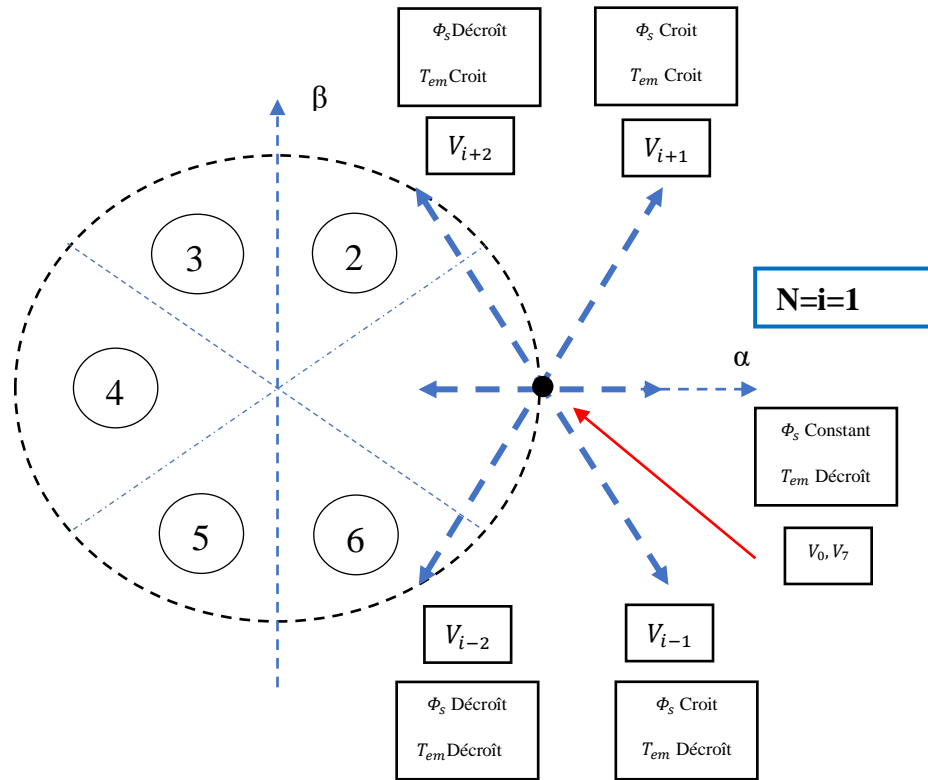


Figure III-5: Exemple de l'évolution de l'extrémité de  $\Phi_{s0}$  pour  $R_s i_s$  négligeable

### III.2.6 Estimation de flux statorique et du couple électromagnétique

On considère le système d'axe  $(\alpha, \beta)$  lié au stator du MAS. Les équations des tensions statoriques sont exprimées par [7] :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = r_s i_{s\alpha} + \dot{\Phi}_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = r_s i_{s\beta} + \dot{\Phi}_{s\beta} \end{cases} \quad \text{(III-14)}$$

L'estimation des deux composantes du flux statorique se fait selon les expressions suivantes :

$$\begin{cases} \widehat{\Phi}_{s\alpha} = \int_0^t (v_{s\alpha} - r_s i_{s\alpha}) dt \\ \widehat{\Phi}_{s\beta} = \int_0^t (v_{s\beta} - r_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad \text{(III-15)}$$

La version discrétisée de cet estimateur, définie pour une période d'échantillonnage  $T_{ech}$ , peut être formulée de la façon suivante :



## CHAPITRE III : Simulation

$$\begin{cases} \widehat{\Phi}_{s\alpha}(k) = \widehat{\Phi}_{s\alpha}(k-1) + [v_{s\alpha}(k-1) - r_s i_{s\alpha}(k-1)]T_{ech} \\ \widehat{\Phi}_{s\beta}(k) = \widehat{\Phi}_{s\beta}(k-1) + [v_{s\beta}(k-1) - r_s i_{s\beta}(k-1)]T_{ech} \end{cases} \quad (\text{III-16})$$

Le module de flux et sa phase sont obtenus à partir des équations du système suivant :

$$\begin{cases} \widehat{\Phi}_s = \sqrt{\widehat{\Phi}_{s\alpha}^2 + \widehat{\Phi}_{s\beta}^2} \\ \angle \widehat{\Phi}_s = \tan^{-1} \frac{\widehat{\Phi}_{s\beta}}{\widehat{\Phi}_{s\alpha}} \end{cases} \quad (\text{III-17})$$

Ainsi, on peut directement déterminer la valeur du couple, une fois les deux composantes du flux sont obtenues. La formule suivante donne l'expression désirée :

$$\widehat{T}_e = \frac{3}{2} p (\widehat{\Phi}_{s\alpha} i_{s\beta} - \widehat{\Phi}_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{III-18})$$

### III.2.7 Elaboration du correcteur du flux

Le correcteur de flux a pour but de maintenir l'extrémité du vecteur flux  $\overline{\varphi}_s$  dans une corronne circulaire, comme le montre la figure (III.6) [22] :

La sortie de correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de  $\overline{\varphi}_s$ , afin de sélectionner le vecteur de la tension correspondant. Pour cela un simple contrôleur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet d'obtenir de très bonne performance dynamique [22].

La sortie du correcteur a hystérésis, représentée par une variable booléenne indique directement si l'amplitude de flux doit être augmentée ( $K_\varphi = 1$ ) ou diminuée ( $K_\varphi = 0$ ).

Ce comparateur permet de respecter :

$$-\varepsilon_\varphi \leq \Delta\varphi_s \leq \varepsilon_\varphi \quad (\text{III-19})$$

Avec :

$$\Delta\varphi_s = |\varphi_{sréf} - \varphi_s| \quad (\text{III-20})$$

$\varphi_{sréf}$  : La consigne de flux  $\varphi_s$  ;

$\varepsilon_\varphi$  : La bande d'hystérésis du correcteur.

On peut écrire alors :

$$\begin{cases} \text{Si } \Delta\varphi_s > \varepsilon_\varphi & a\_ors K_\varphi = 1 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta\varphi_s \leq \varepsilon_\varphi \text{ et } \frac{d\Delta\varphi_s}{dt} > 0 & \text{alors } K_\varphi = 0 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta\varphi_s \leq \varepsilon_\varphi \text{ et } \frac{d\Delta\varphi_s}{dt} < 0 & \text{alors } K_\varphi = 1 \\ \text{Si } \Delta\varphi_s > -\varepsilon_\varphi & \text{alors } K_\varphi = 0 \end{cases} \quad (\text{III-21})$$

$K_\varphi = 0$  : signifier qu'il faut réduire le flux.

$K_\varphi = 1$  : signifier qu'il faut augmenter le flux.

Ce correcteur ne permet pas l'inversion du sens de rotation du vecteur de flux  $\varphi_s$ .

Ainsi, pour aller « marche arrière », on impose un croisement d'un bras du convertisseur [22].

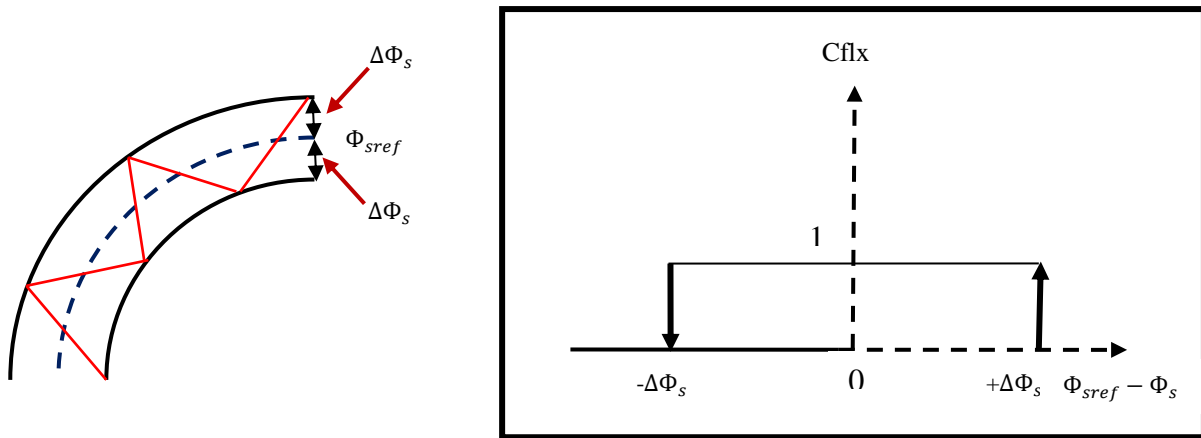


Figure III-6 Evaluation du flux en utilisant un correcteur à hystérésis à deux niveaux

### III.2.8 Correcteurs du Couple de la DTC

L'objectif de correcteur de couple est de maintenir le couple dans une bande limitée définies comme suit :

$$-\varepsilon_{T_{em}} \leq \Delta T_{em} \leq \varepsilon_{T_{em}} \quad (\text{III-22})$$

Avec :

$$\Delta T_{em} = |T_{em_{sréf}} - T_{em}| \quad (\text{III-23})$$

$T_{em_{sréf}}$  : La consigne de couple électromagnétique.

$\varepsilon_{T_{em}}$  : La bande d'hystérésis du correcteur.

Cependant le contrôle de couple diffère de contrôle de flux car, il peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine nous utilisons un correcteur à trois niveaux afin de contrôler la machine dans les deux modes de fonctionnement soit pour un couple positif ou négatif [22] comme le montre la figure (III.7) :

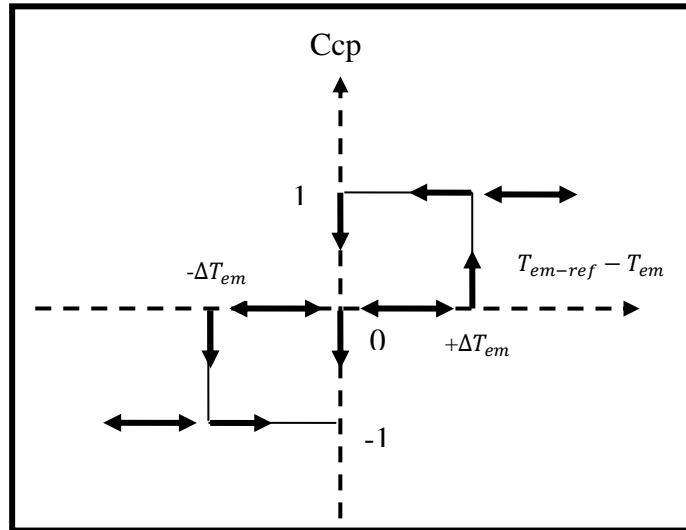


Figure III-7 Evaluation du couple en utilisant un correcteur à hystérisés à trois niveaux

**III.2.9 Elaboration de la table de commutation**

En fonction du secteur et de l'évolution du flux et du couple on peut choisir le vecteur de la tension  $V_s$  à appliquer de manière à respecter la consigne de flux et de couple. La table de vérité permettant de choisir le vecteur adéquat est représentée dans le tableau III.1. Ce dernier est élaboré en se basant sur les erreurs de flux  $\Delta\phi_s$  et de couple  $\Delta C_e$  et selon la position du vecteur de flux statorique ( $i=1,\dots,6$ ).

Le tableau conventionnel III.1 des séquences ci-dessous, proposé par Takahashi pour contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique de la machine asynchrone est le suivant [23] :

Tableau III-1: Tableau de la DTC conventionnelle définissant les séquences d'un onduleur.

N		1	2	3	4	5	6	Comparateur
$C_{flux} = 1$	$C_{cpl} = 1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	02 niveaux
	$C_{cpl} = 0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	
	$C_{cpl} = -1$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	03 niveaux
$C_{flux} = -1$	$C_{cpl} = 1$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	02 niveaux
	$C_{cpl} = 0$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	
	$C_{cpl} = -1$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	03 niveaux

Les séquences nulles  $V_0$  et  $V_7$ , sont indépendantes de l'état du flux, elles sont liées uniquement à l'écart  $\Delta C_e$ . Ces séquences sont appliquées lorsqu'on souhaite maintenir le couple dans sa bande :

$$-\varepsilon_{Tem} \leq \Delta T_{em} \leq \varepsilon_{Tem} \tag{III-24}$$

## CHAPITRE III : Simulation

### III.2.10 Définition de l'algorithme de commande

L'objectif à atteindre à travers ce contrôle est de contrôler la tension du bus continu  $V_{dc}$  afin d'alimenter la charge autonome avec une tension constante.

