



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



Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTMENT DE GENIE

MECANIQUE

Mémoire De Fin d'étude

Présenté pour l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Science Technologie

Filière : Electromécanique

Spécialité : Electromécanique

Thème :

**REGLAGE DES PUISSANCES ACTIVE ET
REACTIVE DE LA GENERATRICE ASYNCHRONE
A DOUBLE ALIMENTATION PAR DES
REGULATEURS EN MODE GLISSANT**

Présenté par :

BRIK ABDERRAOUF

GHOBNi ZAKARIA

BOUZENNA ABDERRAHMANE

Dirigé par :

Djokhrab Ala Eddine

2025-2026



REMERCIEMENTS

Je remercie Dieu tout puissant par-dessus Tout

Courage de faire ce petit commerce.

*Je voudrais exprimer ma gratitude à Le superviseur,
le Dr Djokhrab Ala Eddine, pour son suivi Trucs et astuces*

Je remercie les membres du jury pour

Assister et le consacrer à l'évaluation de ce travail.

Je remercie sincèrement tout le monde

Membres de la halle technologique du département

Génie mécanique.

Je tiens également à remercier tous mes amis

et camarades de classe

Enfin, je tiens à adresser mes sincères Remerciements

*Tous les enseignants du Département de
génie mécanique , spécialité électromécanique .*

Et tous ceux qui ont participé de près ou de loin

Pour faire le travail



Résumé : Ce mémoire Dans le domaine de production de l'énergie électrique à vitesse variable ou constante, il existe une solution nouvelle et originale utilisant une génératrice asynchrone à double alimentation (GADA). Le schéma de raccordement typique de cette génératrice consiste à connecter le stator directement au réseau, alors que le rotor est alimenté à travers un convertisseur (AC/DC/AC). Pour obtenir des hautes performances et une meilleure maîtrise des puissances active et réactive générées par la GADA, il faut concevoir une commande robuste et adéquate. Dans notre cas nous nous intéressons au réglage de ces puissances par des régulateurs en mode glissant.

Mots Cles : Génératrice asynchrone à double alimentation, puissances active et réactive, régulateurs en mode glissant.

المخلص : في مجال إنتاج الطاقة الكهربائية ذات السرعة المتغيرة أو الثابتة، توجد حلول حديثة ومبتكرة تعتمد على المولد غير المتزامن مزدوج التغذية (GADA). يعتمد مخطط التوصيل النموذجي لهذا المولد على ربط الجزء الثابت (الستاتور) مباشرة بالشبكة الكهربائية، بينما يتم تغذية الجزء الدوار (الروتور) عبر محول إلكتروني للطاقة (AC/DC/AC) وللحصول على أداء عالٍ وتحكم أفضل في الاستطاعتين الفعالة وغير الفعالة المولدتين من طرف الـ GADA ، يجب تصميم نظام تحكم قوي وملائم. في هذا العمل اهتمنا بضبط هاتين الاستطاعتين باستخدام منظمات تعتمد على نمط الانزلاق (Sliding Mode Control)

الكلمات المفتاحية : المولد غير المتزامن مزدوج التغذية، الاستطاعة الفعالة والاستطاعة غير الفعالة، منظمات نمط الانزلاق .

Abstract : In the field of electrical energy production at variable or constant speed, there is a new and innovative solution based on the Doubly Fed Induction Generator (DFIG). The typical connection scheme of this generator consists of connecting the stator directly to the electrical grid, while the rotor is supplied through an AC/DC/AC converter. To achieve high performance and better control of the active and reactive powers generated by the DFIG, it is necessary to design a robust and suitable control strategy. In our work, we focused on regulating these powers using Sliding Mode Controllers.

Keywords: Doubly Fed Induction Generator (DFIG), active and reactive powers, sliding mode controllers.

Sommaire

Sommaire

Liste des figures

Liste des tableaux

Liste des symboles

Introduction générale.....1

Chapitre I

Machine asynchrone à double alimentation

classification et application

I.1	Description de la machine à double alimentation.....	3
I.2	Description de la machine à double alimentation.....	3
I.3	Classification et comparaison	3
I.3.1	Machine à double alimentation standard (MDAS).....	4
I.3.2	Machine à double alimentation en cascade asynchrone (DACA).....	5
I.3.3	Machine à double alimentation sans collecteur (MDASC).....	5
I.4	Connexion au réseau.....	8
I.5	Principe de fonctionnement de la MADA.....	9
I.6	Ecoulement des puissances dans la MADA.....	11
I.7	Domaine d'application de la MADA.....	14
I.8	L'application de la MADA dans les systèmes éoliens.....	14
I.9	Intérêt de la MADA.....	15
I.10	Système de génération électrique étudié dans ce mémoire.....	15
I.11	Conclusion.....	17

Chapitre II

Modélisation de la machine à double

Alimentation

II.1	Modélisation de machine asynchrone à double alimentation.....	20
II.1.1	Description.....	20
II.1.2	Equations électriques de la MADA.....	21

II.1.3	Equations magnétiques	21
II.1.4	Equation mécanique.....	22
II.2	Transformation de Park.....	22
II.2.1	Choix de référentiel.....	22
II.2.2	Matrice de Park.....	23
II.2.3	L'application de la transformation de Park	23
II.3	Modèle de la machine dans le référentiel (d, q)	24
II.3.1	Transformation de Park du flux.....	25
II.3.2	Mise en équation d'état	26
II.4	Expression du couple	28
II.5	Expressions des puissances.....	29
II.6	Modélisation de l'alimentation.....	29
II.6.1	Modélisation du redresseur.....	29
II.6.2	Modélisation du filtre.....	31
II.6.3	Modélisation de l'onduleur de tension	32
II.6.3.1	Fonction de connexion.....	32
II.6.3.2	Simulation numérique de l'onduleur	35
II.7	Conclusion.....	36

Chapitre III

Réglage par mode glissant des puissances active et réactive

III.1	Bref historique.....	38
III.2	Objectif de la commande par mode glissant.....	38
III.3	Système à structure variable	38
III.3.1	Définition	39
III.3.2	Exemple.....	39
III.3.3	Configuration avec changement de la structure par commutation d'une contre réaction d'état variable.....	41
III.3.4	Configuration avec changement de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande.....	42
III.4	Théories des modes glissants.....	43

III.4.1	Les modes de la trajectoire dans le plan de phase.....	44
III.5	Conception de la commande par mode de glissement.....	45
III.5.1	Choix de la surface de glissement.....	45
III.5.2	Condition de convergence.....	46
III.5.2.1	Fonction directe de commutation	47
III.5.2.2	Fonction de LYAPUNOV.....	47
III.5.3	Calcul de la commande	48
III.5.3.1	Définition des grandeurs de commande.....	48
III.5.3.2	Expression analytique de la commande.....	49
III.5.4	Elimination du phénomène de CHATTERING.....	41
III.6	Domaine d'application du réglage par mode glissant.....	52
III.7	Application de la commande par mode de glissement à la GADA.....	53
III.8	Schéma synoptique de la simulation.....	55
III.9	Interprétations des résultats.....	56
III.10	Conclusion.....	58

<u>Conclusion générale</u>	59
---	----

Annexe

Bibliographie

Liste des figures

Fig. (I-1) : Les différentes variétés de la machine à double alimentation.	4
Fig. (I-2) : Schéma de principe de la machine à double alimentation standard.	4
Fig. (I-3) : Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade asynchrone.	5
Fig. (I-4) : Schéma de principe de la machine à double alimentation sans collecteur.	6
Fig. (I-5) : Fréquences de la MADA en fonction de glissement.	10
Fig. (I-6) : Tension mesurée du rotor de la MADA en fonction de glissement.	10
Fig. (I-7) : Puissances de la GADA (pertes négligeable, couple constant) en fonction de glissement.	12
Fig. (I-8) : Diagramme de puissance de la MADA.	13
Fig. (I-9) : Eolienne installée en mer.	14
Fig. (I-10) : Schéma de principe d'un aérogénérateur à base de la MADA.	15
Fig. (I-11) : Schéma de principe du système de génération étudié.	16
Fig. (II-1) : Représentation simplifiée de la MADA.	18
Fig. (II-2) : l'ensemble convertisseur machine.	26
Fig. (II-3) : Redresseur tout diodes.	27
Fig. (II-4) : Les tensions triphasées et la tension redressée.	27
Fig. (II-5) : Représentation du filtre.	28
Fig. (II-6) : Représentation schématisée d'un onduleur.	29
Fig. (II-7) : Demi-bras de l'onduleur.	30
Fig. (II-8) : Schéma de principe de la technique M.L.I.	31
Fig. (II-9) : La porteuse et les tensions de référence et les signaux de commande.	32
Fig. (II-10) : Tensions simples à la sortie de l'onduleur.	32
Fig. (III-1) : Représentation dans le plan d'état du comportement du système.	36
Fig. (III-2) : Convergence et stabilisation par logique de commutation.	36
Fig. (III-3) : Système de réglage à structure variable avec changement de la structure par commutation d'une contre réaction d'état variable.	37
Fig. (III-4) : Système de réglage à structure variable avec changement de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande.	38
Fig. (III-5) : Trajectoires de f^+ et de f^- pour le mode de glissement.	39

Fig. (III-6) : Les modes de trajectoire dans le plan de phase.	40
Fig. (III-7) : Linéarisation exacte de l'écart.	42
Fig. (III-8) : Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement.	43
Fig. (III-9) : Commande appliquée aux systèmes à structure variable.	44
Fig. (III-10) : Représentation de la fonction "SIGN".	46
Fig. (III-11) : Fonction « SAT ».	47
Fig. (III-12) : Fonction de lissage (SMOOTH).	47
Fig. (III-13) : Schéma synoptique de la simulation.	51
Fig. (III-14) : Résultats de simulation.	52
Fig. (III.15) : Tension et courant de phase statorique.	53

Liste des tableaux

Tab. (I-1) : Comparaison et évaluation des variantes de la machine à double alimentation.	6
---	---

Liste des symboles

MADA	: Machine asynchrone à double alimentation
GADA	: Génératrice asynchrone à double alimentation
$[x]_{sabc}$	: Grandeurs statorique
$[x]_{rabc}$	: Grandeurs rotorique
$[x]_{dq}$	: Grandeurs dans le repère lié au champ tournant
$[x]^*$	: Grandeurs de référence
R_s	: Résistance d'une phase statorique
R_r	: Résistance d'une phase rotorique
l_s	: Inductance propre d'une phase statorique
l_r	: Inductance propre d'une phase rotorique
M_s	: Inductance mutuelle entre deux phases du stator
M_r	: Inductance mutuelle entre deux phases du rotor
M_{sr}	: La valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une bobine statorique et une bobine rotorique
L_s	: Inductance cyclique statorique

L_r	: Inductance cyclique rotorique
L_m	: Inductance mutuelle cyclique entre l'enroulement du stator et celle du rotor
L_{os}	: Inductance homopolaire statorique
L_{or}	: Inductance homopolaire rotorique
g	: glissement
np	: nombre de paires de pôles
ω_s	: Pulsation statorique
ω_r	: Pulsation rotorique
C_e	: Couple électromagnétique
C_r	: Couple résistant (statique)
j	: Moment d'inertie
σ	: Coefficient de dispersion
T_r	: Constant de temps rotorique
P_s	: Puissance active statorique
Q_s	: Puissance réactive statorique
P_j	: Pertes joule
P_r	: Réserve d'énergie
P_{el}	: Puissance électromagnétique
P_r	: Puissance rotorique
P_m	: Puissance mécanique
Q_r	: Puissance réactive rotorique
Q_{sr}	: La somme des puissances réactives
S_r	: Puissance apparente maximale du rotor
S_s	: Puissance apparente maximale du stator
U	: Tension composée
Ud	: Tension redressée
V	: Tension simple



Introduction Générale



Introduction générale

Dans le domaine de production de l'énergie électrique à vitesse variable ou constante, il existe une solution nouvelle et originale, utilisant une machine à courant alternatif fonctionnant dans un mode un peu particulier, [1,2]. Il s'agit de la « machine asynchrone à double alimentation (MADA) » en anglo-saxon « doubly-fed induction machine ». C'est une machine asynchrone triphasée avec un rotor bobiné qui peut être alimenté par des tensions externes. Le schéma de raccordement le plus typique pour cette machine consiste à connecter le stator directement au réseau, alors que le rotor est alimenté à travers un convertisseur de puissance contrôlé. Cette solution est plus attractive pour toutes les applications où les variations de vitesse sont limitées autour de celle de synchronisme. L'avantage principal de cette machine, est que le convertisseur de puissance doit traiter seulement (selon le glissement) une fraction de 20-30 % de toute la puissance de système, [1]. Ceci signifie que les pertes dans le convertisseur de puissance peuvent être réduites par rapport au traitement de toute la puissance par celui-ci; et par conséquent le coût de production. En plus la MADA en mode génératrice permet de produire de l'énergie électrique à fréquence constante avec une vitesse mécanique variable. De même qu'elle offre une large gamme opérationnelle par rapport à la machine asynchrone à cage d'écureuil, [2].

Pour obtenir des hautes performances et une meilleure exécution de la génératrice à double alimentation, il faut concevoir une commande robuste adéquate, qui rende le système insensible aux perturbations extérieures et aux variations paramétriques. Il existe différentes stratégies dans littérature pour résoudre le problème de la commande de la génératrice asynchrone à double alimentation "GADA". Dans notre cas nous nous intéressons aux réglages des puissances active et réactive développées par la GADA en utilisant des régulateurs en mode de glissement afin d'évaluer les performances apportées par ce type de réglage par la simulation sous l'environnement *Matlab/Simulink* tout en tenant compte les hypothèses simplificatrices.

Organisation du mémoire

Ce mémoire est structuré comme suit :

- * Le premier chapitre est un aperçu théorique sur la machine à double alimentation.
- * Dans le second chapitre, on donnera une étude de modélisation de la machine asynchrone à double alimentation.
- * Le troisième chapitre est consacré au réglage des puissances active et réactive par des régulateurs en mode glissant.
- * Finalement, une conclusion générale synthétisera les points les plus marquants.



CHAPITRE I :

Machine Asynchrone à Double Alimentation

classification et application



I.1 Introduction

Ce chapitre a pour objectif de mettre en évidence la machine asynchrone à double alimentation, afin d'étudier son principe de fonctionnement et d'évaluer les avantages et les performances apportées par cette machine, ainsi que les différents domaines d'application.

En plus, une classification et une comparaison des différents types de cette machine seront présentées, dans ce chapitre.

I.2 Description de la machine à double alimentation

La machine à double alimentation en anglo-saxon "*doubly-fed induction machine* (DFIM) " est une machine triphasée à courant alternatif avec deux enroulements triphasés accessibles, dans lesquels la puissance peut être fournie ou extraite de la machine à travers les enroulements rotoriques.

Ce type de machines nécessite une seule source d'alimentation qui peut être alimentée les deux cotés de la machine et ceci constitue un avantage principal surtout dans les domaines d'application à vitesse variable, où le glissement de la machine à double alimentation peut être contrôlé par l'association des convertisseurs de puissance du côté statorique ou rotorique ou bien des deux à la fois. Ceci dépend essentiellement du facteur technico-économique de construction, [1].

I.3 Classification et comparaison

La classification de la machine asynchrone à double alimentation est obtenue à partir d'une recherche historique qui a été développée dans la littérature du domaine des machines à double alimentation, [2].

Le schéma (1-1), illustre les différentes catégories les plus connues de la machine à double alimentation. Ceux sont :

- * (MDASC) : Machine à double alimentation sans collecteur.
- * (MDAS) : Machine à double alimentation standard à rotor bobiné.
- * (MDACA) : Machine à double alimentation en cascade asynchrone.
- * (MADS) : Machine asynchrone à double stator.
- * (MDACA-SA) : Machine à double alimentation en cascade asynchrone avec un seul stator.
- * (MDARV) : Machine à double alimentation à reluctance variable.