La puissance débitée sur la charge peut être exprimée à partir de la tension  $V_{dc}$  contrôler et du courant  $i_{dc}$  mesuré à la sortie du redresseur tel que :

$$V_{dc-réf} \cdot i_{dc} = P_{réf} \quad (\text{III-25})$$

En utilisant la puissance de référence de l'équation précédente et la vitesse  $\Omega$ , on obtient l'équation du couple suivante :

$$T_{em} = \frac{P_{réf}}{\Omega} \quad (\text{III-26})$$

$$\text{Avec : } \varphi_{s-nom} = 0.7Wb \quad (\text{III-27})$$

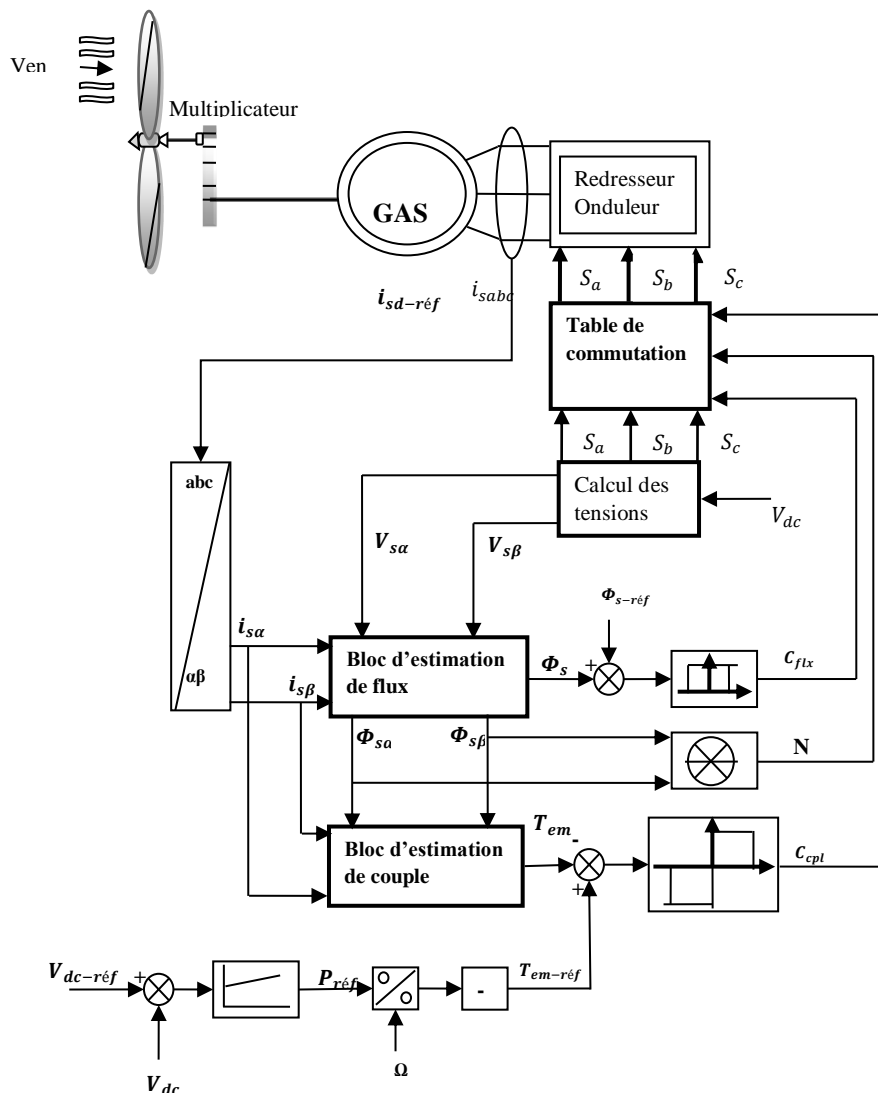


Figure III-8 Schéma de principe du contrôle direct du couple de la génératrice asynchrone étudié.

## CHAPITRE III : Simulation

### III.2.11 Modèle de la machine asynchrone simulée

Nous avons utilisé le modèle de la machine asynchrone exprimé dans le repère  $\alpha$  et  $\beta$  lié au stator pour les simulations de la commande DTC :

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = r_s i_{s\alpha} + L_s \frac{d}{dt} i_{s\alpha} + M \frac{d}{dt} i_{r\alpha} \\ v_{s\beta} = r_s i_{s\beta} + L_s \frac{d}{dt} i_{s\beta} + M \frac{d}{dt} i_{r\beta} \\ 0 = r_r i_{r\alpha} + L_r \frac{d}{dt} i_{r\alpha} + M \frac{d}{dt} i_{s\alpha} + \omega_r (L_r i_{r\beta} + M i_{s\beta}) \\ 0 = r_r i_{r\beta} + L_r \frac{d}{dt} i_{r\beta} + M \frac{d}{dt} i_{s\beta} - \omega_r (L_r i_{r\alpha} + M i_{s\alpha}) \end{cases} \quad (\text{III-28})$$

### III.2.12 Résultats de simulation

La simulation de la stratégie introduite ci-dessus a été faite avec une génératrice asynchrone connectée à un redresseur à MLI. Le modèle de la machine est celui présenté dans l'équation (III-28) sans tenir compte de la saturation. Trois tests de simulation ont été effectués :

- Le premier test s'agit d'une variation de la vitesse et la charge est constante ;
- Le deuxième test s'agit d'une variation de la charge et la vitesse est constante ;
- Le troisième est un test avec une variation de la tension de référence ( $V_{dc}$ ), la vitesse et la charge sont gardées constantes.

#### III.2.12.1 Influence de la variation de la vitesse

Le schéma de la Figure III-8 a été réalisé et simulé sous Matlab/Simulink. Initialement, la génératrice est entraînée à la vitesse de synchronisme (78.5 rad/s). A l'instant  $t=2s$ , la vitesse est passée à 88.5 rad/s ensuite à l'instant  $t=4s$  la vitesse est diminuée à 73.5 rad/s. Les autres paramètres ont été fixés comme suit :

- La tension de référence  $V_{dc-ref}=465V$
- Le flux statorique de référence  $\varphi_{s-ref} = 0.7Wb$
- La charge  $R= 100 \Omega$ .

Les résultats obtenus en appliquant la DTC conventionnelle sont présentés sur les figures ci-dessous.

L'évolution dans le temps de la tension continue en sortie de redresseur (figure III-11) montre qu'elle est insensible aux variations de la vitesse.

La figure (III-9) représente l'allure du flux statorique et ses composantes dans le repère de Concordia. Comme on pouvait le prévoir, elle est circulaire car les composantes du flux statorique dans le repère de Concordia sont sinusoïdales. La figure (III-10) représente l'évolution temporelle du couple électromagnétique, on peut voir très clairement que ce dernier s'adapte à la variation de la vitesse car la charge est maintenue constante d'où la puissance fournie par la génératrice est constante.

La figure (III-12) montre l'évolution des courants statoriques ( $I_{sabc}$ ), ils suivent les variations de la vitesse d'une manière instantanée.

## CHAPITRE III : Simulation

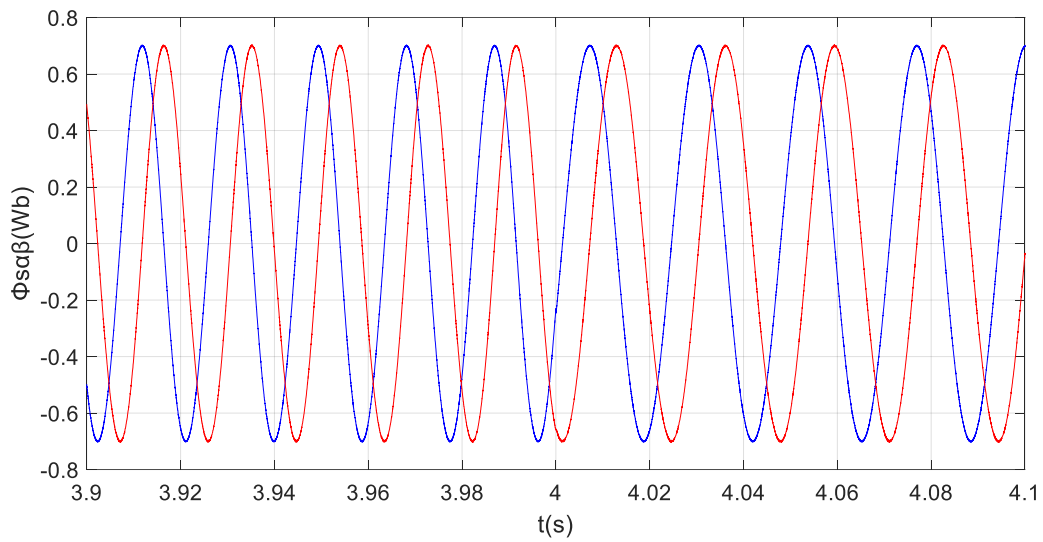
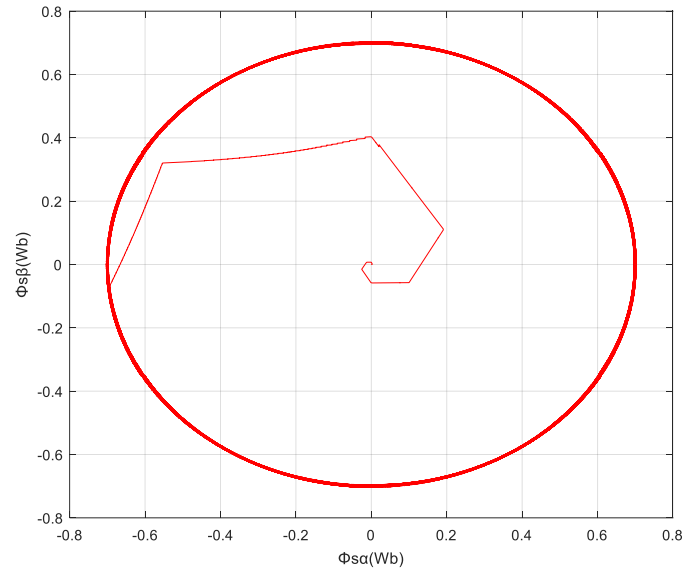


Figure III-9 Flux statorique et ses composante dans le repère de Concordia

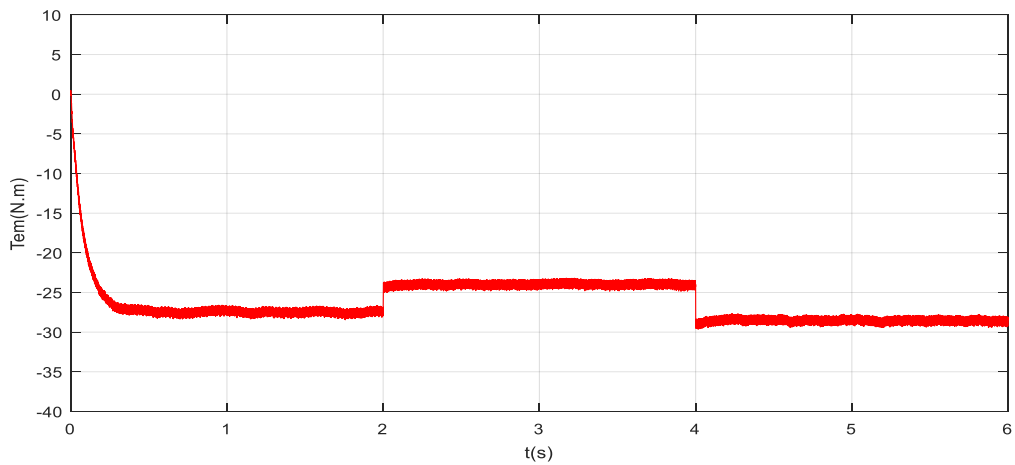


Figure III-10 Couple électromagnétique

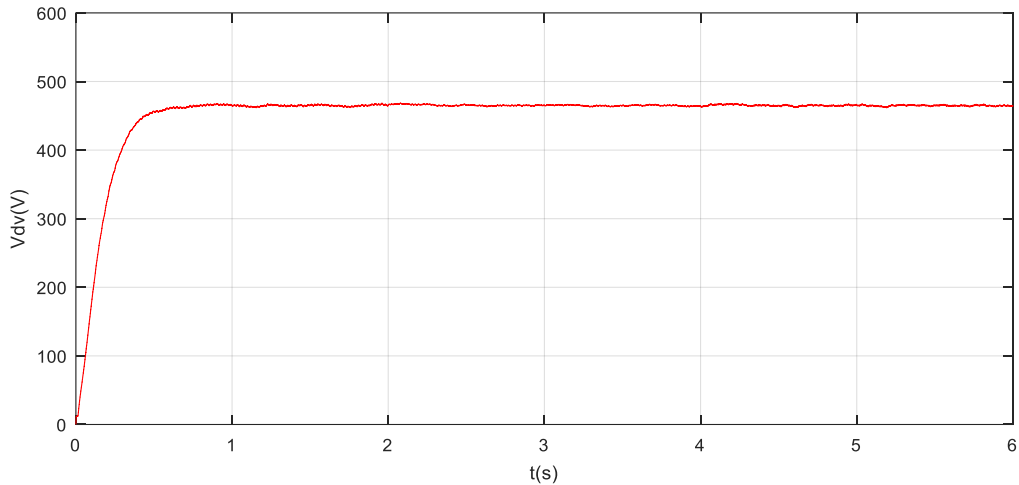


Figure III-11 Tension de bus contenu

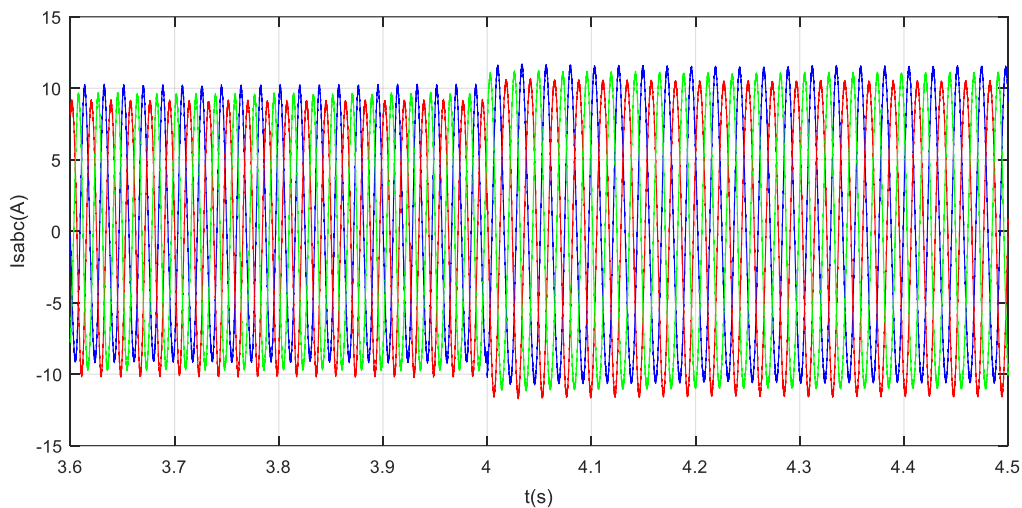


Figure III-12 Courants statorique

### III.2.12.2 Influence de la variation de la charge

Comme deuxième test pour les performances de la commande directe du couple, une variation de la charge a été faite, la valeur de la résistance ( $R$ ) est initialement égale à  $100\Omega$ , à l'instant  $t=2s$  la résistance est diminuée à  $85\Omega$  puis à l'instant  $t=4s$  la résistance est augmentée à  $95\Omega$ . La vitesse de rotation de la génératrice a été fixée à la vitesse de synchronisme ( $78.5\text{rad/s}$ ), la valeur de référence du flux statorique et celle de la tension redressée  $V_{dc\text{-réf}}$  sont les mêmes que pour le premier test.

Les résultats sont représentés ci-dessous. Tout comme pour le premier test le flux statorique représenté sur la figure (III-13) est insensible à la variation de la charge. Par contre, la tension redressée (figure (III-15)) est fortement infectée par la variation de la charge ou on peut remarquer des dépassements au niveau de la tension au moment de variation de la charge puis elle revient à sa valeur de référence. Concernant les courants statorique ( $I_{sabc}$ ) (figure III-16) ils suivent les variations de la charge d'une manière instantanée. La figure (III-14) illustre l'allure du couple électromagnétique qui augmente lorsque la charge augmente c.-à-d. il s'adapte selon la puissance demandée par la charge étant donné la vitesse d'entraînement est gardée constante.

## CHAPITRE III : Simulation

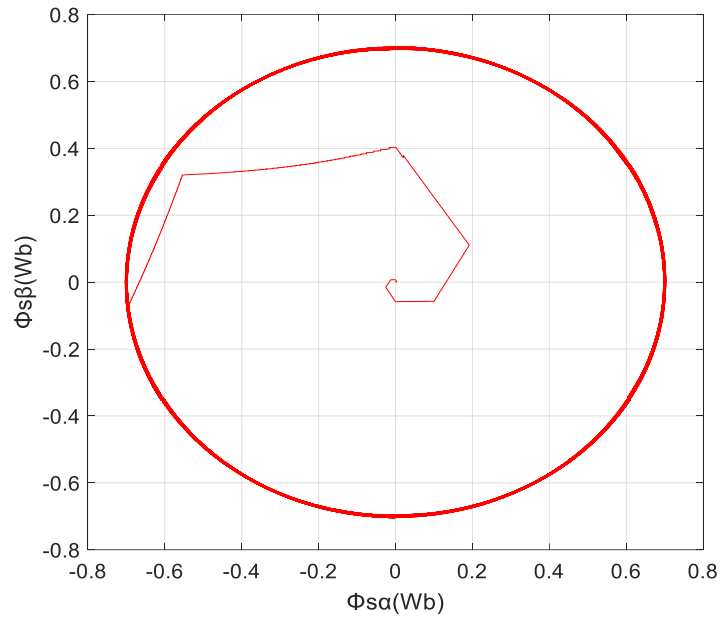


Figure III-13 Flux statorique

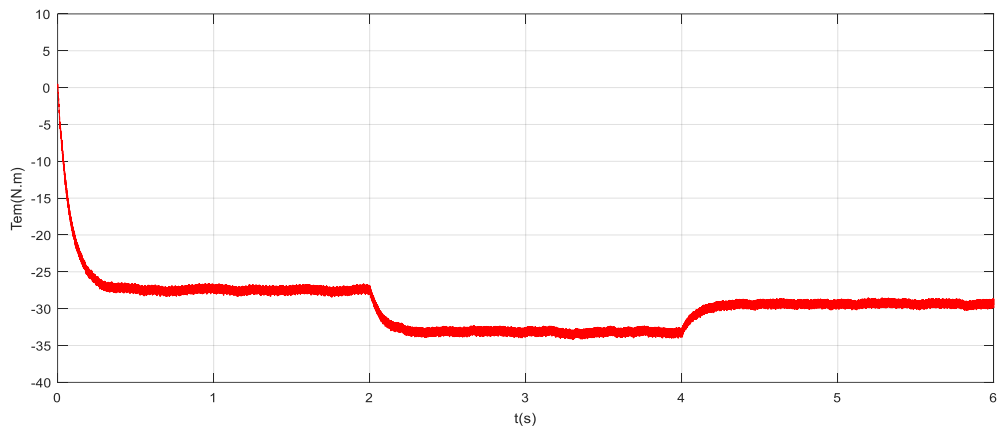


Figure III-14 Couple électromagnétique

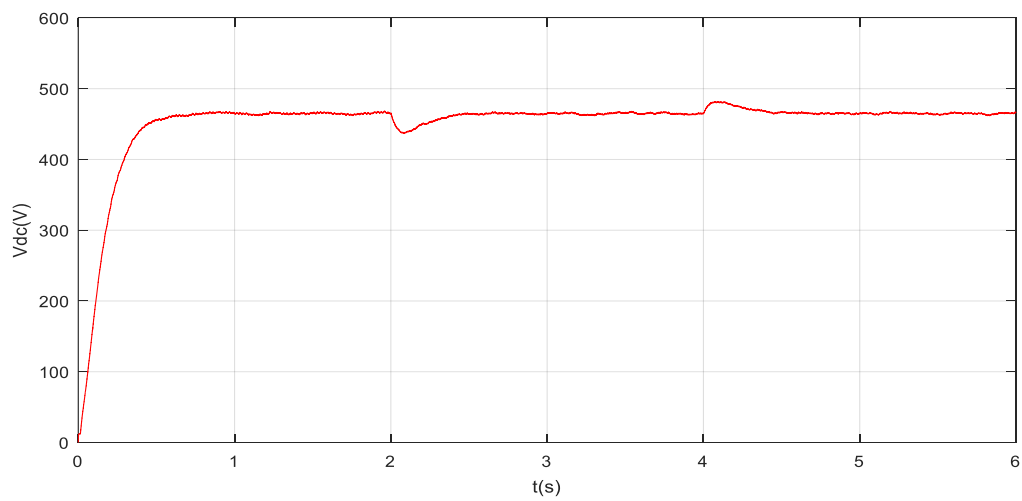


Figure III-15 Tension de bus contenu



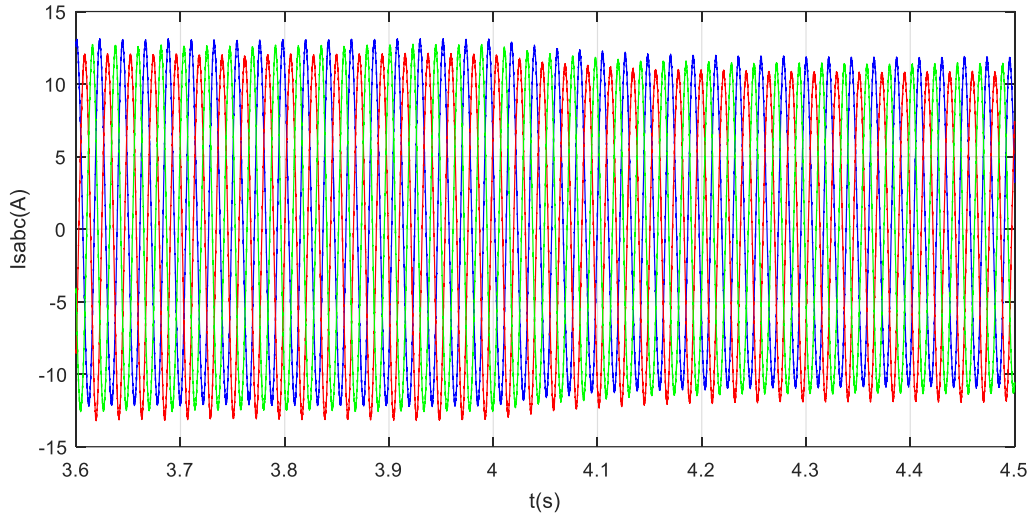


Figure III-16 Courants statoriques

**III.2.12.3 L'influence de la variation de la tension redressée  $V_{dc-réf}$**

Comme troisième test pour les performances de la commande directe du couple, une variation de la tension  $V_{dc-réf}$  a été faite est représentée sur la figure (III-19), la valeur de  $V_{dc-réf}$  est initialement égale à 465V, a l'instant  $t=2s$   $V_{dc-réf}$  est augmentée a 500V puis a l'instant  $t=4s$   $V_{dc-réf}$  est diminuée a 430V. La vitesse de rotation de la génératrice a été fixée a la vitesse de synchronisme (78.5rad/s), la valeur de référence du flux statorique et celle de la résistance sont les mêmes que pour le premier test.

Les résultats sont représentés ci-dessous. Tout comme pour les deux premier tests le flux statorique représenté sur la figure (III-17) est toujours insensible à la variation de la tension redressée ( $V_{dc-réf}$ ). L'évolution temporelle du couple électromagnétique figure (III-18) est proportionnel à la tension redressée cela signifie que le couple est influencé par la variation de la tension redressée. Les courant statorique ( $I_{sabc}$ ) (figure (III-20)) ils évoluent dans le même sens que l'évolution de la tension redressée.

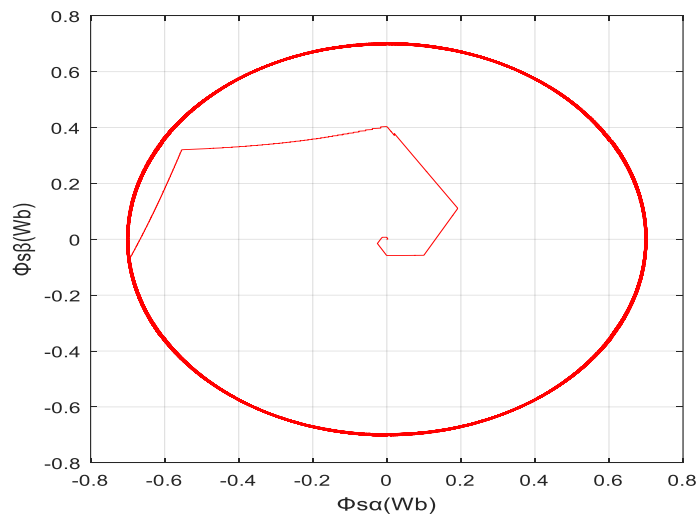


Figure III-17 Flux statorique

## CHAPITRE III : Simulation

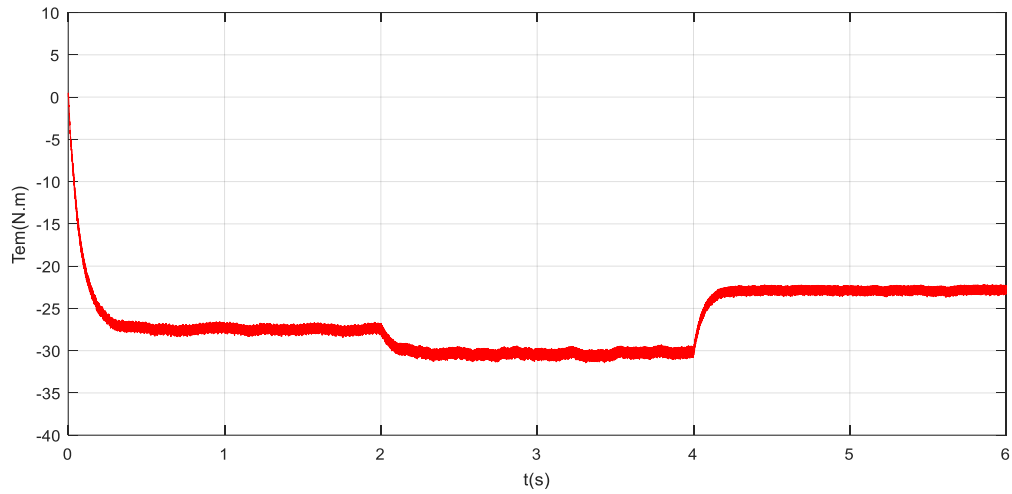


Figure III-18 Couple électromagnétique

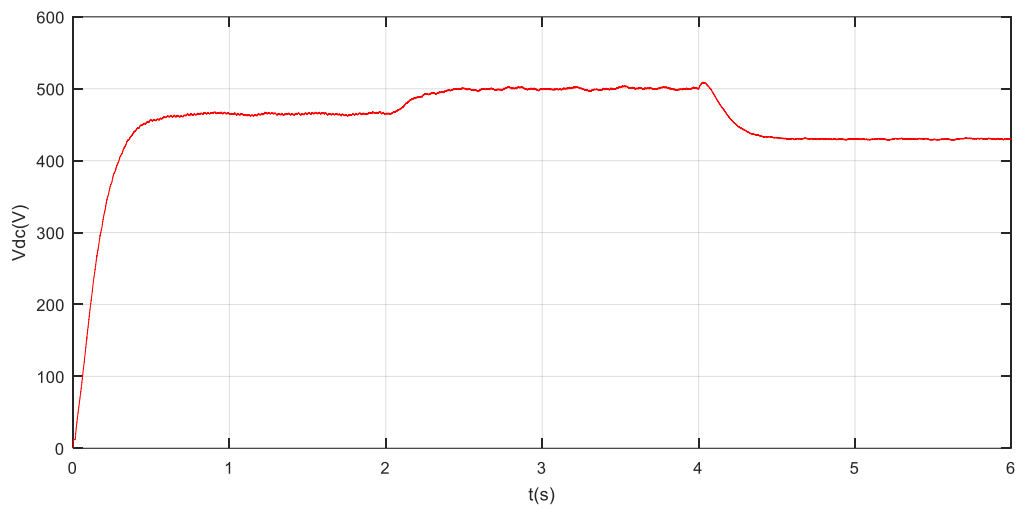


Figure III-19 Tension de bus contenu

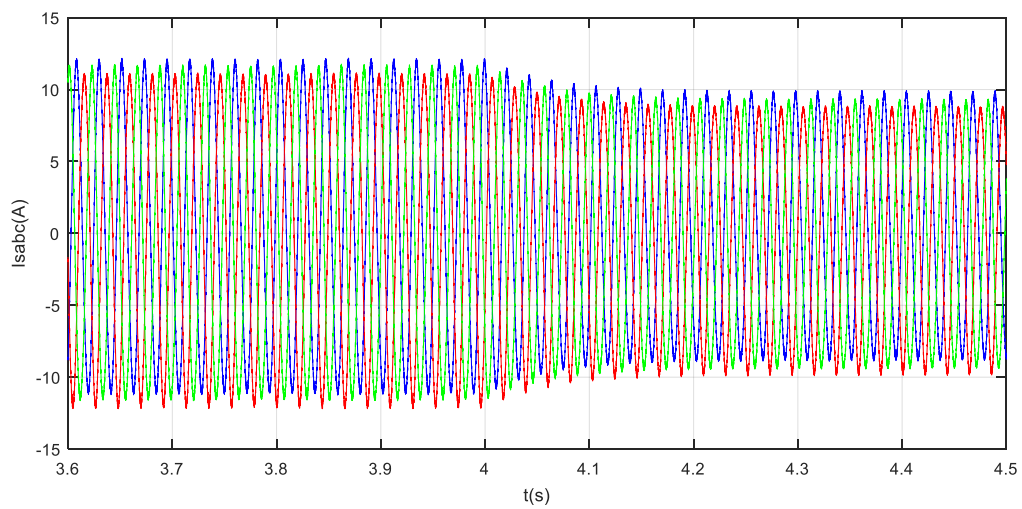


Figure III-20 Courants statorique

## CHAPITRE III : Simulation

D'une manière générale, les résultats obtenus sont satisfaisants, les objectifs de la commande sont atteints, avec une certaine sensibilité de la tension aux perturbations imposées par la variation de la charge. Cependant, les inconvénients majeurs de cette commande sont liés à l'existence des ondulations importantes dans le couple due à l'utilisation des comparateurs à hystérésis. L'objet de la prochaine commande est de développer une solution pour pallier ces problèmes via l'utilisation de la commande directe floue du couple.