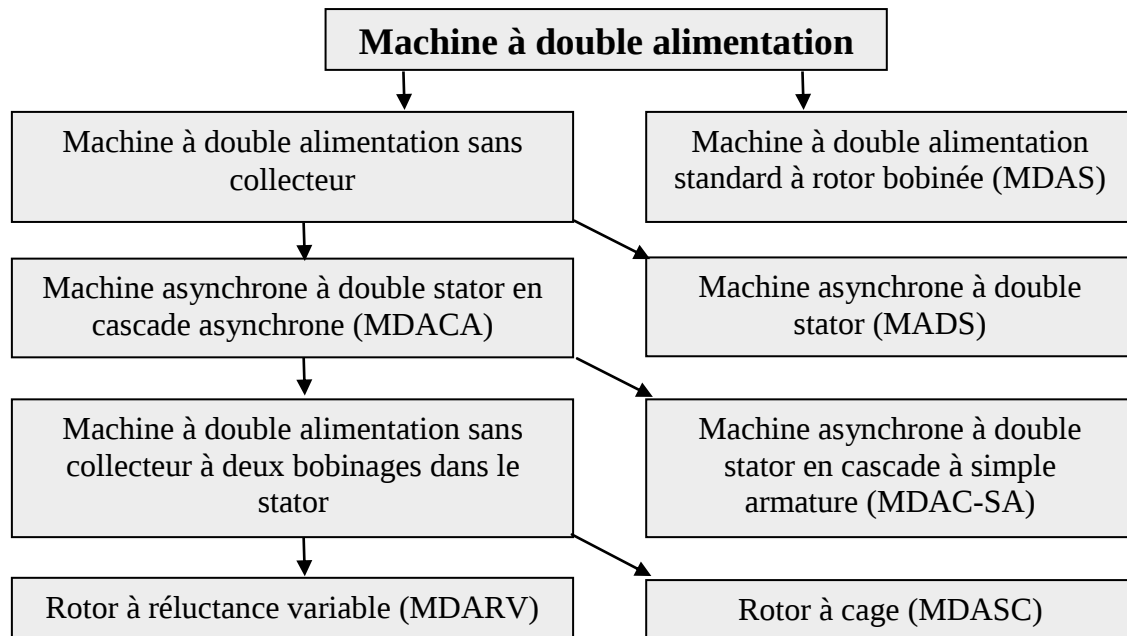


Fig. (I-1) : Les différentes variétés de la machine à double alimentation.

Les schémas de principe pour les variantes de la machine à double alimentation les plus attractives et qui sont beaucoup plus développées dans la littérature sont données ci-dessous.

I.3.1 Machine à double alimentation standard (MDAS)

La machine à double alimentation standard, est une machine asynchrone à rotor bobiné occupée par un système balais-bague. La figure (I-2) illustre le schéma de principe de cette dernière, tel que le stator est alimenté directement par le réseau, ainsi que le rotor est alimenté au moyen d'un convertisseur alternatif-alternatif de telle sorte que le glissement de la machine peut être contrôlé. Il faut noter que le convertisseur indiqué dans la figure peut être composé par un redresseur et un onduleur (conversion indirecte) ou bien peut être un cyclo-convertisseur (conversion directe), [2].

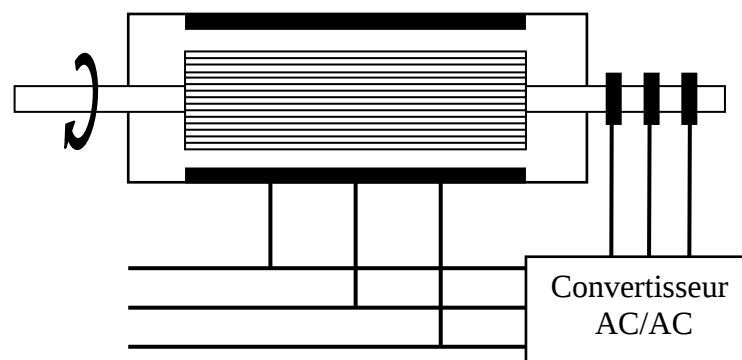


Fig. (I-2) : Schéma de principe de la machine à double alimentation standard.

I.3.2 Machine à double alimentation en cascade asynchrone (DACA)

La machine à double alimentation en cascade asynchrone consiste à deux machines asynchrones avec des rotors bobinés connectés mécaniquement et électriquement, comme il est montré par la figure (I-3), tel que le stator de l'une des deux machines est connecté directement au réseau alors que l'autre est connecté à celui-ci par l'intermédiaire d'un convertisseur alternatif-alternatif. Dans ce cas là, et dès que les tensions rotorique dans les deux machines sont égales, il est également possible de piloter la machine qui est connecté directement au réseau par celle alimentée par le convertisseur, [2].

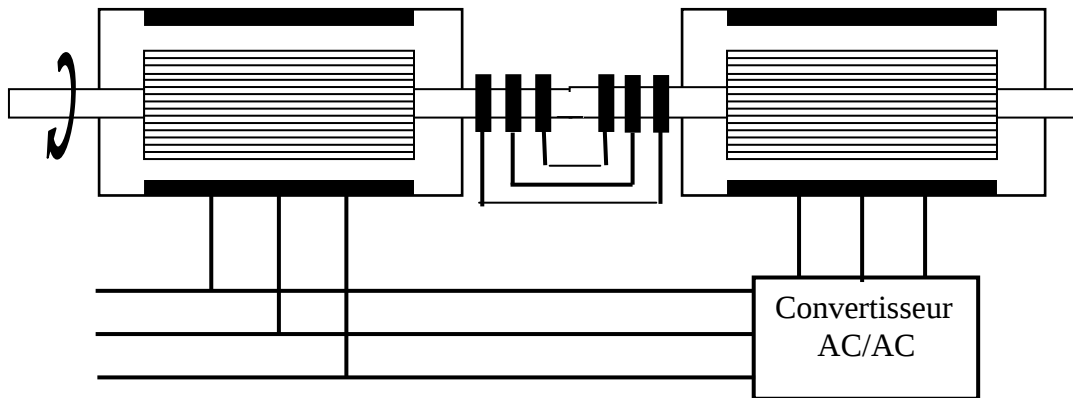


Fig. (I-3) : Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade asynchrone.

Ce type des machines offre la possibilité d'obtenir une commande découplée des puissances active et réactive similaire à celle de la machine à double alimentation standard.

Dans la pratique, il est possible de combiner deux machines asynchrones à double alimentation dans une seule machine avec un comportement identique à celui de la machine à double alimentation en cascade asynchrone, tel que les deux enroulements des stators sont prolongés dans une seule armature et le rotor soit à cage d'écureuil, comme dans le cas de la machine à double alimentation en cascade avec un seul stator.

I.3.3 Machine à double alimentation sans collecteur (MDASC)

Cette machine est constituée par deux enroulements prolongés dans un seul stator. L'un des deux enroulements est alimenté directement par le réseau et l'autre par un convertisseur AC/AC, figure (I-4). Ce type des machines consiste à deux enroulements statoriques ayant des nombres de paires de pôles différents ; ainsi que celui du rotor doit être la somme de ces deux nombres de paires de pôles.

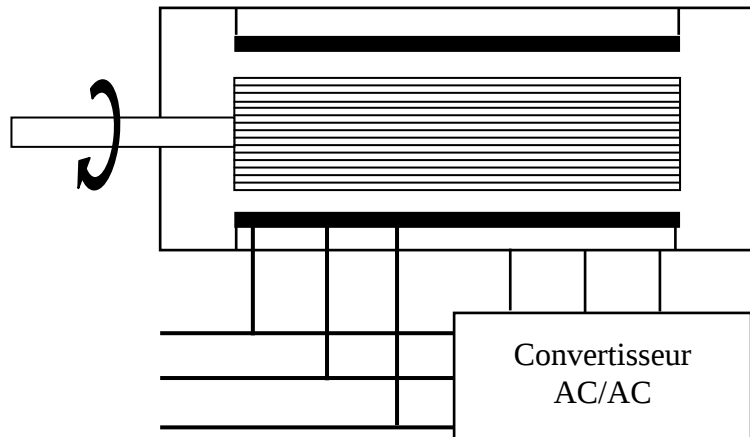


Fig. (I-4) : Schéma de principe de la machine à double alimentation sans collecteur

Parmi les type les plus connus de machine à double alimentation sans collecteur, on trouve la machine à double alimentation à réluctance variable qui consiste à un stator identique à celui de la machine à double alimentation sans collecteur et un rotor basé sur le principe de la réluctance (entrefer variable). Cette dernière est caractérisée par un flux d'entrefer pulsatoire, [2].

Le tableau suivant donne une brève comparaison et évaluation des variantes de la machine à double alimentation, selon la construction, le convertisseur associée, et la loi de commande adaptée à cette dernière.

Type de la MDA	Construction de la machine	Convertisseur de puissance	Loi de commande
MDAS	Etablie	Dépend de la vitesse opérationnelle	Orientation du flux statorique avec le découplage entre les puissances active et réactive
MDACA	Difficile	Identique à celle de la MDAS	Identique à celle de la MDAS
MDACA-SA	Spéciale.	Identique à celle de la MDAS	Identique à celle de la MDAS

MDASC	Spéciale, le prototype disponibles et toujours dans le progrès de recherches	Identique à celle de la MDAS	Orientation du flux rotorique et orientation simplifiée du flux rotorique comme la MDAS
MDARV	Spéciale, le prototype disponibles et toujours dans le progrès de recherches	Identique à celle de la MDAS	Identique à celle de la MDAS
MADS	Spéciale et difficile	Pas de convertisseur	Comparateur de puissance avec un moteur auxiliaire pour entraîner l'un des deux stators

La MDAS, MDACA, MDASC, MDACA-SA, et la MDARV utilisent toutes un convertisseur bidirectionnel de puissance pour la commande de la vitesse désirée, qui doit être autour de la vitesse de synchronisme. Plus la gamme opérationnelle est mince plus la puissance traitée par le convertisseur est réduite.

Commercialement, il est difficile de prévoir quel type de machine à double alimentation sera finalement réussi. Cependant, la machine la plus attractive semble être la machine à double alimentation à réluctance variable (MDARV), qui est analogue à la machine à double alimentation standard (à rotor bobiné) par sa commande et son modèle. D'autre part, le courant réduit dans le rotor de la MDACA, MDA-SA, et le MDASC signifie un rendement élevé, [1,2].

D'après cette comparaison illustrée par le tableau, on constate que la machine à double alimentation standard (MDAS), représente une construction établie et simple par rapport aux autres types des machines. Sa commande se fait sur la base d'un convertisseur de puissance disponible (AC/AC); de plus cette machine possède une commande par orientation du flux statorique afin d'obtenir un découplage entre les puissances active et réactive.

L'évolution récente dans les domaines de l'électronique de puissance et de la micro-informatique rendre la machine à double alimentation plus attractive par de nombreux chercheurs, vu que cette dernière est bien adaptée dans plusieurs domaines d'application[1]

I.4 Connexion au réseau

Contrairement à certaines machines synchrones, qui ont des convertisseurs qui sont traversés par 100% de la puissance nominale, les convertisseurs associés à la MADA sont dimensionnés pour traiter seulement 25 à 30% de la puissance nominale. Ils coûtent moins chers et sont moins encombrants. Ils permettent de piloter la MADA par le rotor en réglant sa vitesse de rotation autour de celle de synchronisme.

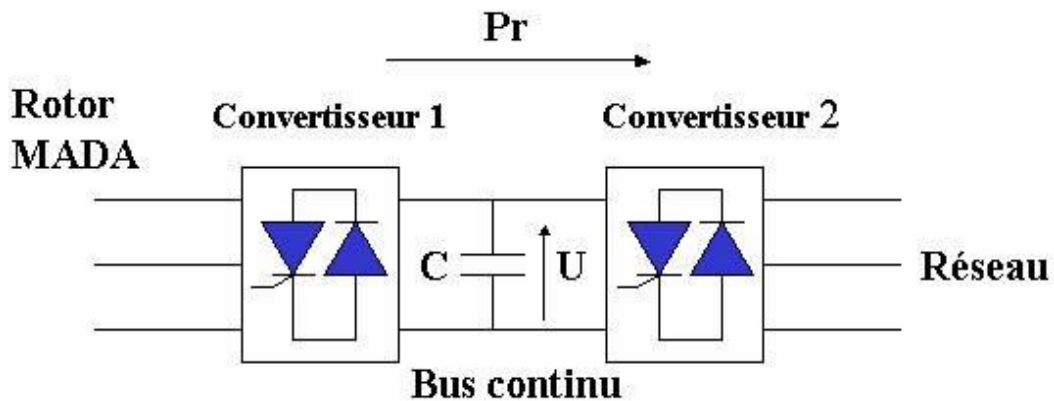
Nous allons étudier dans le paragraphe suivant les convertisseurs de puissance statiques qui relient le rotor de la MADA avec le réseau. Ainsi que, les enroulements triphasés du stator sont directement reliés au réseau.

Le convertisseur statique se compose d'un redresseur, un bus continu et un onduleur. Il est réversible en courant puisque la puissance rotorique (P_r) transitée par le convertisseur dans un sens pour un fonctionnement hypersynchrone, et dans le sens opposer pour un fonctionnement hyposynchrone. L'onduleur devient redresseur et le redresseur devient onduleur.

Sachant que ($P_r = g \cdot p_s$), et que généralement, la valeur absolue du glissement ' g ' est très inférieure à 1, p_r est seulement une fraction de la puissance statorique p_s . Le signe de p_r change avec le glissement g .

On a deux modes de fonctionnement possibles pour la génératrice selon le signe du glissement g .

Sens 1 : Fonctionnement en mode hypersynchrone :

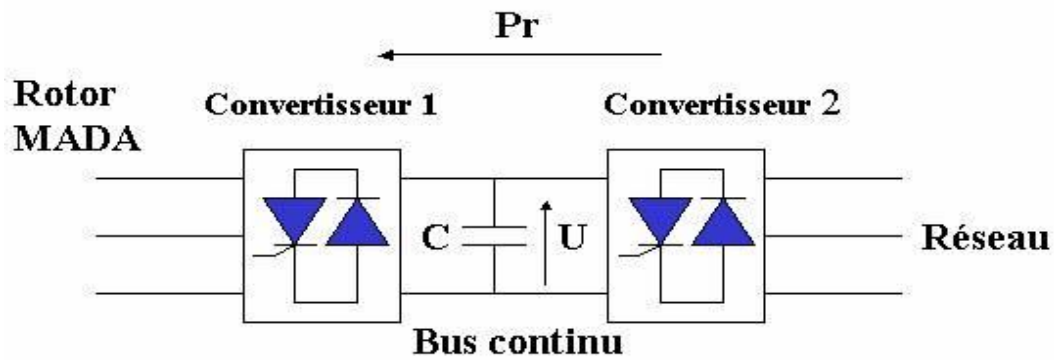


Le convertisseur 1 fonctionne en redresseur. Le redresseur transforme la tension alternative et le courant alternatif délivrés par la MADA en tension continue et courant continu. Le condensateur crée un bus intermédiaire.

Le convertisseur 2 fonctionne en onduleur. L'onduleur récupère cette tension continue et ce courant continu. On règle la commande de l'onduleur pour ajuster et obtenir à la sortie de l'onduleur un signal avec une amplitude et une fréquence adaptées à celles du réseau, après le passage par le transformateur élévateur de tension.

Le passage par le bus continu est indispensable pour permettre à l'onduleur de réguler l'amplitude et la fréquence de la tension de sortie. Le réseau est considéré comme une source de courant, car on prend en compte les inductances du réseau, [3].

Sens 2 : Fonctionnement en mode hyposynchrone :



Le convertisseur 2 fonctionne comme redresseur. Il transforme le signal fourni par le réseau en signal continu.

Le convertisseur 1 fonctionne en onduleur. L'onduleur règle l'amplitude et la fréquence du signal à envoyer vers le rotor de la MADA : Il agit sur les tensions aux bornes des circuits rotoriques pour alimenter la machine à courant alternatif, [3].

I.5 Principe de fonctionnement de la MADA

La MADA est une machine asynchrone à rotor bobiné avec l'enroulement du stator connecté directement au réseau. Le rotor a des enroulements triphasés reliés à un convertisseur de puissance bidirectionnel avec un système ballastage. Le stator désigné par "s" et le rotor par "r", et par " n_p " le nombre de paires de pôles de la machine, défini par la relation entre la fréquence du stator et du rotor, comme suit :

$$f_s = f_r + n_p f_m \quad (\text{I-1})$$

Avec f_m : la fréquence de rotation du rotor.