### III.3 Commande directe floue de couple (DTFC) d'une MAS

#### III.3.1 Historique de la logique floue

Ce sont les paradoxes logiques et les principes de l'incertitude 'd'Heisenberg' développées par des chercheurs américains dans les années 20 et 30 qui ont conduit au développement de la "logique à valeurs multiples". En 1937, le philosophe 'Max Black' a appliqué la logique continue, qui se base sur l'échelle des valeurs vraies {0, 1/2 et 1}, pour classer les éléments ou les symboles. Mais ce n'est qu'en 1965 que les bases théoriques de cette logique sont proposées par le professeur Lotfi Zadeh de l'université de Californie de Berkeley, dans un article intitulé «Fuzzy sets» (Ensembles flous). Cet automaticien, de réputation internationale, a depuis réalisé de nombreuses avancées théoriques qui ont contribué à la modélisation de phénomènes sous forme floue, dans le but de palier les limitations dues aux incertitudes des modèles classiques à équation différentielle.

Voici l'essentiel de l'historique de la logique floue :

- En 1965 : Lotfi Zadeh propose d'appliquer la logique floue pour résoudre les problèmes de réglage ;
- En 1974 : le professeur Mamdani propose à Londres, une première application très encourageante du réglage par la logique floue et développe une stratégie pour le contrôle d'une chaudière à vapeur
- En 1978 : c'est la société danoise F.L. Smidth-Fuller qui réalise le contrôle d'un four à ciment : c'est la première véritable application industrielle de la logique floue ;
- En 1983 : c'est un épurateur d'eau à commande par la logique floue qui est mis au point avec succès ;

A partir de 1980, la logique floue est introduite par le chercheur T. Sajino au Japon. Ce type de commande fût alors l'objet des premières réalisations remarquables développées à la fin des années 80 et au début des années 90 telles que le métro Sendai (1987) et le lave-linge Aïsaigo Pay Fuzzy de Matsushita (1990) [22].

#### III.3.2 Définition de la logique floue

La logique floue est une approche utilisée en intelligence artificielle qui est basée sur des "valeurs ou degrés de vérité" sous la forme de chiffres réels compris entre 0 et 1. En cela, elle diffère de la logique booléenne qui repose sur deux valeurs "vraies ou fausses" (1 ou 0). Autrement dit, cette logique dite polyvalente admet la possibilité de vérités partielles, situées entre les deux extrêmes 0 et 1[24].

## CHAPITRE III : Simulation

### III.3.3 But de la logique floue

La commande floue a pour but de traiter des problèmes de commande classique de processus à partir uniquement de connaissances de comportement que les spécialistes du procédé doivent formuler sous forme linguistique (floue) [22].

### III.3.4 Principe de la logique floue

Le principe de réglage par logique floue s'approche de la démarche humaine du fait que les variables traitées ne sont pas des variables logiques mais des variables linguistiques, proches du langage humain. De plus, ces variables linguistiques sont traitées à l'aide des règles qui font référence à une certaine connaissance du comportement du système. Toute une série de notions fondamentales est développée dans la logique floue. Ces notions permettent de démontrer et de justifier certains principes de base [23].

### III.3.5 Propriétés des Ensembles Flous

- **Support**

On appelle "support" un ensemble flou A dans U l'ensemble ordinaire de point u dans U tel que  $\mu_A(u) > 0$ . Il est noté par  $S(A)$ , et défini par [23]:

$$S(A) = \{u \in U / \mu_A(u) > 0\} \quad (\text{III-29})$$

L'ensemble flou dont le support est un ensemble singleton est appelé « singleton flou »

- **Hauteur**

La "hauteur " d'un ensemble flou A est la plus grande valeur du degré d'appartenance  $\mu_A(u)$ . Elle est notée par  $hgt(A)$  et définie par [23]:

$$hgt(A) = \max_{u \in U} \mu_A(u) \quad (\text{III-30})$$

Un ensemble flou A est appelé normal si  $hgt = 1$ , et sous normal si  $hgt(A) < 1$

- **Noyau**

Le noyau d'un ensemble flou A, noté  $C(A)$  est l'ensemble ordinaire qui contient tous les éléments totalement possibles u dans U de A. Il est noté par  $C(A)$  et défini comme suit [23]:

$$C(A) = \{u \in U / \mu_A(u) = 1\} \quad (\text{III-31})$$

S'il y a un seul point avec un degré d'appartenance égale à 1, alors ce point est appelé la valeur module de A.

### III.3.6 Différentes formes de fonction d'appartenance

En général, on utilise pour les fonctions d'appartenance trois formes géométriques : trapézoïdale, triangulaire et de cloche. Les deux premières sont les plus souvent employées en raison de leurs simplicités. L'allure de la forme trapézoïdale est complètement définie par quatre points P1, P2, P3 et P4 comme présenté par la figure (III-21). Le triangle peut être considéré un cas particulier

## CHAPITRE III : Simulation

du trapèze lorsque deux points coïncident ( $P_2=P_3$ ). La forme rectangulaire est comprise dans le trapèze si ( $P_1, P_2$ ) et ( $P_3, P_4$ ) se trouvent sur une verticale [23].

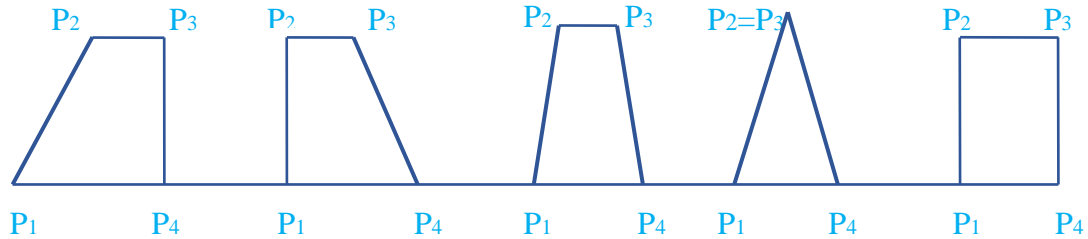


Figure III-21 Fonctions de forme trapézoïdale

Dans la plupart des cas, en particulier pour le réglage par logique floue, les deux premières formes sont suffisantes pour délimiter des ensembles flous. Cependant, la forme de cloche qui donne dans certains cas une meilleure représentation des ensembles flous, peut être aussi utilisée [23].

### III.3.7 Variables linguistiques

Le concept des variables linguistiques joue un rôle important dans le domaine de la logique floue. C'est une variable définie à base de mots ou des phrases au lieu des nombres. En effet, la description d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'un procédé contient en général des expressions floues comme "quelque, beaucoup, souvent, chaud, froid, rapide, lent, grand, petit ...etc. Ce genre d'expressions forme ce qu'on appelle des variables linguistiques de la logique floue [24].

### III.3.8 Opérations sur Les Ensembles Flous

Les opérations de base sur les ensembles flous son comme suit :

➤ **Union (opérateur « OÙ »)**

L'union de deux ensembles flous A et B de X est l'ensemble flou constitué des éléments de X affecté du plus grand de leurs deux degrés d'appartenance [22]. Elle est définie comme l'ensemble flou  $A \cup B$ , tel que :

$$\forall x \in X \quad \mu_{A \cup B}(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{III-32})$$

➤ **Intersection (opérateur "ET")**

L'intersection de deux ensembles flous A et B de X est l'ensemble flou constitué des éléments de X affecté du plus petit de leurs deux degrés d'appartenance [22]. Elle est définie comme l'ensemble flou  $A \cap B$ , tel que:

$$\forall x \in X \quad \mu_{A \cap B}(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{III-33})$$

➤ **Complémentation (opérateur "NON")**

La fonction d'appartenance du complément d'un ensemble. L'opérateur "non" est réalisé par [22]:

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (\text{III-34})$$

## CHAPITRE III : Simulation

### III.3.9 Implication floue

Les opérateurs utilisés en commande floue sont les implications de Mamdani et de Larsen [25] :

➤ **Implication de Mamdani**

$$\mu_R(x, y) = \min(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (\text{III-35})$$

➤ **Implication de Larsen**

$$\mu_R(x, y) = \mu_A(x) \times \mu_B(y) \quad (\text{III-36})$$

### III.3.10 Principes généraux d'une commande par logique floue

- **Bloc de fuzzification**

La première étape de fonctionnement d'un contrôleur flou est la fuzzification. Comme son nom l'indique, elle consiste à transformer les variables 'entrée exacte', en variable floue. La variable introduite dans le système est appliquée à toutes les fonctions d'appartenance, et celles-ci retournent le degré d'appartenance de la variable d'entrée à chaque étiquette donnée [26].

- **Bloc de base de connaissance**

La base de règles floues, ou base de connaissances, contient des règles floues décrivant le comportement du système, elle est le cœur du système entier dans le sens où tous les autres composants sont utilisés pour interpréter et combiner ces règles afin de former le système finale elle est composée [25]:

1. D'une base de données fournissant les informations nécessaires pour les fonctions de normalisation.
2. La base de règle constitue un ensemble d'expressions linguistique structurées autour d'une connaissance d'expert, et représentée sous forme de règles :

Si <condition> Alors <conséquence>

- **Moteur d'inférence**

C'est le cœur de la commande floue, il possède la capacité de simuler les décisions humaines et de déduire les actions de commande floue à l'aide de l'implication floue et des règles d'inférence dans la logique floue.

- **Bloc défuzzification**

Il établit les plages de valeurs pour les fonctions d'appartenance à partir des valeurs des variables de sortie et effectue une défuzzification qui fournit un signal de commande non-flou à partir du signal flou déduit [22].

- **Interface de défuzzification**

La défuzzification a pour rôle de fournir une action physique de contrôle à partir d'une action de contrôle flou, il existe plusieurs stratégies de défuzzification, les plus utilisées sont [25] :

- La technique du maximum.

## CHAPITRE III : Simulation

- La technique de la moyenne pondérée.
- La technique du centre de gravité.
- La technique des hauteurs pondérées.

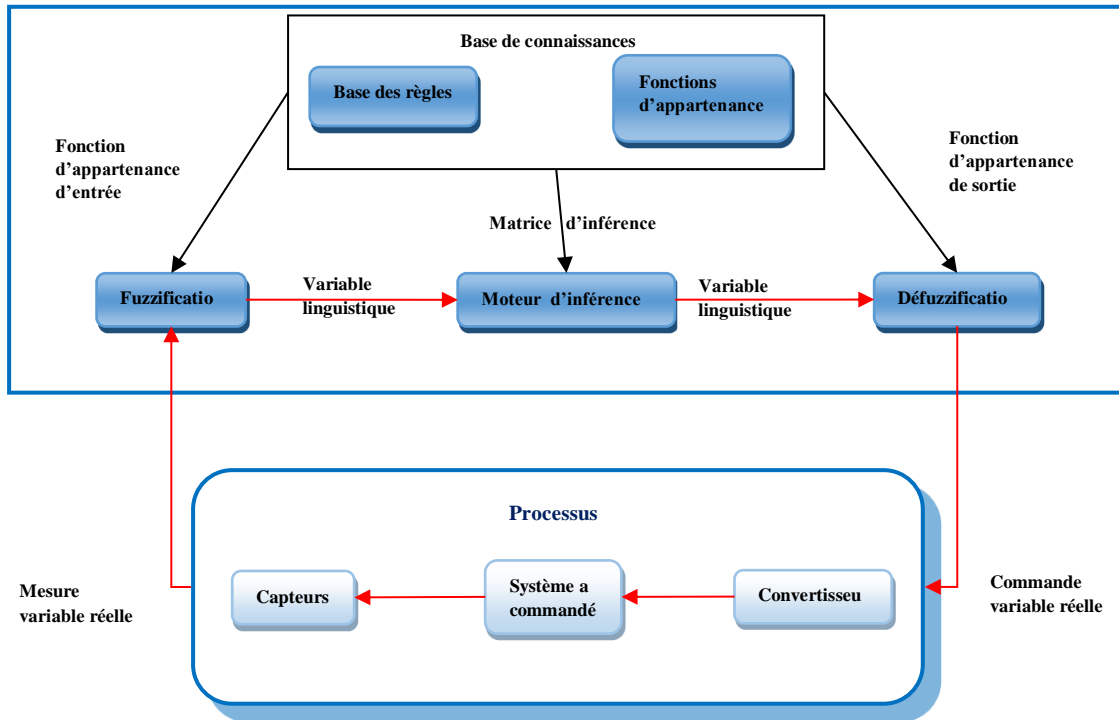


Figure III-22 Principe de la commande par logique floue

### III.3.11 Commande directe floue de couple de la MAS

La commande DTC conventionnelle offre une réponse rapide et précise du couple électromagnétique et du flux statorique. Par contre, les inconvénients majeurs de cette commande sont l'existence des ondulations importantes dans le couple, le flux statorique et le courant due à l'utilisation des comparateurs à hystérésis. Dans cette partie, la commande directe floue du couple (DTFC : Direct Torque Fuzzy Control) a été proposée afin d'améliorer les performances de la commande DTC conventionnelle. Cette méthode propose de remplacer les comparateurs à hystérésis et la table de sélection par un contrôleur basé sur un système d'inférence flou [23].