Le glissement g est défini par :

$$g = \frac{f_r}{f_s} = \frac{n_s - n_m}{n_s} \quad (\text{I-2})$$

n_m : est la vitesse mécanique du rotor et n_s la vitesse de synchronisme de la MADA donnée par :

$$n_s = \frac{60 \cdot f_s}{n_p} \quad (\text{I-3})$$

Les figures (I-5) et (I-6) représentent l'évolution de la fréquence et de la tension du rotor en fonction du glissement, où le circuit du stator est alimenté directement par le réseau et le rotor en circuit ouvert, ces grandeurs dépendent de la vitesse opérationnelle de la machine, [2].

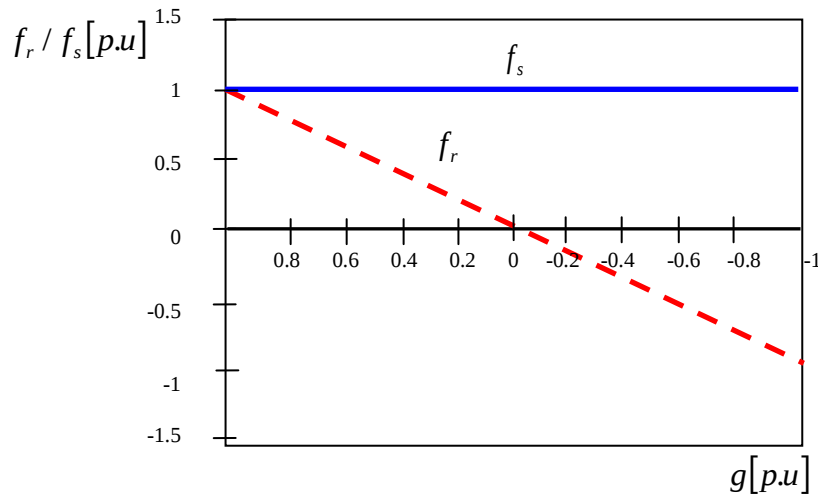


Fig. (I-5) : Fréquences de la MADA en fonction de glissement

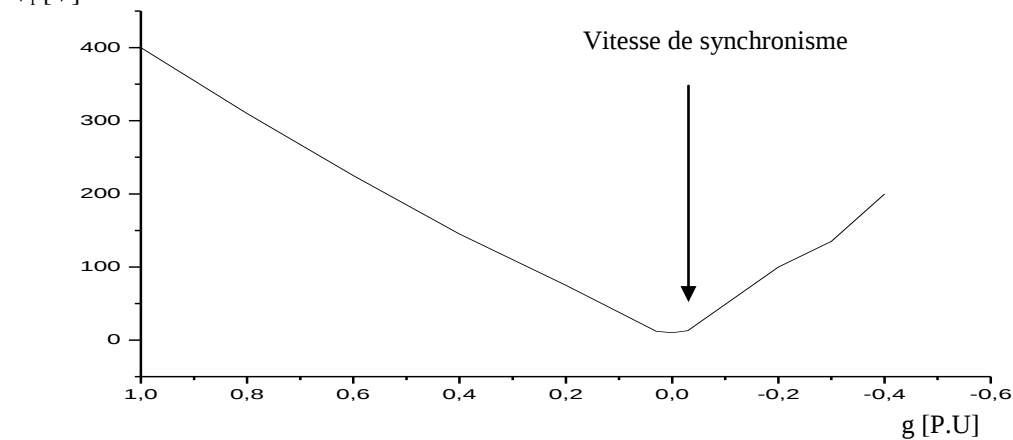


Fig. (I-6) : Tension mesurée du rotor de la MADA en fonction de glissement.

Les différents régimes de fonctionnement de la MADA, peut être divisés en fonction de glissement comme suit :

- **Stationnaire** ($g = 1$) : Le stator est alimenté directement par le réseau avec une fréquence f_s . Par conséquent, le rotor est le siège d'une F.e.m induit avec une fréquence f_r identique à f_s . Dans ce cas là, la MADA se comporte simplement comme un transformateur.
- **Hyposynchrone** ($0 < g < 1$) : En tournant le rotor dans la direction de flux du stator, la fréquence f_r du rotor commence à décroître (Fig. (I-5)). Plus la vitesse du rotor approche de celle du synchrone, plus f_r tend vers 0, plus la tension induite dans le rotor décroît linéairement et prend une valeur très faible qui correspond à la vitesse du synchronisme.
- **Synchrone** ($g = 0$) : C'est le point, où la vitesse mécanique du rotor atteint la vitesse de synchronisme, la fréquence f_r du rotor s'annule. Autrement dit, le rotor tourne avec la même vitesse que celle du flux statorique; donc le rotor ne voit aucun mouvement relatif par rapport à ce dernier, par conséquent il n'y a aucune tension induite dans les enroulements du rotor.
- **Hypersynchrone** ($g < 0$) : Par davantage d'accélération, le flux rotorique rattrape le flux statorique et la fréquence du rotor devient négative selon les équations (I-2) et (I-3). Cette valeur négative signifie que l'ordre de phase du rotor " a_r, b_r, c_r " s'inverse. L'augmentation de la vitesse relative du rotor par rapport à celle du flux statorique mène à une augmentation de la tension induite du rotor.

I.6 Ecoulement des puissances dans la MADA

Les puissances (en ignorant les pertes) de la MADA peuvent être écrites par les expressions suivantes :

$$P_r = -gP_s \quad (I-4)$$

$$P_m = -(1-g)P_s \quad (I-5)$$

Quand la puissance s'écoule vers l'arbre de la machine où elle se transforme en énergie mécanique, cette puissance prend un signe positif. À l'arrêt de la machine, l'écoulement de puissance se fait seulement entre le stator et le rotor et inversement et dans ce cas la machine se comporte comme un transformateur. À l'accélération, la puissance mécanique augmente linéairement, par contre la puissance transmise au rotor décroît.

Quand la machine atteint sa vitesse de synchronisme, l'écoulement de la puissance se transmet seulement entre le stator et l'axe mécanique. Au-delà de la vitesse de synchronisme, le sens d'écoulement de puissance s'inverse avec une augmentation linéaire. Ce comportement est également illustré par la figure (I-8) pour les deux régimes de fonctionnement hyposynchrone et hypersynchrone de la génératrice asynchrone à double alimentation, [1].

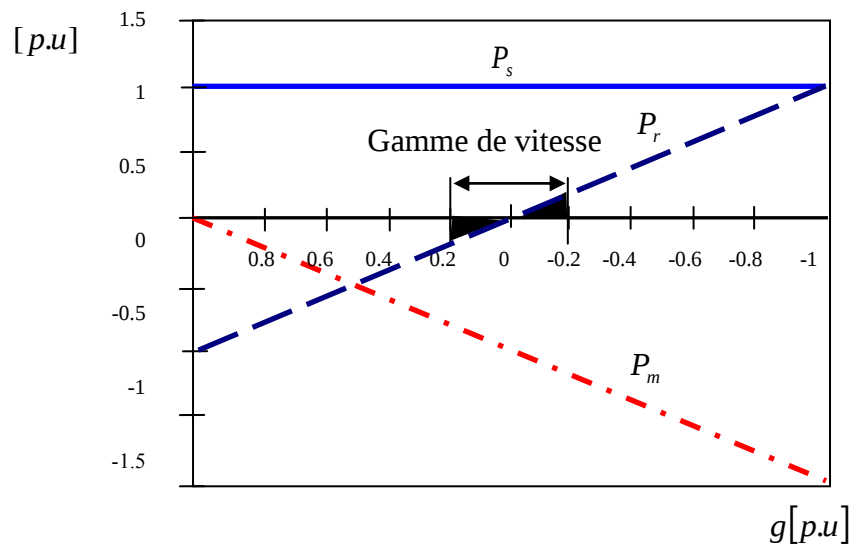


Fig. (I-7) : Puissances de la GADA (pertes négligeable, couple constant) en fonction de glissement.

	Moteur $P_m < 0$	Génératrice $P_m > 0$
Hyposynchrone $P_s = -(P_m + P_r)$	$P_s > 0$ $P_r < 0$	$P_s < 0$ $P_r > 0$
Hypersynchrone $P_m = -(P_s + P_r)$	$P_s > 0$ $P_r > 0$	$P_s < 0$ $P_r < 0$

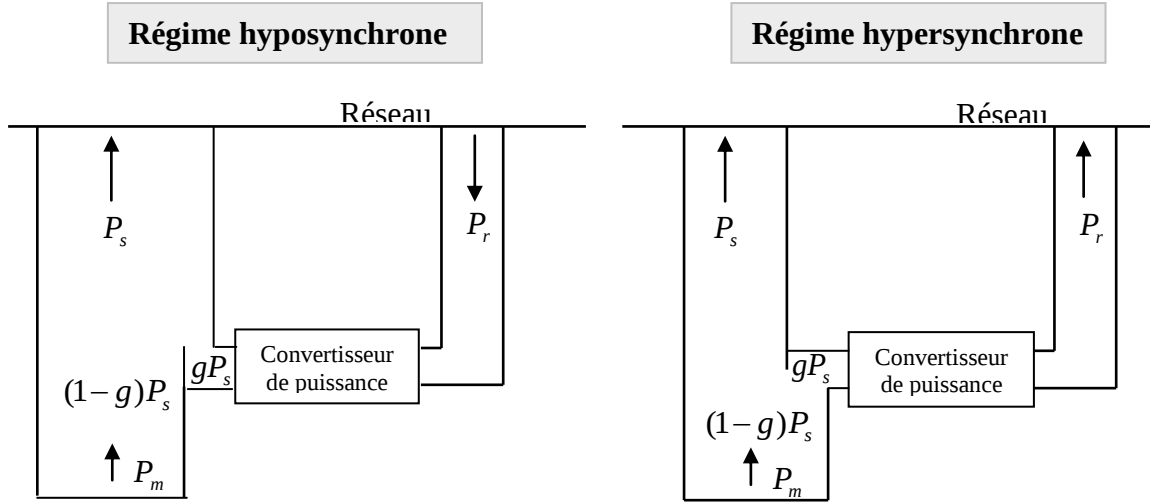


Fig. (I-8) : Diagramme de puissance de la MADA.

D'après la figure (I-7), on constate que la puissance à travers le convertisseur associé au rotor en régime hyposynchrone, s'écoule seulement entre le stator et le réseau ; par contre cet écoulement s'inverse en régime hypersynchrone. C'est-à-dire que la puissance s'écoule à partir du rotor vers le réseau, comme il est montré par la figure (I-8).

La figure (I-4) montre bien l'avantage d'un système à double alimentation, en projetant un système à vitesse variable de sorte que la gamme opérationnelle de la vitesse soit autour du point de synchronisme ; la manipulation de puissance du convertisseur bidirectionnel peut être considérablement réduite par rapport au système simple alimentation (machine asynchrone à cage).

Par exemple, une gamme de vitesse de $\pm 20\%$ autour du point de synchronisme correspondant à une gamme de glissement de 0.2 à -0.2. Ceci limite la puissance active maximale traitée par le convertisseur à 20% de la puissance du stator, [1].

La puissance réactive est définie comme suit :

$$Q_{sr} = Q_s + \frac{Q_r}{|g|} \quad (\text{I-6})$$

Q_s et Q_r sont les puissances réactives respectivement du stator et du rotor ;

Q_{sr} est la somme des puissances réactives requises pour établir le flux de fuite et de magnétisant dans la MADA.

La puissance apparente maximale du rotor S_r est liée du celle du stator S_s par l'expression suivante :

$$S_r = |g_{\max}| \cdot S_s \quad (\text{I-7})$$

Avec $g_{\max}$ le glissement maximal pour une gamme de vitesse bien définie.

I.7 Domaine d'application de la MADA

La machine asynchrone à double alimentation offre des nombreux avantages par rapport à la machine asynchrone et synchrone et surtout en ce qui concerne la gamme de vitesse opérationnelle et de la puissance d'entraînement ou bien la puissance générée par cette dernière en mode génératrice. De plus, elle a un comportement souple à la commande, ce qui lui permet de trouver un domaine d'application très vaste. La MADA peut être utiliser dans des applications spécifiques avec une vitesse variable et à fréquence constante (VVFC), comme dans les systèmes de génération de l'énergie électrique à partir des puissances éoliennes et hydraulique, ainsi que dans les applications aérospatiales et navales, l'entraînement des ventilateurs et des pompes d'eau, [2].

I.8 L'application de la MADA dans les systèmes éoliens

Actuellement, la majorité des éoliennes installées de puissance supérieure à 1 MW utilisant une machine asynchrone pilotée par le rotor.

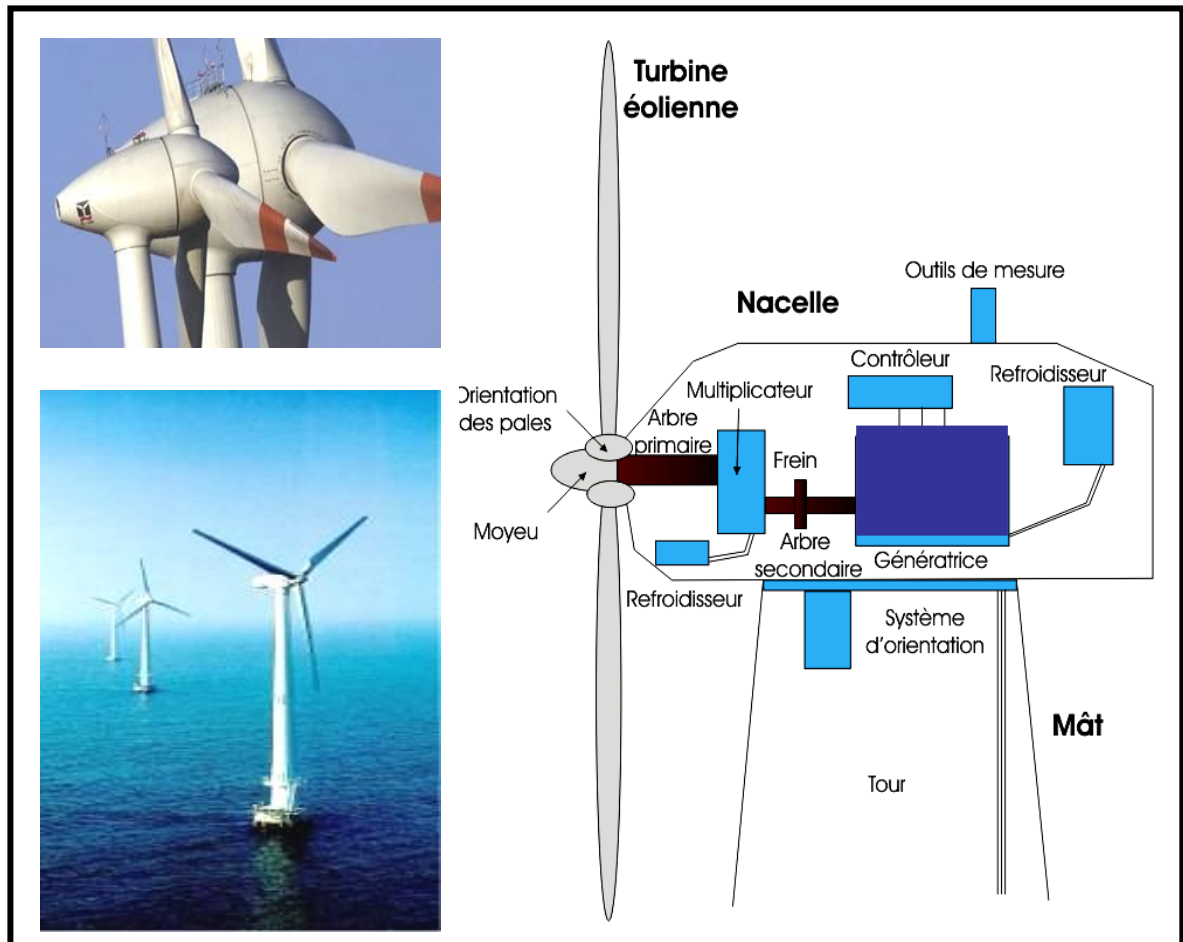


Fig. (I-9) : Eolienne installée en mer.

Les turbines de vent sont construites pour des puissances allant jusqu'à 4.5 MW. On estime que cette puissance augmentera à l'avenir, particulièrement dans des applications en mer, vue que ce milieu est caractérisé par une vitesse de vent très importante.

Une synthèse bibliographique a mis en évidence l'abondante littérature sur ce sujet a permis d'identifier un système d'alimentation particulière adéquat reposant sur l'utilisation d'un convertisseur AC/AC (cyclo-convertisseur) ou bien AC/DC/AC (redresseur-onduleur), figure(I-10). Les convertisseurs sont dimensionnés pour faire transiter la puissance rotorique qui représente environ de 20 à 30% de la puissance nominale. C'est le principal intérêt de cette technique.

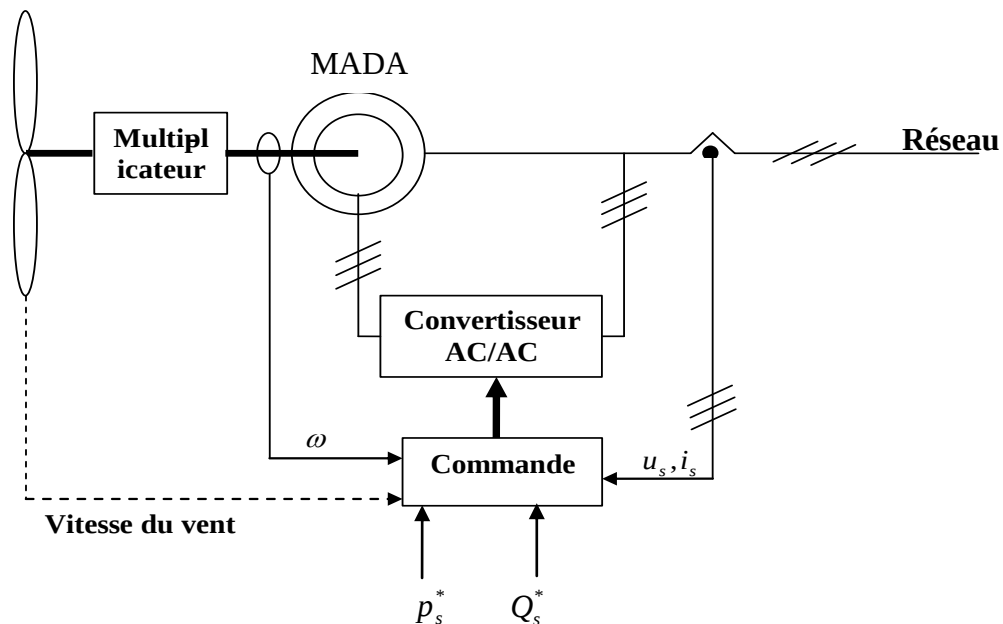


Fig. (I-10) : Schéma de principe d'un aérogénérateur à base de la MADA

I.9 Intérêt de la MADA

On explique ici pourquoi utiliser une MADA plutôt qu'un autre type de génératrice. Le principal avantage de la MADA est la possibilité de fonctionner à vitesse variable. Les machines asynchrones à vitesse fixe doivent fonctionner au voisinage de la vitesse de synchronisme, car la fréquence est imposée par le réseau. La vitesse du rotor est quasi constante. Comme la vitesse du vent fluctue beaucoup, la puissance captée varie. Mais il faut pouvoir livrer au réseau la puissance nominale voulue.

Pour cela, le système de la MADA permet de régler la vitesse de rotation du rotor, en fonction de la vitesse du vent. En effet, la MADA permet un fonctionnement en génératrice hyposynchrone et hypersynchrone. On arrive ainsi à extraire le maximum de puissance possible. L'intérêt de la vitesse variable pour une éolienne est de pouvoir fonctionner sur une large plage de vitesses de vent, et de pouvoir en tirer le maximum de puissance possible, pour chaque vitesse de vent, [3].

I.10 Système de génération électrique étudié dans ce mémoire

Dans ce mémoire on va étudier et analyser, un système de génération électrique baser sur la machine asynchrone à rotor bobiné, dont le stator est connecté directement au réseau, alors que le rotor est connecté à ce dernier par l'intermédiaire d'un convertisseur de puissance bidirectionnel.

D' autre part, on va adapter une stratégie de réglage pour les puissances active et réactive de la génératrice qui consiste de réguler ces dernières à partir des valeurs de références exigées.

Le convertisseur de puissance utilisé dans ce cas est un onduleur de tension équipé avec des dispositifs semi-conducteur associé à un source à courant continu (qui doit être un redresseur). La stratégie de commande de largeur d'impulsion (MLI) est adaptée pour la commande de l'onduleur de tension.

L'objectif visé dans ce travail est le réglage des puissances active et réactive générées par le stator de la MADA par des régulateurs en mode glissant.

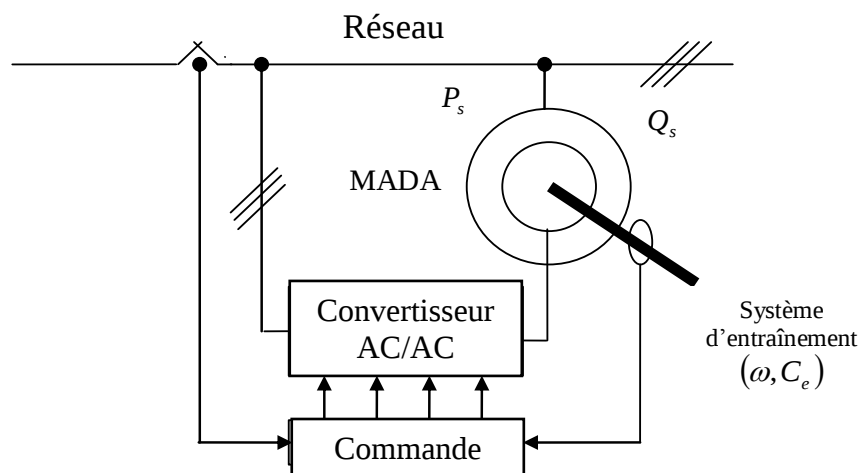


Fig. (I-11) : Schéma de principe du système de génération étudié.

I.11 Conclusion

La machine à double alimentation offre des avantages remarquables, ce qui permet à cette dernière de trouver un domaine d'application très vaste, notamment dans les systèmes de génération de l'énergie électrique. L'avantage principale de la MADA dans les systèmes de génération de l'énergie électrique est que le convertisseur associé au circuit du rotor ne traite qu'une fraction de 20 à 30% de toute la puissance du système, ce qui permet de minimiser les pertes et le coût de production.

La maîtrise et la compréhension du comportement de ce type des machines passe obligatoirement par une étude modélisation, qui est l'objectif du chapitre suivant.



CHAPITRE II :

Modélisation de la machine à double Alimentation



II.1 Introduction

La modélisation de la machine électrique est une étape primordiale de son développement. Les progrès de l'informatique et du génie des logiciels permettent de réaliser des modélisations performantes et d'envisager l'optimisation des machines électriques.

Ce chapitre sera l'objectif d'une étude de modélisation de la machine asynchrone à double alimentation dans le référentiel lié au champ tournant. Ce dernier nous a permis d'obtenir un modèle mathématique adapté au réglage découplé des puissances active et réactive au niveau du stator de la MADA.

II.2 Modélisation de machine asynchrone à double alimentation

II.2.1 Description

La machine asynchrone à double alimentation comporte trois bobines statoriques (A_s, B_s, C_s) décalées entre elles par un angle de $(\frac{2\pi}{3})$, et aussi trois bobines rotoriques identiques de répartition et similaire à celles du stator, (A_r, B_r, C_r).

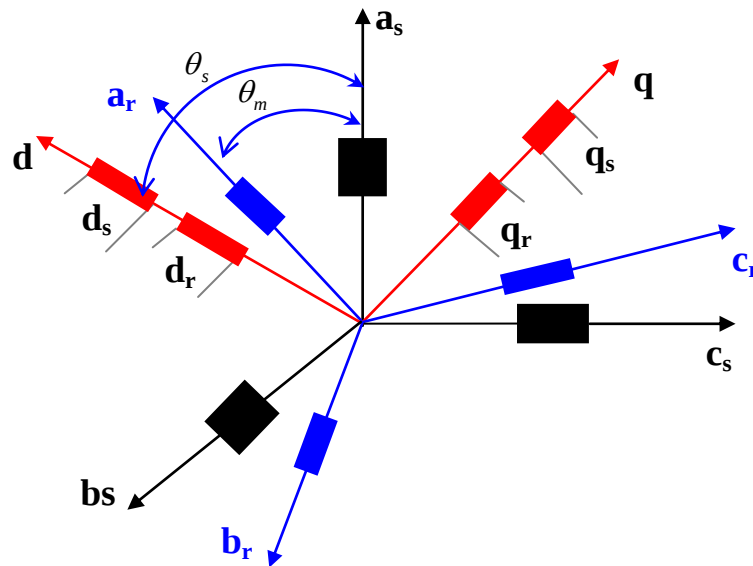


Fig. (II-1) : Représentation simplifiée de la MADA.

II.2.2 Equations électriques de la MADA

Du stator

Du rotor

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d\Phi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d\Phi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d\Phi_{sc}}{dt} \end{cases} \quad \begin{cases} V_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d\Phi_{ra}}{dt} \\ V_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d\Phi_{rb}}{dt} \\ V_{rc} = R_r i_{rc} + \frac{d\Phi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II-1})$$

II.2.3 Equations magnétiques

Les équations magnétiques sous forme matricielle sont données par les expressions suivantes :

$$\begin{bmatrix} \Phi_s \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [l_s] & [M_{sr}] \\ [M_{sr}] & [l_r] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (\text{II-2})$$

Avec :

$$[\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} ; [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}$$

$$[i_s] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} ; [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}$$

$$[l_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}$$

$$[l_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

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

Cette dernière matrice est nommée inductance mutuelle entre le rotor et le stator, avec θ écart angulaire entre les axes des ces dernières.

II.2.4 Equation mécanique

$$C_e - C_r = j \frac{d \omega_m}{dt} \Rightarrow \dot{\omega}_m = \frac{1}{j} (C_e - C_r) \quad (\text{II-3})$$

II.3 Transformation de Park

L'application de la transformation de Park, s'avère nécessaire, cette transformation appliquée aux : courants, tensions, et flux permet d'obtenir des équations différentielles à coefficients constants.

II.3.1 Choix de référentiel

Nous avons choisi dans notre cas le système d'axe (d, q) lié au champ tournant parce que dans ce système on a, [4,5]:

$$V_{ds} = U \text{ et } V_{qs} = 0 \quad (\text{II-4})$$

Par conséquent :

$$P_s = \frac{3}{2} U \cdot i_{ds} \text{ et } Q_s = -\frac{3}{2} U \cdot i_{qs} \quad (\text{II-5})$$

Dans ce cas là, on obtient un découplage entre les puissances active et réactive.

II.3.2 Matrice de Park

Consiste à appliquer aux courants, tensions, et flux un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe d'une phase (V_a) statorique et le système d'axe (d, q), elle est définie comme suit, [6]:

$$[A_p] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

L'angle θ dans la matrice $[A_p]$ prend la valeur (θ_s) pour les grandeurs statoriques et ($\theta_s - \theta_m$) pour les grandeurs rotorique.

D'autre part :

$$[Ap]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

II.3.3 L'application de la transformation de Park

La transformation de Park du système d'équations (II-1) :

$$[Ap]^{-1} \cdot [Vd_{qo}] = [R] \cdot [Ap]^{-1} \cdot [id_{qo}] + \frac{d}{dt} [[Ap]^{-1} [\Phi_{dqo}]] \quad (II-6)$$

$$[Vd_{qo}] = [R] \cdot [id_{qo}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{dqo}] + [Ap] \cdot \left[\frac{d}{dt} [Ap]^{-1} [\Phi_{dqo}] \right] \quad (II-7)$$

$$[Ap] \cdot \left[\frac{d}{dt} [Ap]^{-1} \right] = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \left[\frac{d\theta}{dt} \right] \quad (II-8)$$

Tel que :

$\theta = \theta_s$: Pour les grandeurs statorique.

$\theta = \theta_s - \theta_m$: Pour les grandeurs rotorique.

II.4 Modèle de la machine dans le référentiel (d, q) :

On remplace la relation (II-8) dans (II-7) on obtient le modèle biphasé suivant :

$$\begin{cases} V_d = Ri_d + \frac{d\Phi_d}{dt} - \frac{d\theta}{dt} \Phi_q \\ V_q = Ri_q + \frac{d\Phi_q}{dt} + \frac{d\theta}{dt} \Phi_d \\ V_o = Ri_o + \frac{d\Phi_o}{dt} \end{cases} \quad (II-9)$$

N.B :

La composante homopolaire du système (II-9) est nulle pour un système équilibré.

A partir de ce qui précède on obtient les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II-10})$$

Avec:

$$\begin{cases} \theta = \theta_s \Rightarrow \frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s & : \text{Pour les grandeurs statorique.} \\ \theta = \theta_s - \theta_m \Rightarrow \frac{d\theta}{dt} = \frac{d(\theta_s - \theta_m)}{dt} = \omega_s - \omega_m & : \text{Pour les grandeurs rotorique.} \end{cases}$$

Le système d'équation (II-10) représente le modèle de la machine asynchrone à double alimentation dans le repère (d, q) lié au champ tournant.