#### III.3.11.1 Stratégie de fuzzification

Les figures (III-23) à (III-25) présentent les fonctions d'appartenances pour les variables d'entrées et de sorties du système d'inférence flou. Des fonctions d'appartenances trapézoïdales et triangulaires ont été choisies. L'entrée erreur de flux est composée de trois ensembles flous N (négatif), Z (zéro) et P (positif). Cinq ensembles flous forment les fonctions d'appartenances de l'erreur de couple, NL (négatif grand), NS (négatif petit), Z (zéro), PS (positif petit) et PL (positif grand) ont été considérés [23].

### CHAPITRE III : Simulation

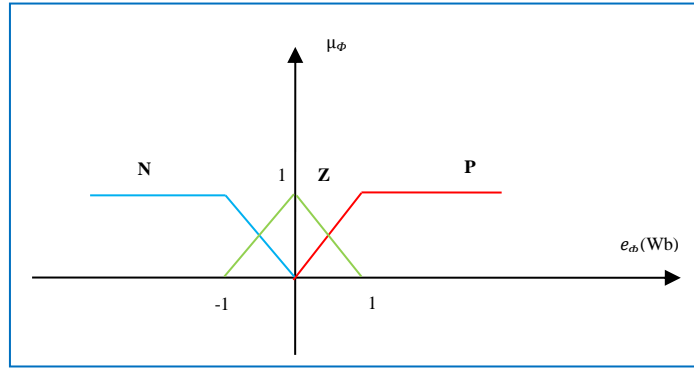


Figure III-23 Les fonctions d'appartenances de l'erreur de flux  $e_\phi$

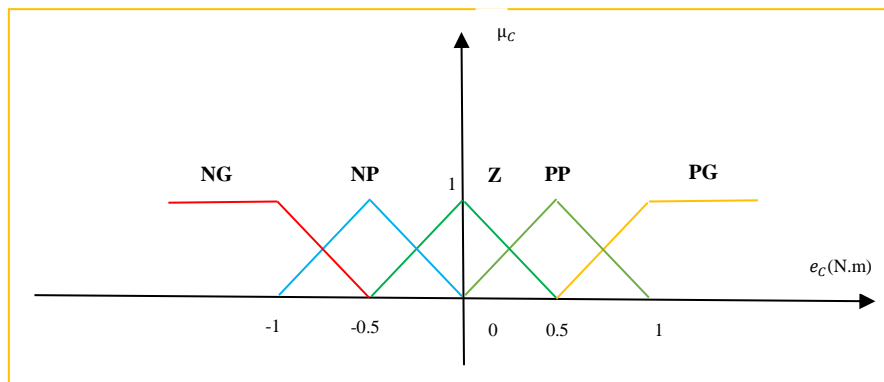


Figure III-24 Les fonctions d'appartenances de l'erreur de couple  $T_{em}$ .

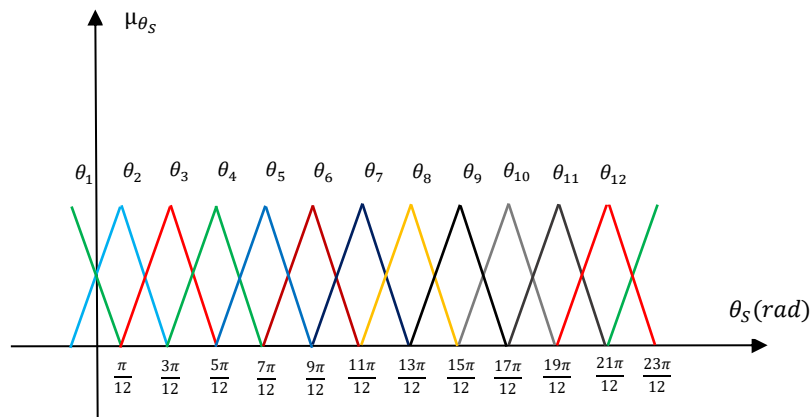


Figure III-25 Les fonctions d'appartenances de l'angle  $\theta_s$ .

Afin d'avoir un réglage fin, le discours de l'univers de l'angle du vecteur flux statorique est divisé en douze ensembles flous de  $\theta_1$  à  $\theta_{12}$ . Le nouveau espace d'évolution du flux statorique dans le plan  $(\alpha, \beta)$  sur 12 secteurs est introduit dans la figure (III-26) [23].



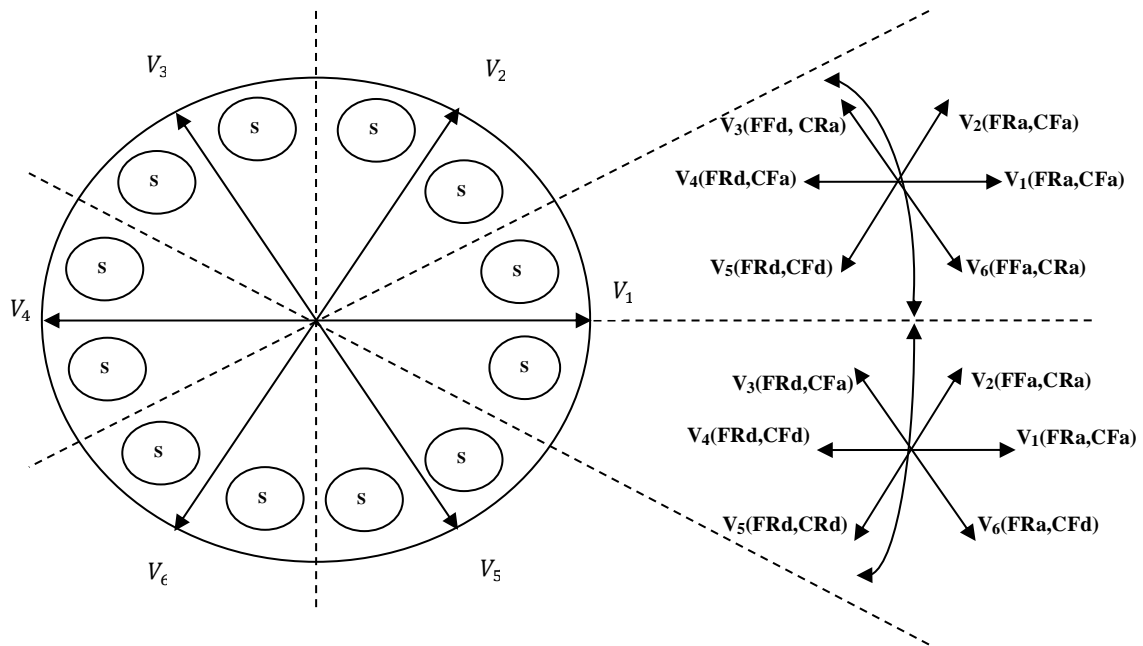


Figure III-26 Vecteur flux statorique dans le plan  $(\alpha, \beta)$ . FRa/FRd: flux rapide augmentation /diminution. FFa/FFd: flux faible augmentation /diminution. CRa/CRd: Couple rapide augmentation /diminution. CFa/CFd: Couple faible augmentation /diminution.

La variable de sortie du système d'inférence est divisée en huit singletons, deux tensions nulles ( $V_0$  et  $V_7$ ) et six tensions non nulles. Les fonctions d'appartenance de la variable de sortie sont illustrées dans la figure (III-27).

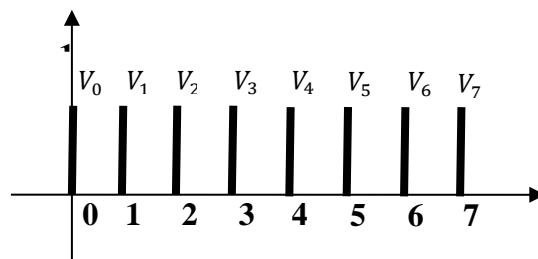


Figure III-27 Les fonctions d'appartenance de la sortie.

### III.3.12 Table des règles de sélection floue des vecteurs de tensions

Le nombre des ensembles flous et celui des règles ne sont pas exhaustifs. On a choisi ces ensembles flous pour un meilleur résultat. Plus on augmente le nombre de ces ensembles plus on aura plus de règles et par conséquent le travail devient minutieux [23].

## CHAPITRE III : Simulation

Tableau III-2 Base de règles adoptées

$e_\phi$	$e_T$	$\theta_1$	$\theta_2$	$\theta_3$	$\theta_4$	$\theta_5$	$\theta_6$	$\theta_7$	$\theta_8$	$\theta_9$	$\theta_{10}$	$\theta_{11}$	$\theta_{12}$
<b>P</b>	<b>PL</b>	V1	V2	V2	V3	V3	V4	V4	V5	V5	V6	V6	V1
	<b>PS</b>	V2	V2	V3	V3	V4	V4	V5	V5	V6	V6	V1	V1
	<b>Z</b>	V0	V7	V7	V0	V0	V7	V7	V0	V0	V7	V7	V0
	<b>NS</b>	V6	V6	V1	V1	V2	V2	V3	V3	V4	V4	V5	V5
	<b>NL</b>	V6	V6	V1	V1	V2	V2	V3	V3	V4	V4	V5	V5
<b>Z</b>	<b>PL</b>	V2	V2	V3	V3	V4	V4	V5	V5	V6	V6	V1	V1
	<b>PS</b>	V2	V3	V3	V4	V4	V5	V5	V6	V6	V1	V1	V2
	<b>Z</b>	V7	V0	V0	V7	V7	V0	V0	V7	V7	V0	V0	V7
	<b>NS</b>	V7	V0	V0	V7	V7	V0	V0	V7	V7	V0	V0	V7
	<b>NL</b>	V5	V6	V6	V1	V1	V2	V2	V3	V3	V4	V4	V5
<b>N</b>	<b>PL</b>	V2	V3	V3	V4	V4	V5	V5	V6	V6	V1	V1	V2
	<b>PS</b>	V3	V3	V4	V4	V5	V5	V6	V6	V1	V1	V2	V2
	<b>Z</b>	V0	V7	V7	V0	V0	V7	V7	V0	V0	V7	V7	V0
	<b>NS</b>	V4	V5	V5	V6	V6	V1	V1	V2	V2	V3	V3	V4
	<b>NL</b>	V5	V5	V6	V6	V1	V1	V2	V2	V3	V3	V4	V4

### III.3.13 Simulation de la commande floue directe du couple

La plupart des blocs existant dans la commande DTC floue sont identiques à ceux du contrôle par DTC classique figure (III-28). La figure (III-29) représente un schéma explicatif des différentes étapes de l'ensemble floue.

### CHAPITRE III : Simulation

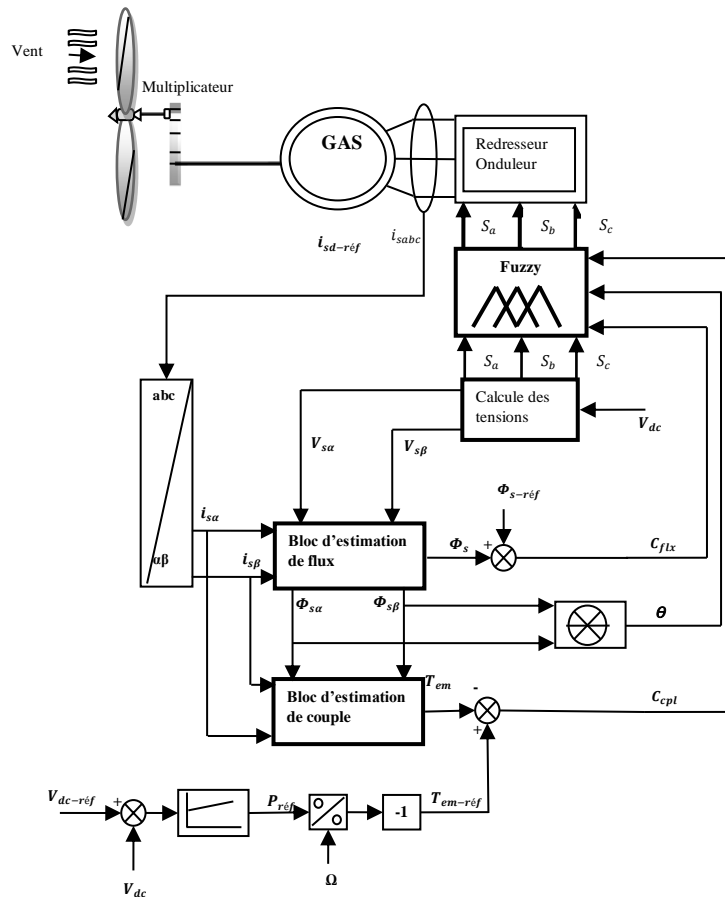


Figure III-28 Schéma de principe du contrôle direct flux du couple étudié.