II.4.1 Transformation de Park du flux

On applique la transformation de Park pour établir les relations entre les flux d'axes (d,q,o) et ceux des axes (a,b,c) on obtient :

$$\begin{cases} [\Phi_{dqos}] = [A_p] \cdot [\Phi_s] \\ [\Phi_{dqor}] = [A_p] \cdot [\Phi_r] \end{cases} \quad (\text{II-11})$$

* Au stator :

$$\begin{cases} [\Phi_{dqos}] = [A_p] \cdot [l_s] \cdot [i_s] + [M_{sr}] \cdot [i_r] \\ [\Phi_{dqos}] = [A_p] \cdot [l_s] \cdot [A_p]^{-1} [i_{dqos}] + [A_p] \cdot [M_{sr}] \cdot [A_p]^{-1} [i_{dqor}] \end{cases} \quad (\text{II-12})$$

* Au rotor :

$$\begin{cases} [\Phi_{dqor}] = [A_p] \cdot [l_r] \cdot [i_r] + [M_{sr}] \cdot [i_s] \\ [\Phi_{dqor}] = [A_p] \cdot [l_r] \cdot [A_p]^{-1} [i_{dqor}] + [A_p] \cdot [M_{sr}] \cdot [A_p]^{-1} [i_{dqos}] \end{cases} \quad (\text{II-13})$$

Après les équations (II-12) et (II-13) on obtient le système matriciel suivant :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \\ \Phi_{os} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 & 3/2(M_{sr}) & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 & 0 & 3/2(M_{sr}) & 0 \\ 0 & 0 & l + 2M_s & 0 & 0 & 0 \\ 3/2(M_{sr}) & 0 & 0 & l_r - M_r & 0 & 0 \\ 0 & 3/2(M_{sr}) & 0 & 0 & l_r - M_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_r + 2M_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{os} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} \quad (\text{II-14})$$

Tel que :

$$L_s = l_s - M_s$$

$$L_r = l_r - M_r$$

$$L_m = \frac{3}{2} M_{sr}$$

$$L_{os} = L_s + 2M_s$$

$$L_{or} = L_r + 2M_r$$

Si on élimine la composante homopolaire du système (II-14) on obtient :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{II-15})$$

II.4.2 Mise en équation d'état

Dans ce cas, on considérons les flux rotorique Φ_{dr} , Φ_{qr} , et les courants statorique i_{ds} , i_{qs} variable d'état. Ainsi que les tensions v_{ds} , v_{qs} , v_{dr} , v_{qr} comme variables de commande, on à donc :

$$X = [i_{ds}, i_{qs}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr}]$$

$$U = [v_{ds}, v_{qs}, v_{dr}, v_{qr}]$$

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU$$

D'après l'équation (II-15) nous avons :

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{1}{L_r} \Phi_{dr} - \frac{L_m}{L_r} i_{ds} \\ i_{qr} = \frac{1}{L_r} \Phi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \end{cases} \quad (\text{II-16})$$

On remplace les équations (II-15) et (II-16) dans l'équation (II-10) après le calcul et la simplification, on obtient le système d'équations suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s i_{ds} + (L_s - \frac{L_m^2}{L_r}) \frac{di_{ds}}{dt} - \omega_s (L_s - \frac{L_m^2}{L_r}) i_{qs} - \omega_s \frac{L_m}{L_r} \Phi_{qr} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + (L_s - \frac{L_m^2}{L_r}) \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_s (L_s - \frac{L_m^2}{L_r}) i_{ds} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \Phi_{dr} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \\ V_{dr} = -R_r \frac{L_m}{L_r} i_{ds} + \frac{R_r}{L_r} \Phi_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \Phi_{qr} \\ V_{qr} = -R_r \frac{L_m}{L_r} i_{qs} + \frac{R_r}{L_r} \Phi_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \Phi_{dr} \end{array} \right. \quad (II-17)$$

Tel que :

$$\sigma = L_s [1 - (\frac{L_m^2}{L_s L_r})] = (L_s - \frac{L_m^2}{L_r})$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

Après l'arrangement du système d'équations (II-17), on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{ds}}{dt} = -\left[\frac{R_s}{\sigma} + \frac{L_m^2}{L_r T_r \sigma} \right] i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \left[\frac{L_m}{L_r T_r \sigma} \right] \Phi_{dr} + \left[\frac{L_m}{L_r \sigma} \right] \omega_m \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma} V_{ds} - \left[\frac{L_m}{L_r \sigma} \right] V_{dr} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -\omega_s i_{ds} - \left[\frac{R_s}{\sigma} + \frac{L_m^2}{L_r T_r \sigma} \right] i_{qs} - \left[\frac{L_m}{L_r \sigma} \right] \omega_m \Phi_{dr} + \left[\frac{L_m}{L_r T_r \sigma} \right] \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma} V_{qs} - \left[\frac{L_m}{L_r \sigma} \right] V_{qr} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_{dr} + (\omega_s - \omega_m) \Phi_{qr} + V_{dr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{qs} - (\omega_s - \omega_m) \Phi_{qr} - \frac{1}{T_r} \Phi_{qr} + V_{qr} \end{array} \right. \quad (II-18)$$

L'écriture Sous forme matricielle devient :

$$\dot{X} = A X + B U$$

Où :

$$X = [i_{ds}, i_{qs}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr}]$$

$$U = [V_{ds}, V_{qs}, V_{dr}, V_{qr}]$$

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \frac{di_{ds}}{dt} \\ \frac{di_{qs}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{\sigma} + \frac{L_m^2}{L_r \sigma T_r}\right) & (\omega_s) & \left(\frac{L_m}{\sigma T_r L_r}\right) & \left(\omega_m \frac{L_m}{\sigma L_r}\right) \\ -(\omega_s) & -\left(\frac{R_s}{\sigma} + \frac{L_m^2}{\sigma T_r L_r}\right) & -\left(\omega_m \frac{L_m}{\sigma L_r}\right) & \left(\frac{L_m}{\sigma T_r L_r}\right) \\ \left(\frac{L_m}{T_r}\right) & 0 & -\left(\frac{1}{T_r}\right) & (\omega_s - \omega_m) \\ 0 & \left(\frac{L_m}{T_r}\right) & -(\omega_s - \omega_m) & -\left(\frac{1}{T_r}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} \\
&+ \begin{bmatrix} \left(\frac{1}{\sigma}\right) & 0 & -\left(\frac{L_m}{\sigma L_r}\right) & 0 \\ 0 & \left(\frac{1}{\sigma}\right) & 0 & -\left(\frac{L_m}{\sigma L_r}\right) \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} \quad (II-19)
\end{aligned}$$

II.5 Expression du couple

A partir de la relation de la puissance active suivant :

$$P_{abs} = V_{ds} i_{ds} + V_{qs} i_{qs} \quad (II-20)$$

En remplace les tensions par leurs valeurs on obtient :

$$\begin{aligned}
P_{abs} &= R_s i_{ds}^2 + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} i_{ds} - \omega_s \Phi_{qs} i_{ds} + R_s i_{qs}^2 + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} i_{qs} + \omega_s \Phi_{ds} i_{qs} \\
P_{abs} &= R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + \left(\frac{d\Phi_{ds}}{dt} i_{ds} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} i_{qs} \right) + \omega_s (\Phi_{ds} i_{qs} - \Phi_{qs} i_{ds}) \\
P_{abs} &= P_j + P_r + P_{el}
\end{aligned} \quad (II-21)$$

$$\Rightarrow \begin{cases} P_j = R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) \\ P_r = \frac{d\Phi_{ds}}{dt} i_{ds} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} i_{qs} \\ P_{el} = \omega_s (\Phi_{ds} i_{qs} - \Phi_{qs} i_{ds}) \end{cases} \quad (II-22)$$

A partir de la relation qui donne l'énergie électromagnétique en fonction du couple :

$$P_{el} = \omega_s C_e \quad (II-23)$$

En distingue l'expression du couple :

$$C_e = np(\Phi_{ds} i_{qs} - \Phi_{qs} i_{ds}) \quad (II-24)$$

On remplace l'équation (II-16) dans l'expression du flux statorique dans l'équation (II-15) et finalement on remplace les tous dans l'expression du couple électromagnétique (II-24) :

$$C_e = np \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qs} i_{ds}) \quad (\text{II-25})$$

Donc l'équation mécanique devient :

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{j} \cdot [np \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \cdot (\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd}) - C_r] \quad (\text{II-26})$$

II.6 Expressions des puissances

Les expressions des puissances active et réactive sont données par :

$$P_s = \frac{3}{2} (v_{ds} \cdot i_{ds} - v_{qs} \cdot i_{qs})$$

$$Q_s = \frac{3}{2} (v_{qs} \cdot i_{ds} - v_{ds} \cdot i_{qs}) \quad (\text{II-27})$$

II.7 Modélisation de l'alimentation

L'alimentation de la machine au niveau rotorique est assurée par un ensemble redresseur, filtre RLC, et un onduleur MLI, comme il est représenté dans la figure. (II-2), [7].

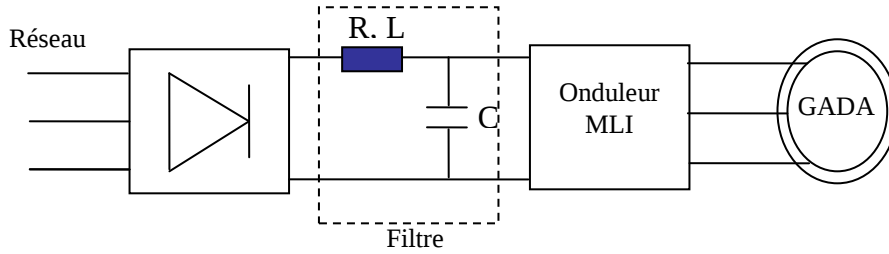


Fig. (II-2) : l'ensemble convertisseur machine.

II.7.1 Modélisation du redresseur

Les redresseurs sont des convertisseurs de l'électronique de puissance qui assurent la conversion alternative-continu.

Nous utilisons un pont triphasé toutes les diode sont alimentée par un système de tensions sinusoïdales triphasées, schématisée par la figure. (II-3), [7].

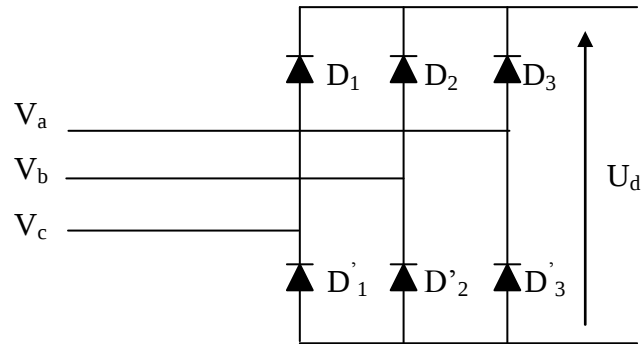


Fig. (II-3) : Redresseur tout diodes.

Deux diodes d'un même bras ne peuvent conduire simultanément. Lorsque D_1 conduit, l'une des deux diodes D'_2 et D'_3 conduit également. Il en vient que D_1 conduit lorsque V_1 est supérieur à V_2 et V_3 , ou encore :

$$V_1 = \text{Max}(V_j) ; j=1, 2, 3.$$

Le même raisonnement conduit aux conditions suivantes :

$$D_i \text{ conduit si } V_i = \text{Max}(V_j) ; i=1, 2, 3 ; j=1, 2, 3.$$

$$D'_i \text{ conduit si } V'_i = \text{Min}(V_j) ; i=1, 2, 3 ; j=1, 2, 3.$$

Pendant chaque séquence de conduction, la tension U_d à la sortie du redresseur est :

$$U_d = \text{Max}(V_j) - \text{Min}(V_j) ; j=1, 2, 3. \quad (\text{II-28})$$

Les tensions triphasées à l'entrée et celle à la sortie du redresseur sont représentées par la figure (II-4).

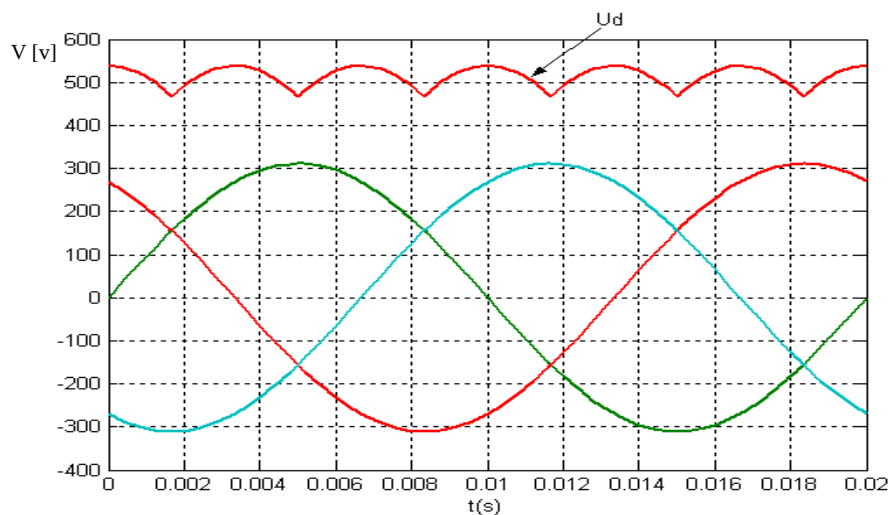


Fig. (II-4) : Les tensions triphasées et la tension redressée.

La tension obtenue par ce redresseur présente des ondulations importante, ce qui nécessite un filtre.

II.7.2 Modélisation du filtre

Pour corriger la source de tension continue, on délivre à la sortie du redresseur une capacité C , celle-ci absorbe la différence entre le courant unidirectionnel I_d et supprime les brusques variations de V_{dc} lors des commutations, par contre, pour réduire l'ondulation du courant I et protéger l'onduleur contre la vitesse critique de croissance du courant di/dt , on place en série une inductance de lissage L , [7,8].

L'ensemble C-L constitue un filtre passe bas.

Le schéma représentatif est donné par la figure (II-5).

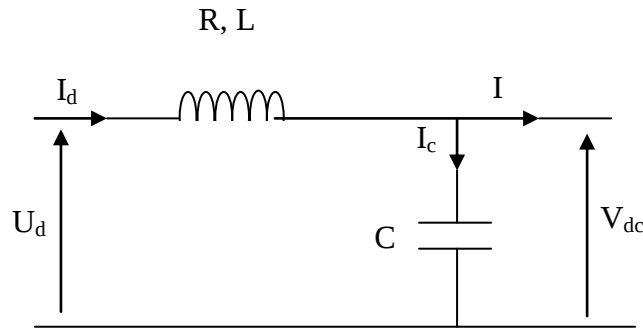


Fig. (II-5) : Représentation du filtre.

Les équations du filtre sont :

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L} (U_d - V_{dc} - RI_d) \quad (\text{II-29})$$

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} (I_d - I) \quad (\text{II-30})$$

Le rôle de la capacité C est d'assurer le caractère d'une source de tension à courant continu à l'entrée de l'onduleur, de fournir l'énergie réactive à la machine, et d'absorber le courant négatif par la charge. Le rôle de l'inductance L est de lisser le courant I_d à travers la source de tension.

La fréquence de coupure est donnée par :

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_f \cdot C_f}} = 2 \cdot \pi \cdot f_c \quad (\text{II-31})$$

II.7.3 Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué des cellules de commutation généralement à transistor ou thyristor GTO pour les grandes puissances.

Le principe de fonctionnement s'exprime par le séquençage imposé à l'interrupteur statique qui réalise la modulation de largeur des impulsions des tensions appliquées aux enroulements rotoriques où statoriques de la machine.

Les trois cellules de commutation formant un onduleur triphasé sont bidirectionnelles en courant.

Dans l'hypothèse de la conduction continue, on montre que chaque groupe transistor diode, assemblés en parallèle, forme un interrupteur (demi-bras) bicommandable (commandé à l'ouverture et à la fermeture), chaque demi-bras possède son complémentaire, figure (II-6).

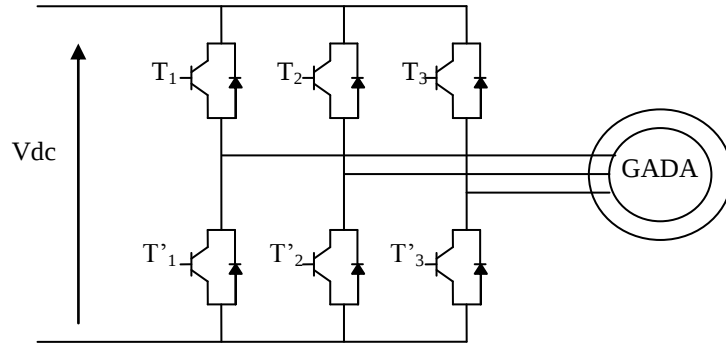


Fig. (II.6) : Représentation schématique d'un onduleur.

II.7.3.1 Fonction de connexion

Chaque interrupteur K_{ci} ($c \in \{1, 2, 3\}$, $i \in \{1, 2\}$) supposé idéalisé introduit une fonction de connexion f_{ci} , le courant i_{ci} qui le traverse et la tension a ses bornes s'écrivent respectivement, [9] :

$$I_{ci} = f_{ci} i_{ci} \text{ et}$$

$$V_{ci} = (1 - f_{ci}) v_{ci}$$

Avec :

$f_{ci} = 0$: Interrupteur ouvert.

$f_{ci} = 1$: Interrupteur fermé.

I_{ci} : Courant commuté.

v_{ci} : Tension commutée.

Le schéma de demi-bras de l'onduleur est donné par la figure (II-7) :

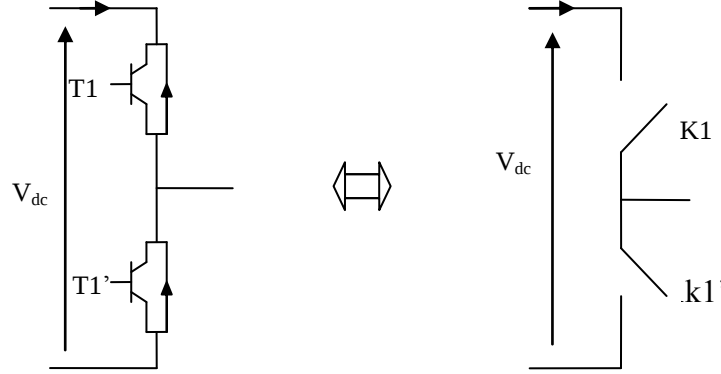


Fig. (II-7) : Demi-bras de l'onduleur

Le courant i_c correspond aux courants dans la charge i_1 , i_2 ou i_3 et v_c à la tension d'alimentation U .

Chaque cellule est formée de deux interrupteurs, comme la conduction est considérée toujours continue, à instant donné un seul des interrupteurs est fermé de tel sorte qu'il en résulte une liaison rigide entre leurs fonctions de connexion soit :

$$f_{c1} + f_{c2} = 0$$

L'expression des tensions composées est donnée comme suit :

$$\begin{aligned} U_{12} &= V_{as} - V_{bs} = V_{21} - V_{11} \\ U_{23} &= V_{bs} - V_{cs} = V_{31} - V_{21} \\ U_{31} &= V_{cs} - V_{as} = V_{11} - V_{31} \end{aligned} \quad (\text{II-32})$$

Et on a aussi les relations suivantes (des tensions simples en fonction des tensions composées) :

$$\begin{cases} V_{as} = \frac{1}{3} \cdot (U_{12} - U_{31}) \\ V_{bs} = \frac{1}{3} \cdot (U_{23} - U_{12}) \\ V_{cs} = \frac{1}{3} \cdot (U_{31} - U_{23}) \end{cases} \quad (\text{II-33})$$

En introduisant les fonctions de connexion relatives à chacun d'entre eux, il vient :

$$\begin{bmatrix} U_{12} \\ U_{23} \\ U_{31} \end{bmatrix} = U \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix} \quad (\text{II-34})$$

Si on admet que les tensions simples du récepteur forment un système triphasé équilibré, il en découle :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix} \quad (\text{II-35})$$

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs on fait appel à la technique M.L.I (Modulation de Largeur d'Impulsion) qui consiste à calculer les intersections d'une tension de référence sinusoïdale avec celle de modulation triangulaire appelé porteuse. Les signaux de références sont donnés par l'équation suivante, [7,9] :

$$V_{ref} = r \sin[(2\pi \cdot f)t - 2(i-1)\frac{\pi}{3}]; j = 1,2,3. \quad (\text{II-36})$$

Lorsque la référence est sinusoïdale, dans ce cas deux paramètres caractérisent la commande :

- L'indice de modulation « m » égale au rapport entre la fréquence de modulation et celle de référence.
- Le coefficient de réglage en tension « r » égale au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation.

Le schéma d'élaboration de la M.L.I est donné par la figure (II-8) :

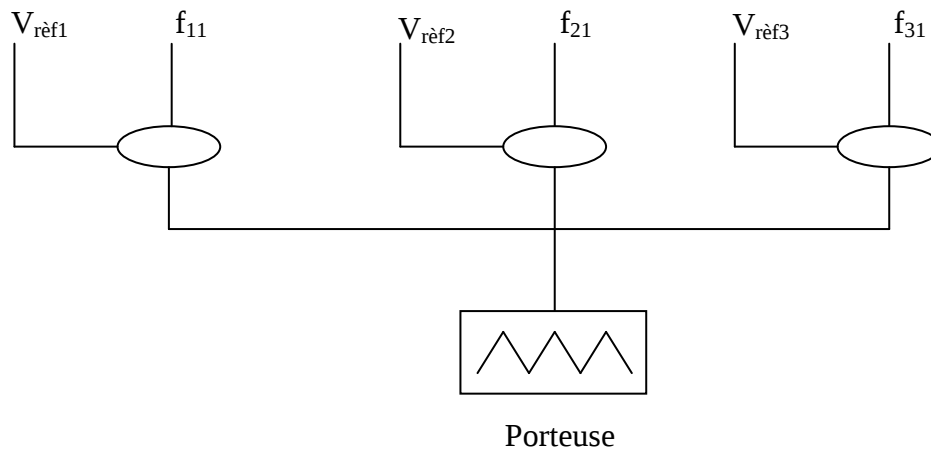


Fig. (II-8) : Schéma de principe de la technique M.L.I.

II.7.3.2 Simulation numérique de l'onduleur

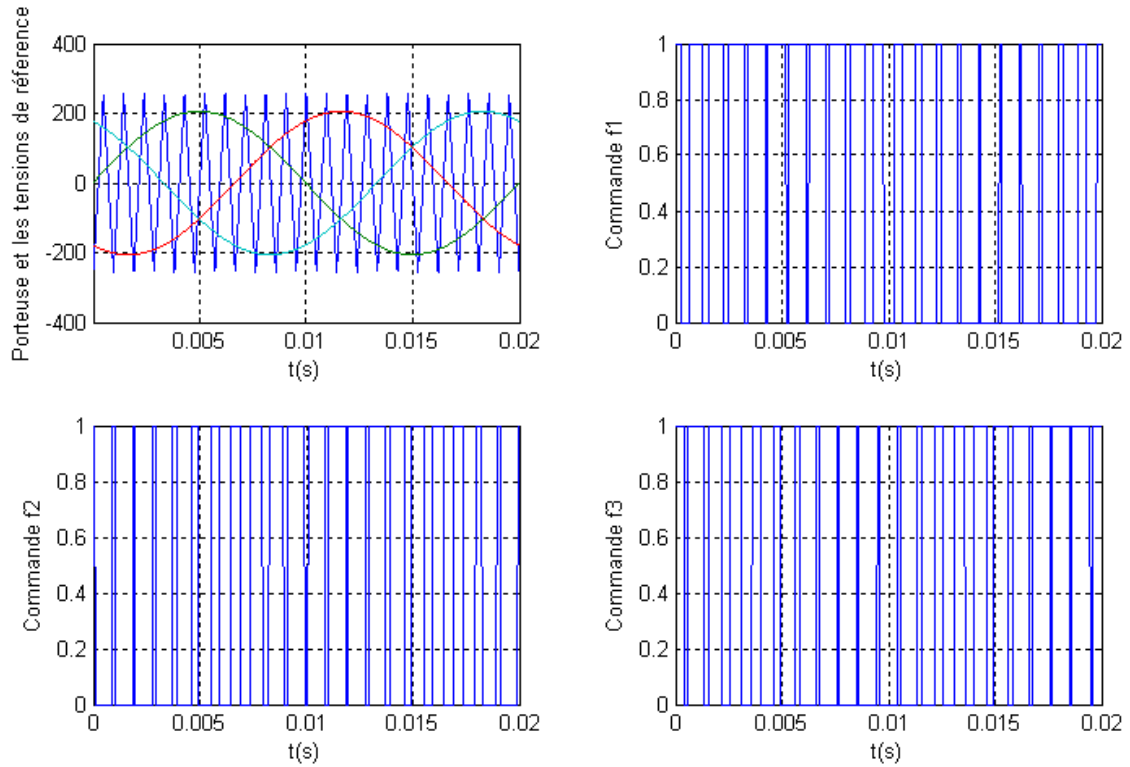


Fig. (II-9) : La porteuse et les tensions de référence et les signaux de commande.

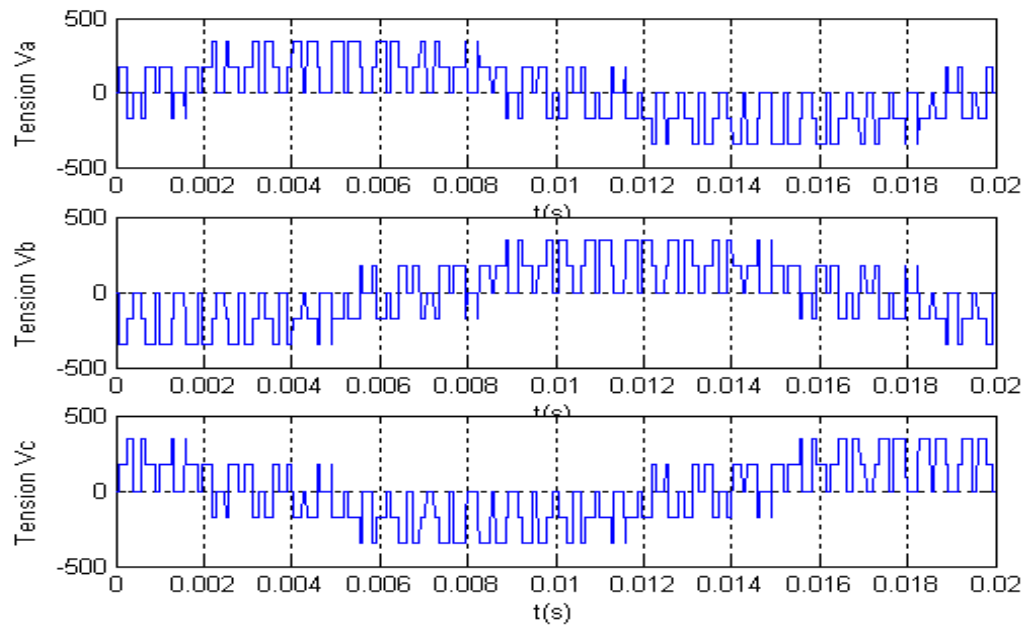


Fig. (II-10) : Tensions simples à la sortie de l'onduleur.

II.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons vu que la machine asynchrone à double alimentation, a été ramenée à une machine biphasée équivalente à l'aide de la transformation de Park permettant le passage d'un repère triphasé à un autre biphasé. Cette modélisation nous a montré un fort couplage entre les puissances active et réactive. Ainsi que, le choix d'un tel référentiel approprié pour la modélisation repose sur la stratégie de commande appliquée et les grandeurs à commander, pour ça nous avons développé un modèle de la machine dans le référentiel lié au champs tournant (d, q) en vu de la commande des puissances active et réactive.

Le chapitre suivant est consacré à la commande des ces puissance par des régulateurs en mode glissant.

Ainsi que l'étudier du système de commande de cette machine (mode de glissement) pour garder les puissances active et réactive à la sortie de la machine (au stator) comme celles de la référence.



CHAPITRE III :

Réglage par mode glissant des puissances active et réactives



III.1 Introduction

Le réglage par mode glissant est un mode de fonctionnement particulier des système de réglage a structure variable. Ce système a été étudié d'abord en Union Soviétique. Par la suite, ces travaux ont été repris ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour étudier quelques applications possibles, [10,11].

Une caractéristique importante de réglage qui repose sur l'orientation de la tension statorique suivant le référentiel lié au champ tournant (d-q), a le but de réaliser un réglage découplé des puissances active et réactive au niveau du stator de la GADA.

Ce chapitre a comme objectif de représenter la robustesse d'un algorithme de commande des puissances active et réactive de la GADA par des régulateurs en mode glissant, dans des conditions où les courants, les tensions et la vitesse du rotor sont des grandeurs mesurables. L'objectif principal apporté à ce type de commande est le réglage des puissances active et réactive d'une manière découplée à partir du réglage des courants statoriques par l'action sur l'alimentation du rotor qui se fait par un convertisseur MLI.

III.2 Bref historique

Une attention considérable a été concentrée sur la commande du système non linéaire à dynamique incertaine, souvent sujet aux perturbations et aux variations de paramètres. Des contrôleurs à structure variable ont fait leur apparition dans la littérature soviétique et ont été largement identifiés comme une approche potentielle à ce problème. Des recherches sur la commande à structure variable ont été donnée par DECARLO et autres (1998) et par HUNG et autres (1993). L'action de commande force la trajectoire du système à intercepter l'espace d'état intitulé surface du glissement, [10].

Les trajectoires de système sont alors confondues avec la surface de glissement durant l'utilisation des commandes à une haute fréquence de commutation. L'avantage saillant de la commande à structure variable avec le mode glissant, est la robustesse contre des changements des paramètres ou des perturbation. Le phénomène «chattering» associé à la commande par mode glissant, présent un inconvénient majeur par ce qu'il peut exciter la dynamique de la commutation à haute fréquence qui le rend indésirable.

Une approche emploie une couche limite autour de la commutation. Une autre méthode, remplace la commande du type « maximum / minimum » par une fonction de vecteur d'unité avec une constant positive. Cependant ces approches ne fournissent aucune garantie quant à la convergence exacte au mode glissant et présente un dilemme chattering-robustesse, [10].

III.3 Objectif de la commande par mode glissant

L'objectif de la commande par mode glissant se résume en deux points essentiels :

- Synthétiser une surface $S(X, t)$ telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite, régulation et stabilité ;
- Déterminer un loi de commande (commutation), $U(X, t)$ qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et les maintenir sur cette surface.

III.4 Système à structure variable

Lorsque la structure du système ou du correcteur utilisé prend d'une façon discontinue deux ou plusieurs expressions, la notion de système à structures variable intervient. Il en découle donc la définition suivante :

III.4.1 Définition

Un système est dit à structure variable, s'il admet une représentation par des équations différentielles du type :

$$\dot{X} = \begin{cases} f_1(X) & \text{si condition « 1 » vérifiée} \\ f_n(X) & \text{si condition « n » vérifiée} \end{cases} \quad f_j \in C^k, k \geq 1 \quad (\text{III-1})$$

Lorsque la condition j est vérifiée, le système commute vers la structure j associée. En conséquence, les systèmes à structure variable sont caractérisés par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation, [1,11,12].

III.4.2 Exemple

A titre d'exemple, prenons le cas d'un système du second ordre défini par :

$$\ddot{X} = -X \cdot u \quad (\text{III-2})$$

Où $X, u \in R$, X est l'état et u la commande du système.

Le problème posé est le suivant : Comment ramener le système à l'origine $(X, \dot{X}) = (0, 0)$ à partir d'une état initial : $(X, \dot{X}) = (X_0, \dot{X}_0)$.

La solution proposée est le suivant : Si on pose : $u = \alpha^2$, (α une constant), alors la solution de l'équation (III-2) est :

$$\begin{cases} X = c_1 e^{j\alpha t} + c_2 e^{-j\alpha t} \\ \dot{X} = j\alpha c_1 e^{j\alpha t} - j\alpha c_2 e^{-j\alpha t} \end{cases} \quad (\text{III-3})$$

Ou c_1 et c_2 sont des constants qui dépendent des conditions initiales du système.

A partir de l'expression (III-3) on tire la relation liant X et $\dot{X}$ telle que :

$$\frac{\dot{X}}{\alpha^2} + X^2 = 4c_1c_2 > 0 \quad (\text{III-4})$$

Cette solution représente l'équation d'une ellipse dans le plan de phase présenté par la figure (III-1) suivant que α soit supérieure, inférieure ou égale à 1.

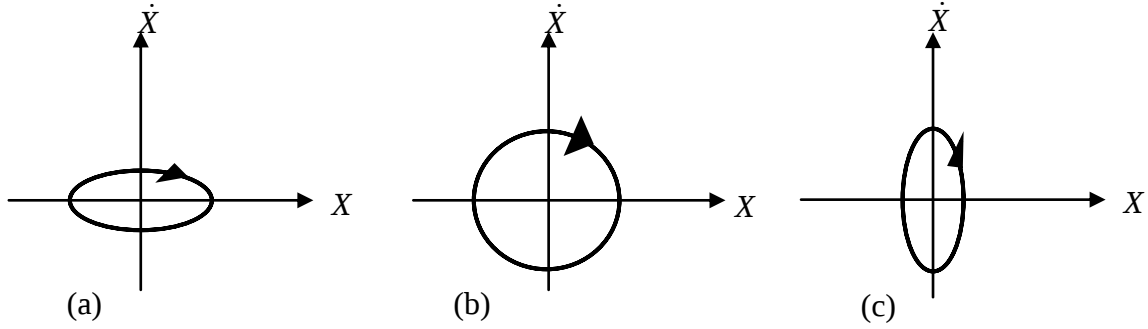


Fig. (III-1) : Représentation dans le plan d'état du comportement du système

$a : \alpha < 1$; $b : \alpha = 1$; $c : \alpha > 1$.

Etant donné que la variation se fait selon la direction des aiguilles d'une montre la figure (III-1). La loi de commutation de la commande est choisie suivant le signe de $X\dot{X}$, de la manière suivant :

$$u = \begin{cases} \alpha^2 = \alpha_1^2 < 1 & \text{si } X\dot{X} < 0; \\ \alpha^2 = \alpha_2^2 > 1 & \text{si } X\dot{X} > 0. \end{cases} \quad (\text{III-5})$$

Il en résulte un comportement convergent et stable vers l'origine, Figure (III.2).