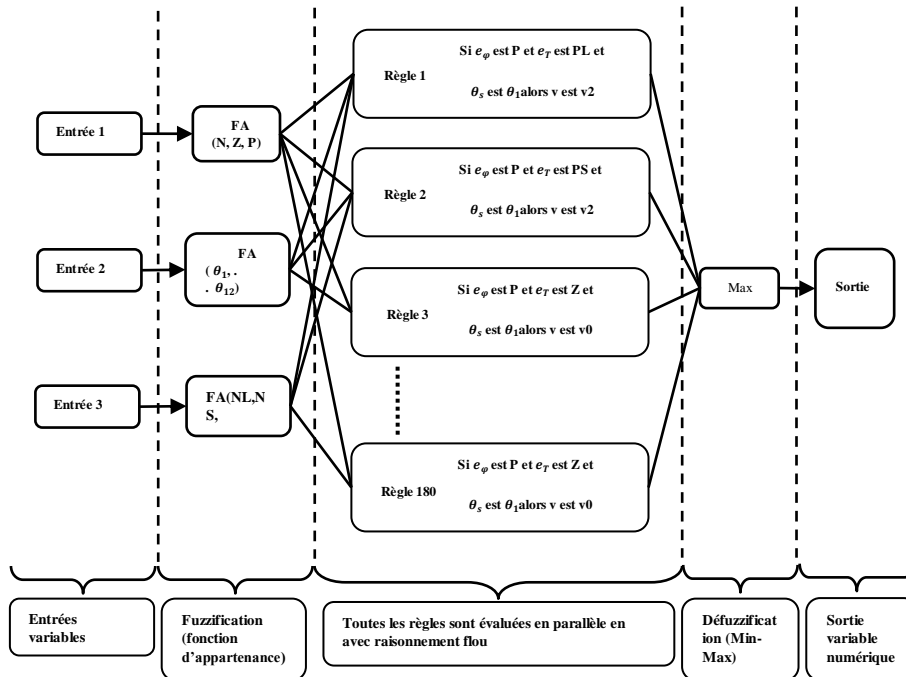


Figure III-29 Diagramme de système d'inférence flou

## CHAPITRE III : Simulation

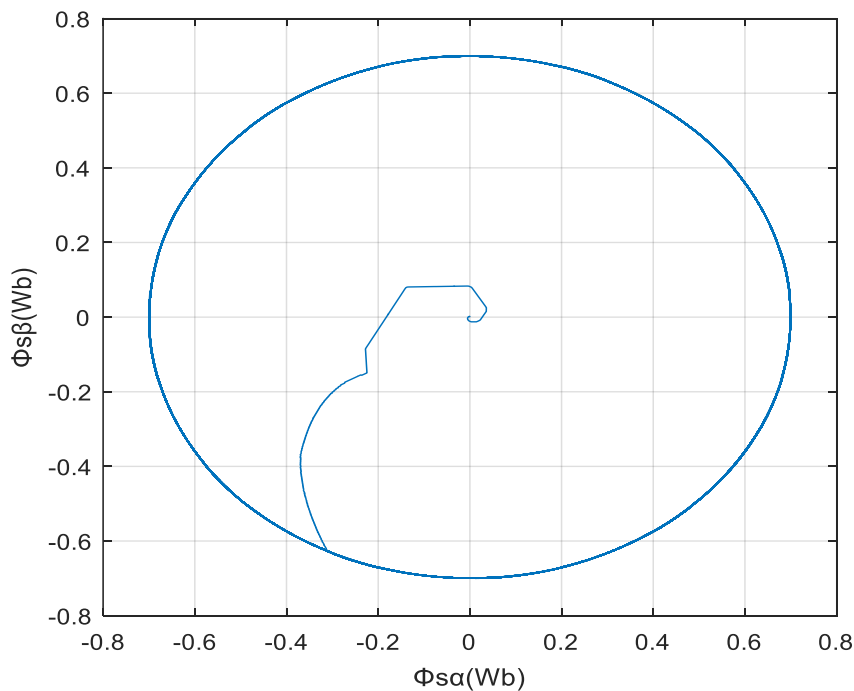
Pour la fuzzification de chaque variable d'entrée réelle, on calcul ses degrés d'appartenance aux ensembles flous qui lui sont associés. Dans l'étape de défuzzification, on réalise l'opération inverse, à savoir, obtenir une valeur réelle de la sortie à partir des surfaces obtenues dans l'étape d'inférence. Notons qu'il existe plusieurs méthodes de défuzzification, parmi les méthodes utilisées, on a choisi la méthode du calcul du maximum [27].

### III.3.14 Résultats de simulation

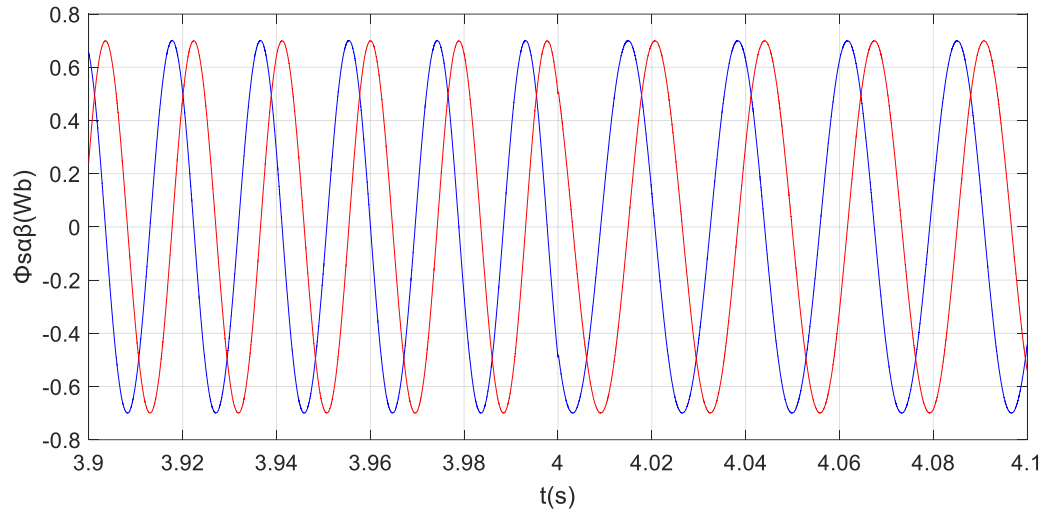
Les différentes simulations effectuées concernent les mêmes régimes de fonctionnement que ceux introduits dans la commande DTC conventionnelle présentée dans la première partie.

Les résultats obtenus sont représentés sur les figures ci-dessous. Les figures notées avec la lettre (a) désignent les résultats obtenus suite au test de la variation de la vitesse, les figures notées (b) sont celles obtenus suite à la variation de la charge et celles notées (c) sont celles obtenues au test de variation de la tension redresser de référence.

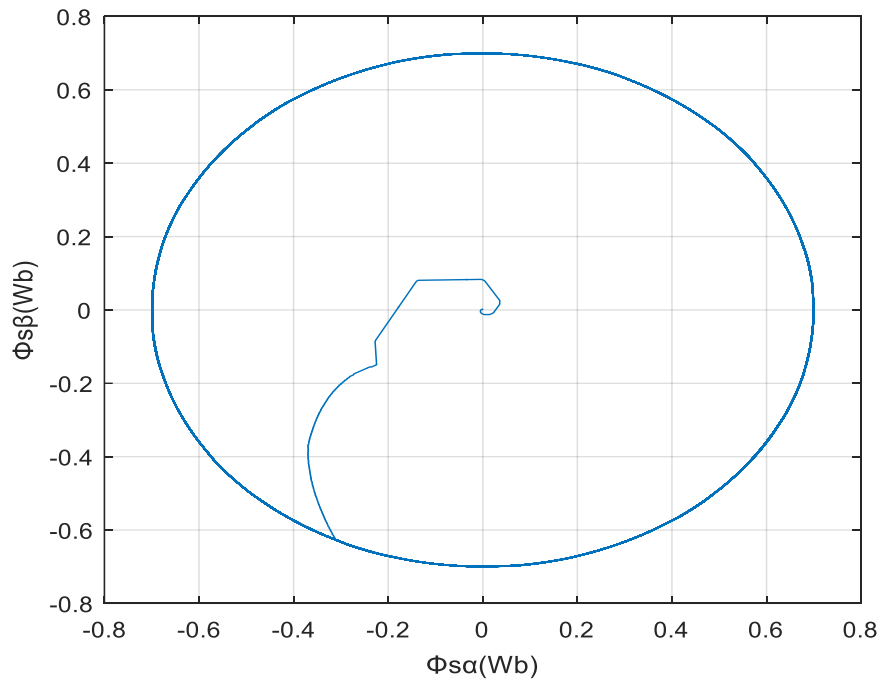
On remarque que dans les trois tests, les résultats obtenus ont les mêmes comportements que ceux obtenus dans la commande précédente sauf que cette fois, on peut remarquer qu'ils sont beaucoup plus précis et plus stables avec un meilleur temps de réponse. Les figures illustrent aussi une réduction importante des ondulations du couple, du flux, de la tension redressée et du courant de la machine asynchrone avec la commande DTFC.



### CHAPITRE III : Simulation

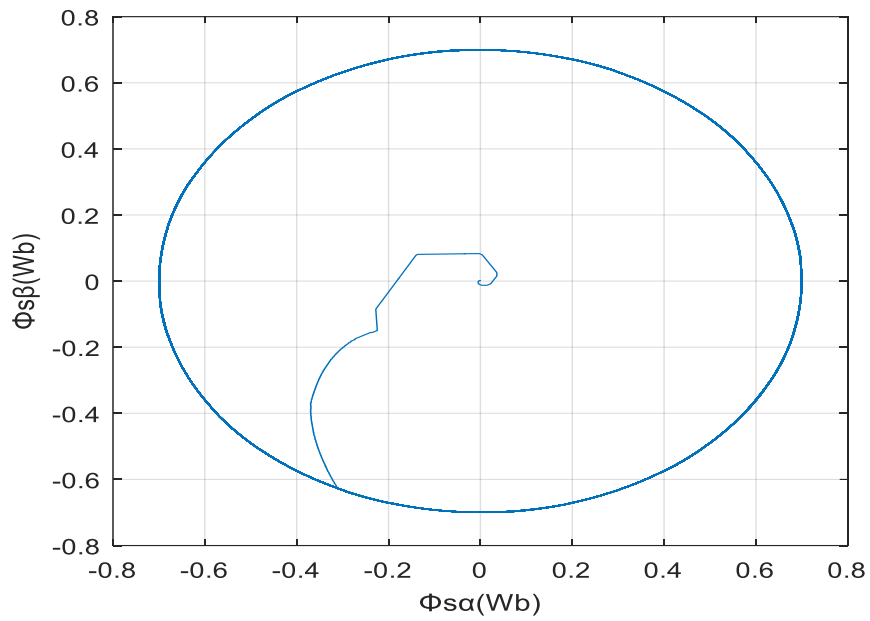


(a)



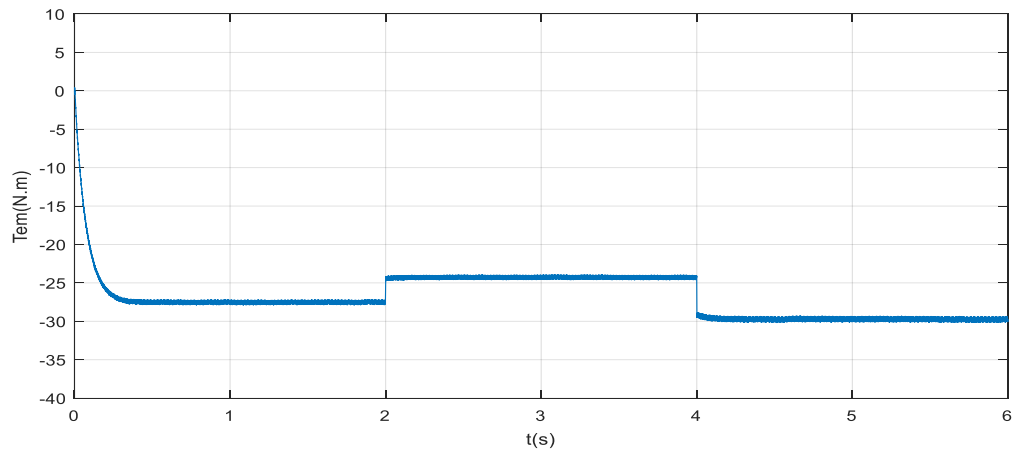
(b)

### CHAPITRE III : Simulation

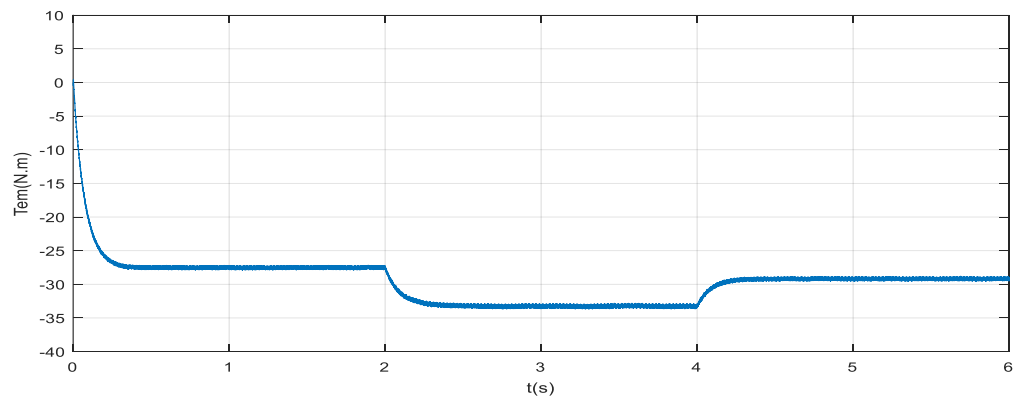


(c)

Figure III-30 Flux statorique

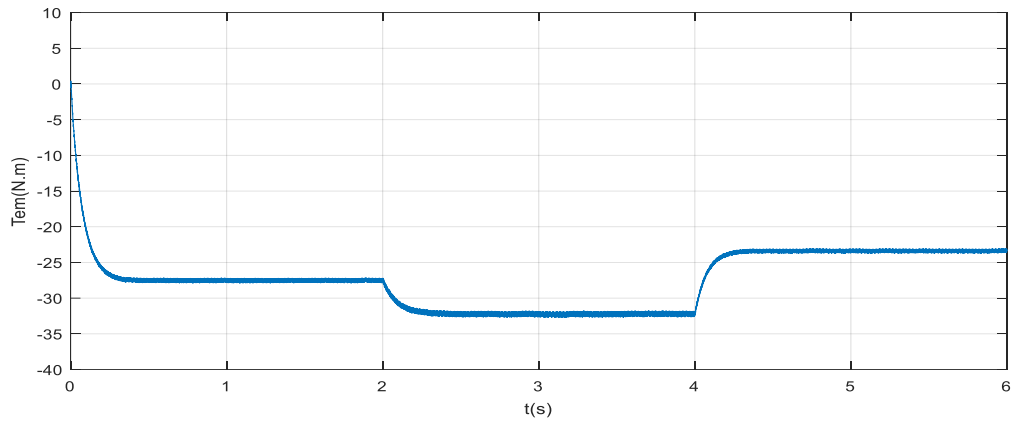


(a)



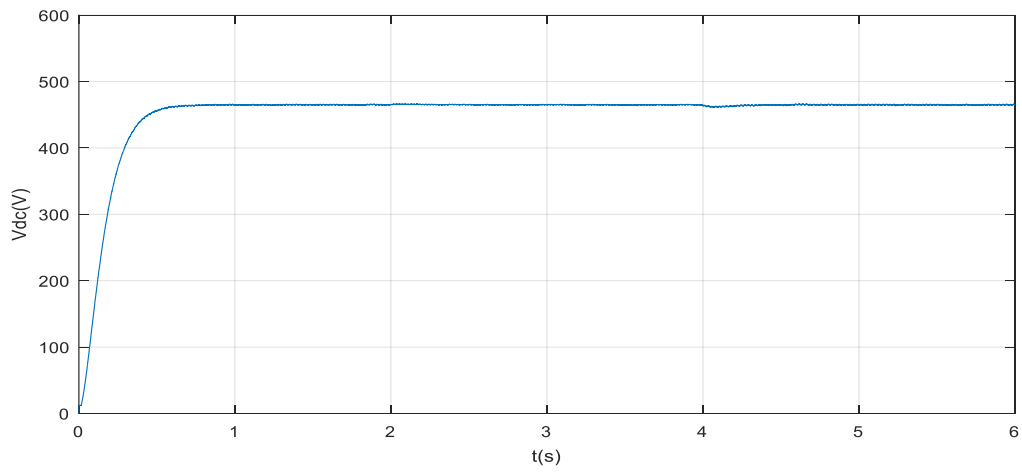
(b)

## CHAPITRE III : Simulation

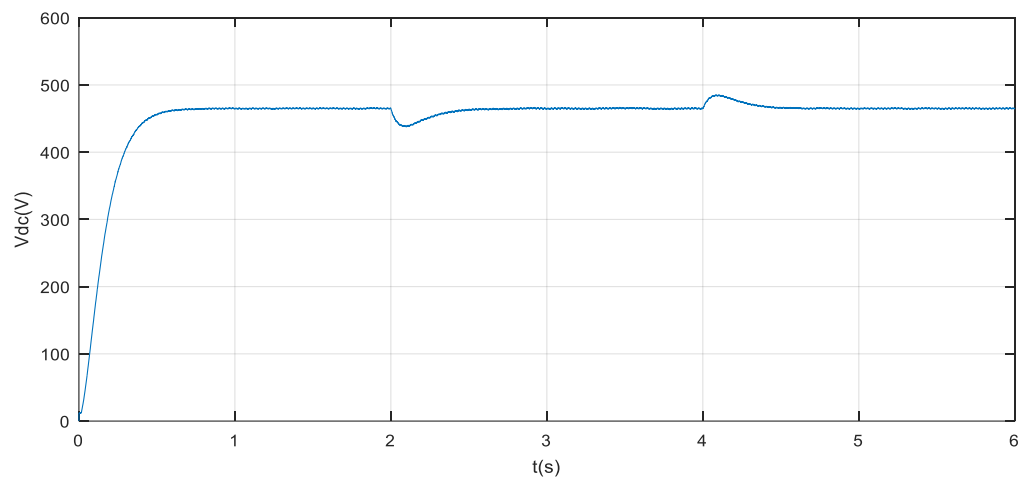


(c)

Figure III-31 Couple électromagnétique

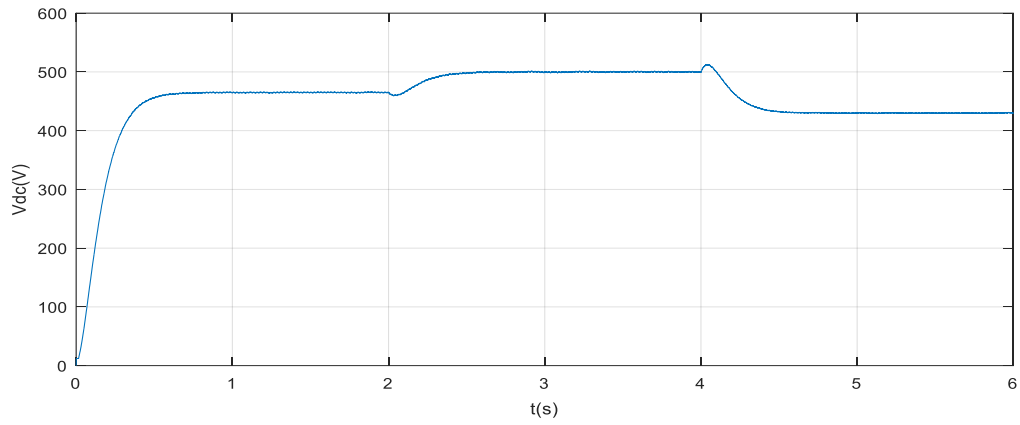


(a)



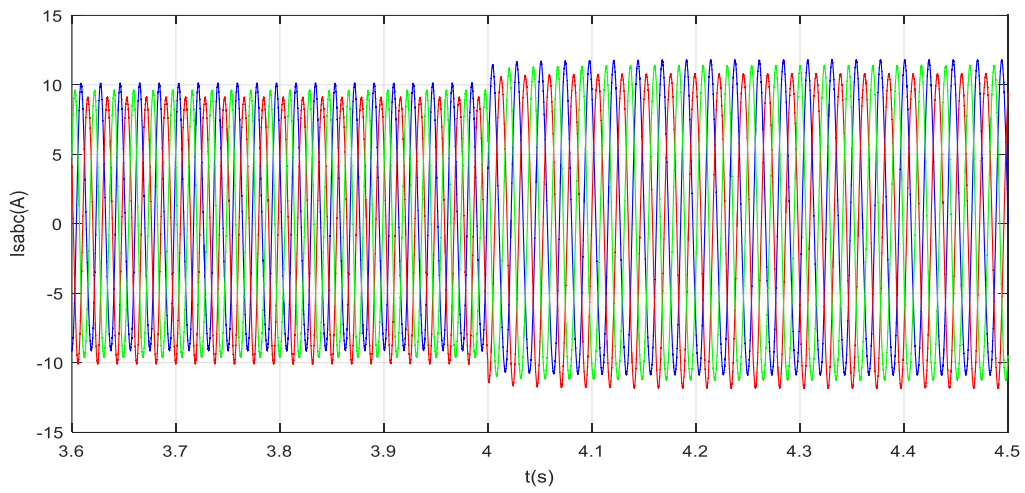
(b)

## CHAPITRE III : Simulation

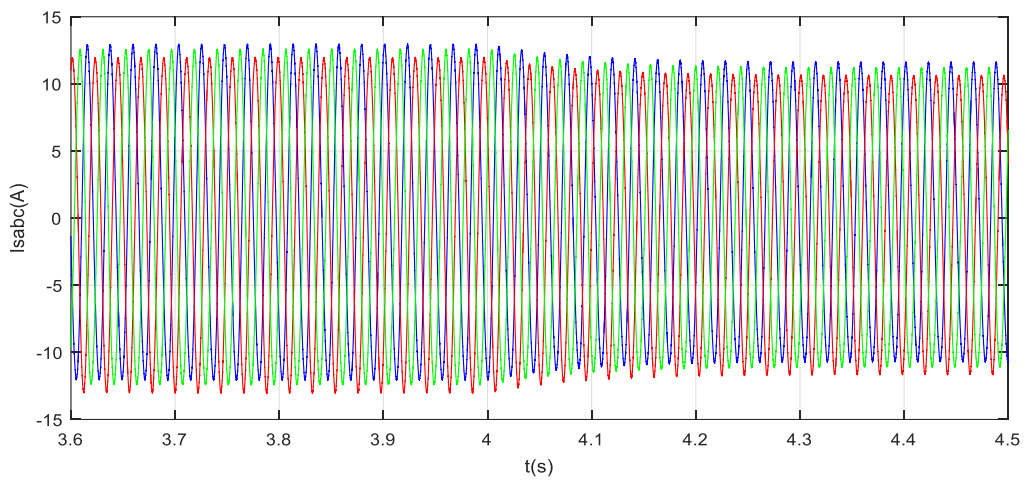


(c)

Figure III-32 Tension de bus contenu

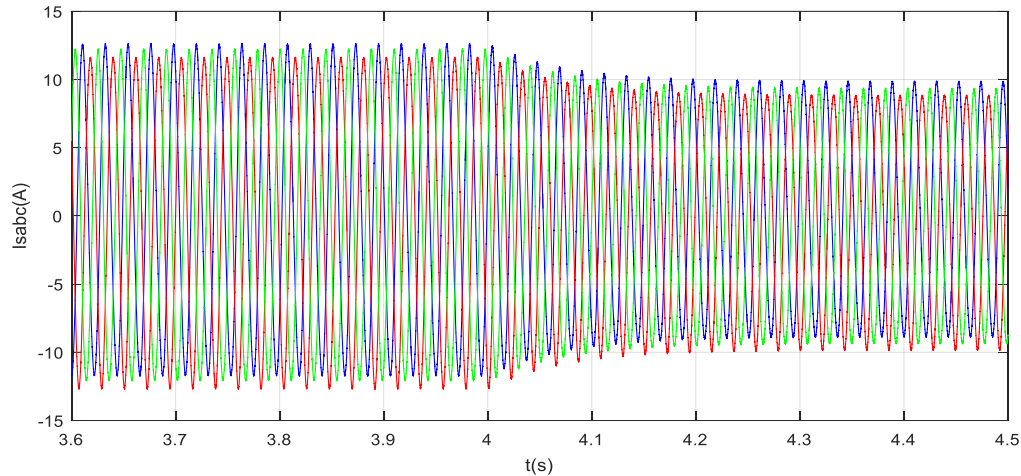


(a)



(b)





(c)

Figure III-33 Courants statorique

### III.4 Conclusion

Dans la première partie de ce dernier chapitre, on a étudié l'influence de la variation de la vitesse, de la charge et de la tension redressée de référence, en appliquant la commande DTC conventionnelle sur la génératrice asynchrone à cage d'écureuil. Les résultats obtenus sont cohérents ce qui démontre que cette commande permet d'atteindre les objectifs souhaités. Cependant, la présence des comparateurs à hystérésis induit des ondulations importantes au couple électromagnétique, au flux statorique ainsi qu'à la tension redressée.

Dans la deuxième partie, on a présenté d'une manière générale la logique floue et son application dans la commande DTC, on a réalisé et simulé la DTFC sous MATLAB Simulink avec les mêmes paramètres que la première commande. Les résultats obtenus montrent que la DTFC pallier le problème rencontré dans la commande DTC conventionnelle en réduisant les ondulations causées par les correcteurs à hystérésis tout en donnant une repense plus précise et plus rapide.

# *Conclusion générale*

## Conclusion générale

Dans ce travail, on a appliqué une nouvelle solution technologique dans la commande des machines électriques. Plus particulièrement, on a intégré une technique de l'intelligence artificielle, telle que la logique floue dans l'élaboration de la commande DTC de la machine asynchrone.

Dans une première phase, on a présenté un état de l'art sur l'énergie éolienne qui inclut le principe de fonctionnement d'une chaîne de conversion éolienne, ainsi que les deux modes d'exploitation à savoir le mode connecté au réseau et le mode autonome avec les types de machine adaptés à chaque mode. On a conclu grâce aux travaux de recherche de la littérature consultés que la robustesse et les autres avantages de la machine asynchrone à cage l'ont rendu plus adéquate pour l'éolienne autonome. Et pour finir, on a donné quelques exemples des modes d'excitations de la génératrice asynchrone à cage choisie pour étude dans la suite de notre travail.

La deuxième phase de ce travail est composée de deux parties. Dans la première, on a modélisé les différentes parties du système étudié à savoir la machine asynchrone et les convertisseurs statiques. Dans la deuxième partie de ce chapitre, afin de valider le modèle de la machine asynchrone, on a simulé cette machine en mode moteur sous MATLAB-Simulink.

La troisième phase est subdivisée en deux parties.

Durant la première partie, on a mis en œuvre une stratégie de commande DTC. Cette technique de commande a été implémentée sous le logiciel MATLAB-Simulink simulant la génératrice asynchrone qui débite sur un redresseur à MLI qui alimente une charge résistive au niveau du bus continu. Ses performances ont ensuite été qualifiées à travers des résultats de simulation pour des variations de la vitesse, de la charge et de la tension redressée. Les résultats obtenus ont montré que la commande répond principalement aux besoins les plus critiques des lois de commande de la MAS en matière de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques de la machine et assurent un bon fonctionnement. Il faut signaler que malgré les performances dynamiques enregistrées au niveau des grandeurs couple électromagnétique et flux statorique, la commande DTC conventionnelle reste marquée par un inconvénient majeur lié à l'existence des ondulations importantes introduite par l'utilisation des comparateurs à hystérésis.

Dans la deuxième partie, on a présenté en premier lieu les principes de base de la logique floue et la manière de sa mise en œuvre. Ensuite, on a développé la commande directe floue de couple (DTFC) de la machine asynchrone qui a été par la suite simulée avec les mêmes conditions que la première commande. Les résultats de la commande DTFC montrent des améliorations remarquables au niveau des ondulations de couple et de flux. Ces améliorations sont marquées par une diminution des ondulations et une rapidité au niveau de la dynamique de couple et de flux pendant la phase de démarrage de la génératrice.