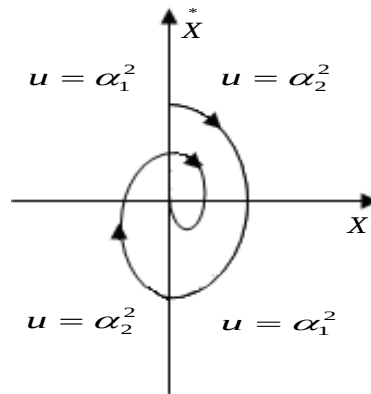


Fig. (III-2) : Convergence et stabilisation par logique de commutation.

Dans les systèmes de réglage à structure variable, on peut distinguer deux configurations de base différentes ;

La première configuration change la structure par la commutation d'une contre réaction d'état variable, tandis que la deuxième configuration change la structure par la commutation au niveau de l'organe de commande.

III.4.3 Configuration avec changement de la structure par commutation d'une contre réaction d'état variable :

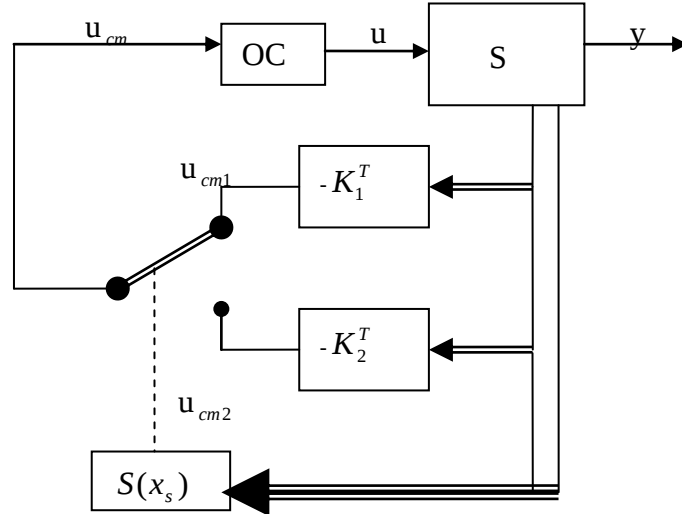


Fig. (III.3) : Système de réglage à structure variable avec changement de la structure par commutation d'une contre réaction d'état variable.

Le système à régler S possède une grandeur de commande « u » et une grandeur de sortie « y ». Son comportement est décrit par le vecteur d'état « x_s ». Ce dernier est mis en contre -réaction soit par le vecteur ligne $-K_1^T$ soit par $-K_2^T$ selon la position d'un commutateur. La tension de commande u_{cm} est amenée à l'organe de commande « OC » qui fournit la grandeur de commande « u », [13].

Le choix de la contre-réaction d'état par $-K_1^T$ ou $-K_2^T$ se fait à l'aide de la loi de commutation $S(x_s)$ également en fonction de vecteur d'état x_s . On a :

$$\begin{cases} u_{cm} = u_{cm1} = -K_1^T x_s & \text{pour } S(x_s) > 0 \\ u_{cm} = u_{cm2} = -K_2^T x_s & \text{pour } S(x_s) < 0 \end{cases} \quad (\text{III-6})$$

Avec une stratégie de commande (loi de commutation) adéquate on peut obtenir un phénomène transitoire stable et bien amorti même si les deux contre-réactions donnent un comportement instable ou à la limite de stabilité.

Sous certaines conditions, la commutation se fait à une fréquence très élevée (théoriquement infiniment élevée) le système travaille alors en mode de glissement (*Sliding Mode*). Le comportement dynamique du système est alors déterminé par la condition.

$$s(x_s) = 0 \quad (\text{III-7})$$

L'organe de commande reçoit dans ce cas une tension de commande u_{cm} qui commute rapidement entre deux valeurs variables u_{cm1} et u_{cm2} , ce qui peut provoquer des fortes sollicitations de l'organe de commande. Ce désavantage empêche très souvent une réalisation pratique de cette configuration, [13].

III.4.4 Configuration avec changement de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande

Dans ce cas, l'organe de commande doit être conçu de sorte que la grandeur de commande u ne prenne que les deux valeurs constantes $u_{\max}$ ou $u_{\min}$, [13].

La commutation entre ces deux valeurs est imposée par la loi de commutation selon :

$$\begin{cases} u_{cm} = u_{cm1} & \text{pour } S(x_s) > 0 \\ u_{cm} = u_{cm2} & \text{pour } S(x_s) < 0 \end{cases} \quad (\text{III-8})$$

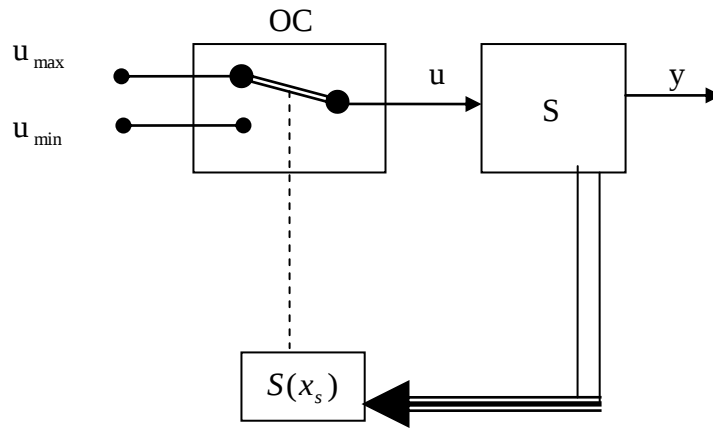


Fig. (III-4) : Système de réglage à structure variable avec changement de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande.

Oc : Organe de commande ;

S : Système à commande ;

$S(X_s)$: Surface de glissement ;

U_{cm} : Tension de commande.

Dans ce cas aussi, il est possible que la commutation ait lieu à une fréquence très élevée (théoriquement infiniment élevée) de sorte que le système de réglage travaille en mode de glissement. Pour le comportement dynamique de système existe alors également la condition

$$S(x_s) = 0$$

Cette configuration correspond en principe à un réglage à deux positions, cependant avec une loi de commutation plus performante, [13].

III.5 Théories des modes glissants

Les systèmes à structure variable sont caractérisés par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation appropriée. Ce choix assure à tout instant la commutation entre ces structures. La combinaison des propriétés de chacun de ces structures permet d'imposer le comportement désiré au système global, [12].

La théorie des modes glissants trouve ses origines ou ses justification dans la théorie de la commande des systèmes à relais et dans les circuits d'électronique de puissance.

En effet, comme il a été présenté précédemment, la commande par mode glissant est un cas particulier de la commande à structure variable appliquée à des systèmes décrits par l'équation suivante (on se limite au cas $n = 2$) :

$$\dot{X} = f = \begin{cases} f^+(X, u^+) & \text{si } S(X, t) > 0; \\ f^-(X, u^-) & \text{si } S(X, t) < 0. \end{cases} \quad (\text{III-9})$$

Les champs de vecteurs u^+ et u^- sont définis par :

$$u = \begin{cases} u^+ & \text{si } S(X, t) > 0; \\ u^- & \text{si } S(X, t) < 0. \end{cases} \quad (\text{III-10})$$

Où $S(X, t)$ est la fonction de commutation.

La surface de commutation S_0 est définie comme suite :

$$S_0 = \{X(t) / S(X, t) = 0\} \quad (\text{III-11})$$

Les trajectoires de f^+ et f^- associées à la fonction f qui convergent vers la surface de commutation, et qui ont la particularité de glisser sur celle-ci. Ce phénomène est appelé « mode de glissement », Fig. (III-5).

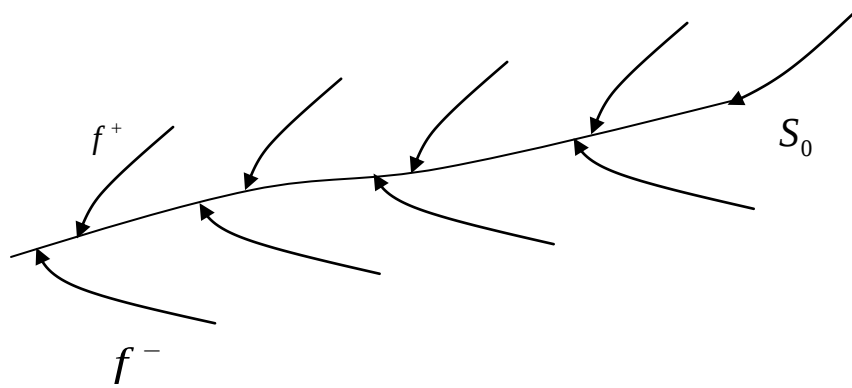


Fig. (III-5) : Trajectoires de f^+ et de f^- pour le mode de glissement

III.5.1 Les modes de la trajectoire dans le plan de phase.

La technique de la commande par mode glissant consiste à ramener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation approprié jusqu'au point d'équilibre, [12].

Cette trajectoire est constituée de trois parties distinctes, Fig. (III-6) :

- **Mode de convergence (MC)** : Dont la variable à réguler se déplace à partir du point d'équilibre initial, en d'autres termes c'est le comportement durant lequel la variable à réguler se déplace à partir d'un état initial vers la surface de commutation.
- **Mode de régime permanent (MRP)** : Il est nécessaire pour l'étude du comportement d'un système autour du point d'équilibre.
- **Mode de glissement (MG)** : C'est le mouvement (comportement) du système le long de la surface de commutation. La dynamique dans ce mode du choix de la surface de glissement. Il apparaît quand la commande ramène l'état x sur la surface de commutation et s'efforce de l'y maintenir, [12].

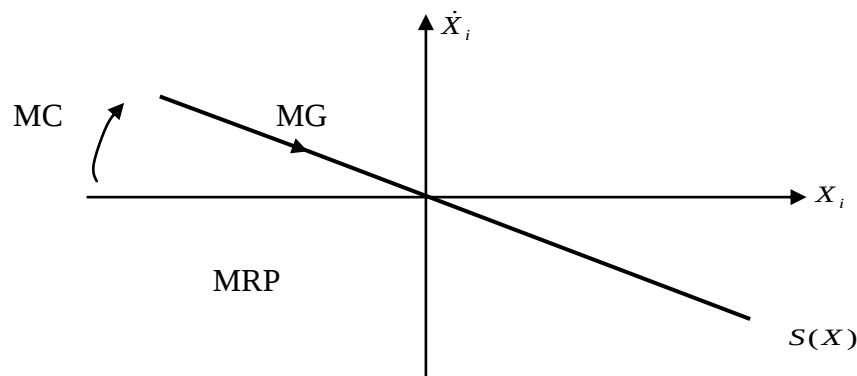


Figure. (III-6) : Les modes de trajectoire dans le plan de phase.

III.6 Conception de la commande par mode de glissement

La conception des régulateurs par les modes glissants prend en charge les problèmes de stabilité et des performances désirées d'une façon systématique. La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes :

- 1- Le choix de la surface ;
- 2- L'établissement des conditions d'existence de la convergence ;
- 3- La détermination de la loi de commande.

III.6.1 Choix de la surface de glissement

Le choix des surfaces de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leurs formes en fonction de l'application et de l'objectif visé. En générale, pour un système défini par l'équation d'état suivante :

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = f(X, t) + g(X, t) \cdot u(t) \\ y = C^t X, y \in R^m \end{cases} \quad (\text{III-12})$$

Dans le cas du traitement dans l'espace de phase, la fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase (i.e. convergence de la variable d'état vers sa valeur désirée). Ainsi, la surface $S(X)$ représente le comportement dynamique désiré du système. J.J.SLOTINE propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée telle que, [12] :

$$S(X) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(X) \quad (\text{III-13})$$

Avec

$e(X)$: L'écart de la variable à régler ; $e(X) = X_{réf} - X$.

λ_x : Une constant positive qui interprète la bonde passante du contrôle désiré.

r : Degré relatif, égale au nombre de fois qu'il fait dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

Pour $r = 1$; $S(X) = e(X)$

Pour $r = 2$; $S(X) = \lambda_x e(X) + \dot{e}(X)$

$S(X) = 0$, est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(X) = 0$.

En d'autres termes, la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder $S(X)$ à zéro. Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart en respectant la condition de convergence.

La linéarisation exacte de l'écart présentée par la figure (III-7) a pour but de forcer la dynamique de l'écart (référence – sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre « r ».

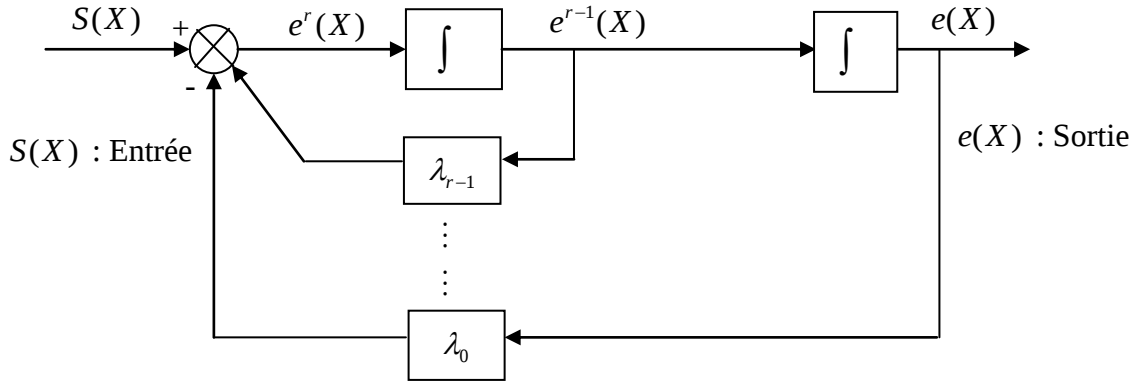


Fig. (III-7) : Linéarisation exacte de l'écart

III.6.2 Condition de convergence

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement, nous retenons de la littérature deux conditions, celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état du système.

III.6.2.1 Fonction directe de commutation

C'est la première condition de convergence, elle est proposée par UTKIN. Elle s'exprime sous la forme, [12]:

$$S(X)\dot{S}(X) < 0 \quad (\text{III-14})$$

Dans cette condition, il faut introduire pour $S(X)$ et sa dérivée, les valeurs justes à gauche et à droite de commutation.

III.6.2.2 Fonction de LYAPUNOV

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive $V(X) > 0$ pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commutation qui fera décroître cette fonction (i.e. $\dot{V}(X) < 0$). Cette fonction est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires, [10,12,13].

En définissant la fonction de LYAPUNOV par :

$$\dot{V}(X) = \frac{1}{2} \dot{S}^2(X) \quad (\text{III-15})$$

Et sa dérivée par :

$$\dot{V}(X) = S(X)\dot{S}(X)$$

Pour que la fonction de LYAPUNOV décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ce ci est vérifié si :

$$S(X)\dot{S}(X) < 0$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesurée par $S^2(X)$, diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux cotés, figure (III-8).

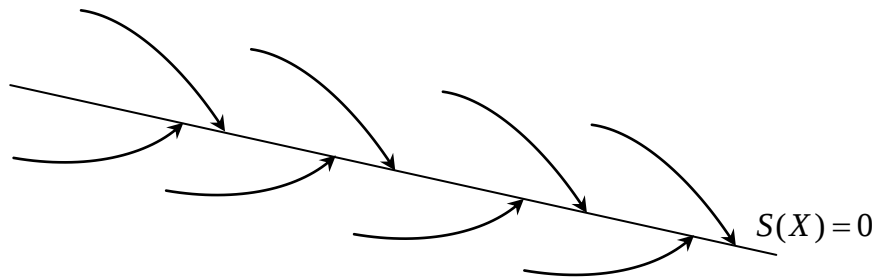


Fig. (III-8) : Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de

III.6.3 Calcul de la commande

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants.