*Références  
bibliographiques*

## Références bibliographiques

- [01] ABBES, Mr. Dhaker. «cours Conversion électromécanique de l'énergie électrique.» U.Lille, 11 2014.
- [02] Abdnnour, Dissa. «Contrôle Direct du Couple du Moteur à Induction Sans Capteur de Vitesse Associée à un Observateur Non Linéaire.» mémoire magister. Batna, 2010.62
- [03] AKRABOU, Omar et AICHAOUI Belkheir. «Etude des paramètres météorologiques intervenant dans la simulation d'un parc éolien.» mémoire master. U.Adrar, 22 05 2017.
- [04] Alia, Salim et Guedda,smail. «Commande vectorielle d'une machine a induction.» mémoire master. U.El oued, El-Oued, 5 2018.
- [05] BENMESSAOUD Billal, FEDILA Ghilas. «Contrôle Directe du Couple et du Flux Rotorique dans une Génératrice Asynchrone Autonome.» mémoire master. U.Bejaia, 2017.
- [06] Bernard Multon, Olivier Gergaud, Hamid Ben Ahmed, Xavier Roboam,. «Etat de l'art des aerogenerateur électrique.» Article. ENS. Cachan,U.toulouse,U.le havre , 24 02 2012.
- [07] Cherfia, Naim. «Conversion d'énergie produite par des générateurs éolien.» mémoire ingénieur d'état. Univ. de Constantine, 2010.
- [08] Fahas, Sofiane. «Commande directe du couple appliquée à une machine à reluctance commutée à trois phases.» mémoire Maître. U.Laval, 2021.
- [09] GDAIM, Soufien. «Commande directe de couple d'un moteur asynchrone à base de techniques intelligentes.» these doctorat. Monastir, 26 12 2013.
- [10] GUÉRETTE, DOMINIQUE. «Asservissement d'une éolienne à vitesse variable et à pas fixe dans le cadre d'un système de jumelage éolien-diesel à haute pénétration.» mémoire maîtrise. U.Québec à Rimouski, 11 2010.
- [11] Hanane, Chergui. «Commande Directe Du Couple d'un Moteur Asynchrone avec la Reconstitution de l'Algorithme Des Commutations par la Logique Floue.» mémoire master. U. Ain-Temouchent, 2020.
- [12] BEKHADA HAMANE. «COMMANDE ROBUSTE D'UN AÉROGÉNÉRATEUR À BASE DE MACHINE ASYNCHRONE À DOUBLE ALIMENTATION PILOTÉE PAR UN CONVERTISSEUR MATRECIEL» thèse doctorat, 2018
- [13] Idjdarene, Kassa. «Contribution à l'étude et la commande de génératrices asynchrones à cage dédiées à des centrales électriques éoliennes autonomes.» thèse doctorat. U.Lille1, 2010.
- [14] JDN. 04 04 2022. <https://www.journaldunet.fr/web-tech/guide-de-l-intelligence-artificielle/1501877- logique-floue-définition/> (accès le 08 20, 2022).
- [15] Karboua, A. «Machines Electriques à Courant Alternatif.» cours. Tlemcen, 01 2018.

- [16] LATRECHE, Mohammed Tahar. «Commande Floue de la Machine Synchrone à Aimant Permanent (MSAP) utilisée dans un système éolien.» Mémoire magister. SETIF, 24 06 2012.
- [17] Lycée P. Mendès France Epinal. «cours machine asynchrone.» Nancy, lorraine.
- [18] M. Benouzza, M. Drif, A.J. Marques Cardos et J.A. Dente. «Emploi de l'Approche des Vecteurs de Park pour la Détection des Défauts de Barres dans les Moteurs Asynchrones à Cage d'Ecureuil.» revue. Oran et lisbonne, 1999.
- [19] MOHAMMED, HECHELEF. «Commande directe du couple d'une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique par les techniques de l'intelligence artificielle.» thèse de doctorat. U.SIDI-BELABBES, 2017.63
- [20] Mebarki Walid ,Sadaoui Sonia. «Gestion d'énergie eolienne en fonctionnement autonome a base d'une gada bejaia»mémoire master.U.Bejaia,2020.
- [21] Nelson, Vaughn C. «Engineering & Technology, Environment and Sustainability.» 1st Edition Book Introduction to Renewable Energy. New york,USA, 2011.
- [22] SAID MAHFOUD, AZIZ DEROUICH, NAJIB EL OUANJLI et MOHAMMED EL MAHFOUD. «Enhancement of the Direct Torque Control by using Artificial Neuron.» Article scientifique. U.fez, moroco, 2022.
- [23] T.Laamayad. «Commande Optimale d'une Machine Asynchrone Apport de La.» memoire Magister. U.Batna, 2008.
- [24] Youcef, Elbia. «Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté".» Mémoire de Magister. U. El-Hadj Lakhdar,, 2009.
- [25] Zohier, Tir. «Commande d'un moteur asynchrone par logique floue.» memoire master. U. El-oued, 2014.
- [26] Frédéric Poitiers. «ETUDE ET COMMANDE DES GENERATRICES ASYNCHRONES POUR L'UTILISATION DE L'ENERGIE EOLIENNE» Thèse de Doctorat.U. Nantes ,2003

# *Annexe*

## Annexe

### Paramètres de la machine asynchrone modélisée

Les caractéristiques électriques :

- Rotor de type de cage d'écureuil
- 4 paires de pôles
- 230/400 V- 23,8/13,7- 5,5kW- 50 Hz- 690 tr/mn
- $R_s=1,07131 \Omega$
- $R_r=1,29511 \Omega$
- $l_s=8,9382 \text{ mH}$
- $l_r=4,8613 \text{ mH}$

### Les paramètres mécaniques de l'ensemble machine asynchrone

- $J=0,230 \text{ Kg.m}^2$
- $f=0,0025 \text{ N.m/rad. s}^{-1}$

### Paramètres de simulation avec convertisseur

- Batterie d'une valeur de 12V ;
- Résistance de batterie de  $0.1 \Omega$  ;
- Capacité de filtrage en sortie redresseur de  $1000 \mu\text{F}$ ;
- Résistance de redresseur de  $100 \Omega$



# *Symboles et abréviations*

<b>Symbole</b>	<b>signification</b>
$C_p$	Le coefficient de puissance
$C_1, C_2, C_3, C_4, C_5, C_6$	Sont des coefficients dépendent de la turbine considérée.
$C_r$	Couple résistant imposé à l'arbre de la machine
$E$	Tension aux bornes de la batterie
$f$	Coefficient de frottement visqueux
$g$	Le glissement
$i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$	Courants statorique
$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ $\beta$ )	Composant direct et quadrature de courant statorique dans le repère ( $\alpha$ et $\beta$ )
$i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}$	Courants rotoriques
$i_{rd}, i_{rq}$ $q$ )	Composant direct et quadrature de courant statorique dans le repère ( $d$ et $q$ )
$i_{dc}$	Courant redressé
$i_c$	Courant dans la capacité
$i_R$	Courant dans la charge résistive
$J$	Moment d'inertie des masses tournantes
$K_\varphi$	L'amplitude de flux
$L_s$	Inductance cyclique statorique propre
$L_r$	Inductance cyclique rotorique propre
$l_s$	Inductance de fuite statorique
$l_r$	Inductance de fuite rotorique
$M$	Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et celle du rotor
$M_r$	Inductance mutuelle rotorique
$M_s$	Inductance mutuelle statorique

$M_{sr}$	Inductances mutuelles entre le stator et le rotor
$M_{rs}$	Inductances mutuelles entre le rotor et le stator
$P$	Nombre de paire de pole de la force magnétomotrice résultante
$P_T$	La puissance aérodynamique
$P_{réf}$	La puissance de référence
$R$	La résistance vue du coté continue
$R_P$	Rayon de la turbine
$R_s$	Résistance d'une phase statorique
$R_r$	Résistance d'une phase rotorique
$r_b$	La résistance interne de la batterie
$S$	La surface balayée par les pales de l'éolienne
$T_{em}$	Couple électromagnétique
$T_{em sréf}$	La consigne de couple électromagnétique
$T_s$	Constante de temps statorique
$T_r$	Constante de temps rotorique
$T_{ech}$	La période d'échantillonnage
$U_{s\alpha}$ et $U_{s\beta}$	Les tension statorique dans le repere $\alpha$ et $\beta$
$V$	La vitesse du vent
$V_s$	Vecteur de tension
$V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$	Tension appliquées aux trois phases statorique
$V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}$	Tensions rotoriques
$V_{dc}$	Tension redressée
$V_{s\alpha}, V_{s\beta}$ ( $\beta$ )	Composant direct et quadrature de tension statorique dans le repère ( $\alpha$ et $\beta$ )
$V_{sd}, V_{sq}$ ( $q$ )	Composant direct et quadrature de tension statorique dans le repère ( $d$ et $q$ )
$\varepsilon_{Tem}$ et $\varepsilon_\phi$	La bande d'hystérésis du correcteur de couple et de flux
$\varphi_{sréf}$	La consigne de flux $\varphi_s$

$\varphi_s$	Le flux statorique
$\varphi_r$	Le flux rotorique
$\varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$	Composant direct et quadrature de flux statorique dans le repère ( $\alpha$ et $\beta$ )
$\varphi_{r\alpha}$ et $\varphi_{r\beta}$	Composant direct et quadrature de flux rotorique dans le repère ( $\alpha$ et $\beta$ )
$\varphi_{sd}$ et $\varphi_{sq}$	Composant direct et quadrature de statorique dans le repère (d et q)
$\varphi_{rd}$ et $\varphi_{rq}$	Composant direct et quadrature de rotorique dans le repère (d et q)
$\varphi_{s-nom}$	Le flux statorique de norme
$\sigma$	Coefficient de dispersion
$\omega_{obc}$	Vitesse angulaire de rotation
$\omega_s$	Pulsation statorique liée a la fréquence du stator
$\Omega$	La vitesse mécanique
$\Omega_s$	La vitesse de synchronisme
$\Omega_r$	Vitesse rotorique
$\theta$	Angle électrique entre les axes statorique et les rotorique
$\lambda$	Rapport de vitesse
$\beta$	L'angle de calage des pales
$\rho$	La masse volumique de l'air
$\mu(x)$	Degré d'appartenance

Abréviations	Signification
MAS	Machine Asynchrone
DTC	Commande directe du couple
MLI	Modulation par largeur d'impulsion
AC	Alternative Current
DC	Direct Current
CEM	Couple Electromagnétique
DTFC	Commande Floue Direct du Couple
PI	Proportionnel-intégrale

*Listes des figures et  
tableaux*

## Liste des figures

Figure I-1 schéma de principe de fonctionnement de l'énergie éolienne	2
Figure I-2 Les composantes d'une éolienne	3
Figure I-3 Eolienne à axe verticale	4
Figure I-4 Les fonctionnements aval et amont des éoliennes à axe horizontal	5
Figure I-5 Eolienne à vitesse fixe basé sur la machine asynchrone à cage	6
Figure I-6 Machine synchrone connectée directement au réseau	6
Figure I-7 Machine synchrone connectée au réseau par l'intermédiaire de convertisseurs de puissance	7
Figure I-8 Structure du système de conversion avec machine asynchrone à double alimentation contrôlé à vitesse variable	8
Figure I-9 Eolienne à vitesse variable basé sur la machine asynchrone à cage	9
Figure I-10 Machine synchrone connectée à un redresseur à MLI	10
Figure I-11 Machine synchrone avec redresseur à diodes	10
Figure I-12 Machine synchrone à reluctance variable connectée à un banc de capacité	11
Figure I-13 Machine asynchrone auto-excitée par condensateurs fixes	12
Figure I-14 Machine asynchrone auto-excitée par une batterie de condensateurs fixes	12
Figure I-15 Topologie avec convertisseur MLI en parallèle avec la charge.	13
Figure II-1 Référentiel tournant d'axe (d et q).	19
Figure II-2 Schéma bloc de la machine asynchrone alimentée en tension.	21
Figure II-3 Schéma block de la simulation fonctionnement moteur	25
Figure II-4 Allures des courants statoriques	25
Figure II-5 Allure du couple $T_{em}$ (N.m)	26
Figure II-6 Allure de la vitesse en tr/min	26
Figure III-1 Représentation des vecteurs des tensions générées par l'onduleur	30
Figure III-2 Exemple de l'évolution de l'extrémité de $\Phi_{s0}$ pour $R_s, i_s$ négligeable	31
Figure III-3 Présentation des trois directions possibles de vecteur flux $\Phi_{s0}$	32
Figure III-4 Exemple de l'évolution de l'extrémité de $\Phi_{s0}$ pour $R_s, i_s$ négligeable ( $V_s=V_2$ )	32
Figure III-5: Exemple de l'évolution de l'extrémité de $\Phi_{s0}$ pour $R_s, i_s$ négligeable	34
Figure III-6 Evaluation du flux en utilisant un correcteur à hystérisés à deux niveaux	36
Figure III-7 Evaluation du couple en utilisant un correcteur à hystérisés à trois niveaux	37
Figure III-8 Schéma de principe du contrôle direct du couple de la génératrice asynchrone étudié.	38
Figure III-9 Flux statorique et ses composante dans le repère de Concordia	40
Figure III-10 Couple électromagnétique	40
Figure III-11 Tension de bus contenu	41
Figure III-12 Courants statorique	41
Figure III-13 Flux statorique	42
Figure III-14 Couple électromagnétique	42
Figure III-15 Tension de bus contenu	42
Figure III-16 Courants statoriques	43
Figure III-17 Flux statorique	43
Figure III-18 Couple électromagnétique	44
Figure III-19 Tension de bus contenu	44
Figure III-20 Courants statorique	44
Figure III-21 Fonctions de forme trapézoïdale	47
Figure III-22 Principe de la commande par logique floue	49
Figure III-23 Les fonctions d'appartenances de l'erreur de flux $e_\phi$	50
Figure III-24 Les fonctions d'appartenances de l'erreur de couple $T_{em}$ .	50
Figure III-25 Les fonctions d'appartenances de l'angle $\vartheta_s$ .	50
Figure III-26 Vecteur flux statorique dans le plan $(\alpha, \beta)$ .	51
Figure III-27 Les fonctions d'appartenances de la sortie.	51

<i>Figure III-28 Schéma de principe du contrôle direct flou du couple étudié.</i>	53
<i>Figure III-29 Diagramme de système d'inférence flou</i>	53
<i>Figure III-30 Flux statorique</i>	56
<i>Figure III-31 Couple électromagnétique</i>	57
<i>Figure III-32 Tension de bus contenu</i>	58

## **Liste des tableaux**

<i>Tableau III-1: Tableau de la DTC conventionnelle définissant les séquences d'un onduleur.</i>	37
<i>Tableau III-2: Base de règles adoptées</i>	52