Une des hypothèses essentielles dans la conception des systèmes à structure variable contrôlés par les modes glissants, est que la commande doit commuter entre $u_{\max}$ et $u_{\min}$ instantanément (fréquence infinie), en fonction du signe de la surface de glissement (Figure. (III-9)). Dans ce cas, des oscillations de très haute fréquence appelées « *droulement* » ou « *chattering* » apparaissent dans le mode glissant, [12].

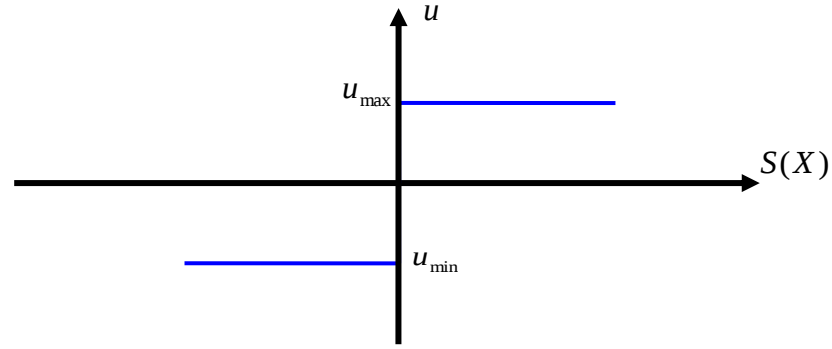


Fig. (III-9) : Commande appliquée aux systèmes à structure variable.

III.6.3.1 Définition des grandeurs de commande

Comme il a été vu précédemment, la surface du glissement se détermine en fonction du système et des performances désirées, indépendamment de la commande, et l'obtention du régime glissant supposerait la commande discontinue.

De ce fait, si cette commande est indispensable, elle n'empêche nullement, au contraire, qu'une partie continue lui soit adjointe pour diminuer l'amplitude de la discontinuité.

Par conséquent, la construction d'un contrôleur comporte deux parties ; une première concernant la linéarisation exacte et une deuxième stabilisante, cette dernière est très importante dans la technique de commande par mode de glissement, car elle est utilisée pour éliminer les effets d'imprécision du modèle et de rejeter les perturbation extérieurs.

Nous avons donc :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_{non} \quad (III-16)$$

$u_{eq}(t)$ correspond à la commande équivalente, elle décrit par : $\dot{S}(X) = 0$

u_{non} est un terme introduit pour satisfaire la condition de convergence $S(X)\dot{S}(X) < 0$. Il détermine ainsi le comportement dynamique du système durant le mode de convergence, donc pour garantir l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement et il est donné par : $\dot{S}(X) = u_{non}$

La commande équivalente peut être interprétée comme la valeur moyenne modulée de grandeur continue que prend la commande lors de la commutation rapide entre $u_{\max}$ et $u_{\min}$

III.6.3.2 Expression analytique de la commande

Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul de la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (III-17).

$$\dot{X} = f(X, t) + g(X, t)u(t) \quad (\text{III-17})$$

Le vecteur u est composé de deux grandeurs : u_{eq} et u_{non} , soit :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_n \quad (\text{III-18})$$

Nous avons :

$$\dot{S}(X) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial X} \frac{\partial X}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial X} \{f(X, t) + g(X, t)u_{eq}(t)\} + \frac{\partial S}{\partial t} \{g(X, t)u_n\} \quad (\text{III-19})$$

En mode glissant et en régime permanent, la dérivée de la surface est nulle (car la surface est égale à zéro). Ainsi, nous obtenons :

$$u_{eq}(t) = \left\{ \frac{\partial S}{\partial t} f(X, t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial t} f(X, t) \right\},, \quad u_n = 0 \quad (\text{III-20})$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme u_{eq} par sa valeur (III-20) dans l'équation (III-19). Donc, nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface, soit :

$$\dot{S}(X) = \frac{\partial S}{\partial t} \{g(X, t)u_n\} \quad (\text{III-21})$$

Le problème revient à trouver u_n tel que :

$$S(X) \dot{S}(X) = S(X) \frac{\partial S}{\partial t} \{g(X, t)u_n\} < 0 \quad (\text{III-22})$$

La solution la plus simple est de choisir u_n sous la forme de relais (Fig. (III-10)). Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$u_n = K \text{sign}(S(X)) \quad (\text{III-23})$$

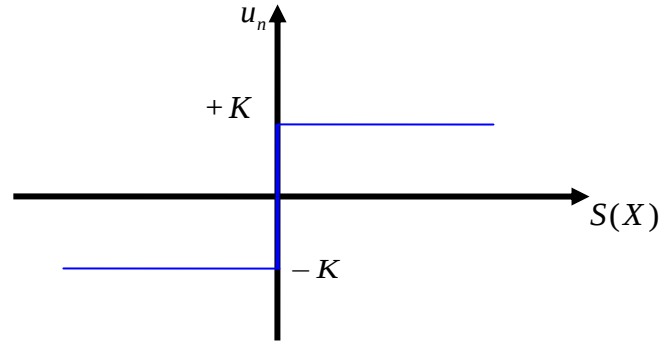


Fig. (III-10) : Représentation de la fonction ‘‘SIGN’’

En remplaçant l’expression (III-23) dans (III-22), on obtient :

$$S(X) \dot{S}(X) = \frac{\partial S}{\partial t} g(X, t) K |S(X)| \quad (III-24)$$

Où ; le facteur $\frac{\partial S}{\partial X} g(X, t)$ est toujours négatif.

Le gain K est choisi positif pour satisfaire la condition (III-24). Le choix de ce gain est très influent car, s’il est très petit le temps de réponse sera très long, et s’il est choisi très grand, nous aurons des fortes oscillations au niveau de l’organe de la commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de chattering), ou même détériorer l’organe de commande.

III.6.4 Elimination du phénomène de CHATTERING

Le phénomène de *chattering* est provoqué par une commutation non infiniment rapide de la commande quand les techniques des modes glissants sont utilisées.

Ce phénomène est indésirable car il ajoute au spectre de la commande des composants de haute fréquence. Ces composants peuvent détériorer le système en excitant les modes élevés dont on n’a pas tenu compte lors de la modélisation ou encore endommager les actionneurs par des oscillations trop fréquentes, [12].

Le broutement (*phénomène de chattering*) peut être réduit en remplaçant la fonction «sign» par une fonction de saturation adéquate qui filtre les hautes fréquences.

On donne par la suite des exemples des fonctions de saturation :

- **Fonction SAT :**

Représentée dans la figure (III-11), est défini comme suite :

$$\begin{cases} Sat(S) = 1 & \text{si } S > \mu \\ Sat(S) = -1 & \text{si } S < -\mu \\ Sat(S) = \frac{S}{\mu} & \text{si } |S| \leq \mu \end{cases} \quad (\text{III-25})$$

Avec μ petit et positif.

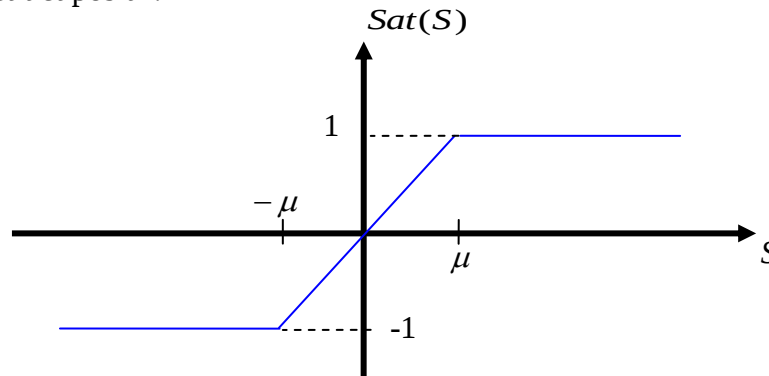


Fig. (III-11) : Fonction « SAT ».

○ **Fonction de lissage (SMOOTH) :**

Peut aussi remplacer la fonction « sign » par des fonctions de commutation douce.

On donne ci-dessous un exemple de ce type des fonctions dans la figure (III-12), soit :

$$Smooth(S) = \frac{S}{|S| + \mu} \quad (\text{III-26})$$

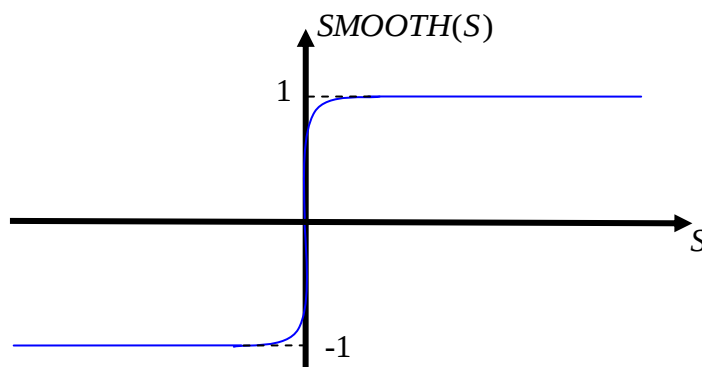


Fig. (III-12) : Fonction de lissage (SMOOTH).

III.7 Domaine d'application du réglage par mode glissant

La technique du réglage par mode glissant a connu des développements importants dans tous les domaines de la commande. Dans le domaine des commandes hydraulique ou pneumatiques, il existe des valves fonctionnant par tout ou rien qui ne possèdent que deux

états stables : ou complètement ouvertes ou fermées. Ces valves admettent des fréquences de commutation de quelques 10 Hz.

Les entraînements électriques pour les machines électriques, ou robots, entraînements qui nécessitent, soit un réglage de la vitesse de rotation, soit un réglage de position. Dans ce cas le comportement dynamique à haute performance et la possibilité de limiter facilement certaines grandeurs (comme le courant et la vitesse de rotation).

Il faut mentionner que dans certains domaines tels que : les processus chimique et métallurgiques, où il y'a des réglages qui font appel à des régulateurs à deux positions, le procédé par mode glissant peut apporter plusieurs avantages qui sont :

- Imprécision et variation de paramètres : Problème d'identification.
- Simplification du modèle dynamique du système : Problème de modélisation.
- Robustesse, rejetant la perturbation.
- Le choix de la surface de commutation est assez libre.
- La commande est adoucie par la présence de la commande équivalente.
- On peut étendre la technique à des surfaces autres que des droites, de dimension quelconques, et à des intersections d'autant de telles surfaces qu'on a des commandes disponibles, [10].

III.8 Application de la commande par mode de glissement à la GADA

Dans cette étude, nous avons appliqué une méthode qui utilise une surface de glissement non linéaire exprimée en fonction des variables d'état et pour celle-ci nous établirons les expressions des valeurs de commande en s'appuyant sur le modèle établi au chapitre II, passons au principe d'orientation de flux statorique. Ce ci permis de découpler les puissances active et réactive et de faire régulier d'une façon que la composante du courant statorique suivant l'axe 'd' permet de contrôler la puissance active, tandis que celui de l'axe 'q' permet de contrôle la puissance réactive, [1].

Cette méthode de réglage consiste à déterminer en premier lieu la surface de glissant adéquate, ainsi que les valeurs équivalentes et non linéaires pour la tension rotorique de référence.

Les surfaces de glissement pour les flux rotoriques sont définies comme suit :

$$\begin{aligned} S(\Phi_{dr}) &= \Phi_{dr}^* - \Phi_{dr}; \\ S(\Phi_{qr}) &= \Phi_{qr}^* - \Phi_{qr}; \end{aligned} \tag{III-27}$$

La dérivée de (III-27), donne :

$$\begin{aligned}\dot{S}(\Phi_{dr}) &= \dot{\Phi}_{dr}^* - \dot{\Phi}_{dr}; \\ \dot{S}(\Phi_{qr}) &= \dot{\Phi}_{qr}^* - \dot{\Phi}_{qr}.\end{aligned}\tag{III-28}$$

En remplaçant les deux dernières équations du système (III-27) dans (III-28) on obtient :

$$\begin{aligned}\dot{S}(\Phi_{rd}) &= \dot{\Phi}_{dr}^* - \frac{1}{T_r} L_m \cdot i_{ds} + \frac{1}{T_r} \cdot \Phi_{dr} - (\omega_s - \omega_m) \cdot \Phi_{qr} - V_{dr}; \\ \dot{S}(\Phi_{qr}) &= \dot{\Phi}_{qr}^* - \frac{1}{T_r} L_m \cdot i_{qs} + (\omega_s - \omega_m) \cdot \Phi_{dr} + \frac{1}{T_r} \cdot \Phi_{qr} - V_{qr}.\end{aligned}\tag{III-29}$$

Avec $V_{dr} = V_{dreq} + V_{drn}$ et $V_{qr} = V_{qreq} + V_{qrn}$; tel que les indices (eq) et (n) désignent les composantes équivalente et non linéaire respectivement.

En régime de mode glissant on a :

$$\begin{aligned}\dot{S}(\Phi_{dr}) &= 0; \\ \dot{S}(\Phi_{qr}) &= 0.\end{aligned}\tag{III-30}$$

La solution de l'équation (III-30), définit les composantes équivalentes de V_{rd} et V_{rq} :

$$\begin{aligned}V_{dreq} &= \dot{\Phi}_{dr}^* + \frac{1}{T_r} \Phi_{dr}^* - \omega_r \Phi_{qr}^* - \frac{1}{T_r} L_m i_{ds}^*; \\ V_{qreq} &= \dot{\Phi}_{qr}^* + \omega_r \Phi_{dr}^* + \frac{1}{T_r} \Phi_{qr}^* - \frac{1}{T_r} L_m i_{sq}^*.\end{aligned}\tag{III-31}$$

Pour les courants statoriques, les surfaces du glissement sont définies par :

$$\begin{aligned}S(i_{ds}) &= i_{ds}^* - i_{ds}; \\ S(i_{qs}) &= i_{qs}^* - i_{qs}.\end{aligned}\tag{III-32}$$

En dérivant (III-32) on obtient :

$$\begin{aligned}\dot{S}(i_{ds}) &= \dot{i}_{ds}^* - \dot{i}_{ds}; \\ \dot{S}(i_{qs}) &= \dot{i}_{qs}^* - \dot{i}_{qs}.\end{aligned}\tag{III-33}$$

En remplaçant les deux premières équations du système (III-32) dans (III-33) et en tirant les flux de référence :

$$\begin{aligned}\Phi_{dr}^* &= \frac{\sigma L_r}{\omega_s L_m} \left(\frac{R_s}{\sigma} \cdot i_{ds}^* - \omega_s \cdot i_{qs}^* - \frac{1}{\sigma} U - \frac{R_s}{\sigma \omega_s} \cdot \dot{i}_{qs}^* \right); \\ \Phi_{qr}^* &= \frac{\sigma L_r}{\omega_s L_m} \left(-\frac{R_s}{\sigma} \cdot i_{qs}^* - \omega_s \cdot i_{ds}^* - \frac{R_s}{\sigma \omega_s} \cdot \dot{i}_{ds}^* \right).\end{aligned}\tag{III-34}$$

D'autre part, la composant non linéaire de la tension rotorique peut être déterminée par la fonction de LYAPUNOV le cas le plus simple est, [12] :

$$V_{dn} = V_{qn} = K \cdot \text{sign}(S) \quad (\text{III-35})$$

On peut écrire encore :

$$V_{dn} = V_{qn} = \begin{cases} +k & \text{si } S > 0; \\ -k & \text{si } S < 0. \end{cases} \quad (\text{III-36})$$

Cette fonction provoque des phénomènes de chattering. Dans ce cas on peut utiliser d'autres fonctions comme la fonction linéaire saturée, (figure (III-11) (SAT), de commutation douce pour éliminer ou réduire ce phénomène, [4,5].

III.9 Schéma synoptique de la simulation

La figure (III-13) représente le schéma synoptique de la simulation, avec les paramètres de la GADA sont illustrés par l'annexe. La machine est connectée directement au réseau du côté statorique ; de plus, le circuit rotorique est alimenté à travers un redresseur tout diode et un onduleur à MLI. Les erreurs entre les courants de références et les courants mesurés dans le stator sont traitées par l'algorithme de commande, afin d'obtenir les tensions de références du rotor dans le référentiel lié au champ tournant. La comparaison de ces derniers avec une onde porteuse (triangulaire), génère des signaux de commande pour l'onduleur.

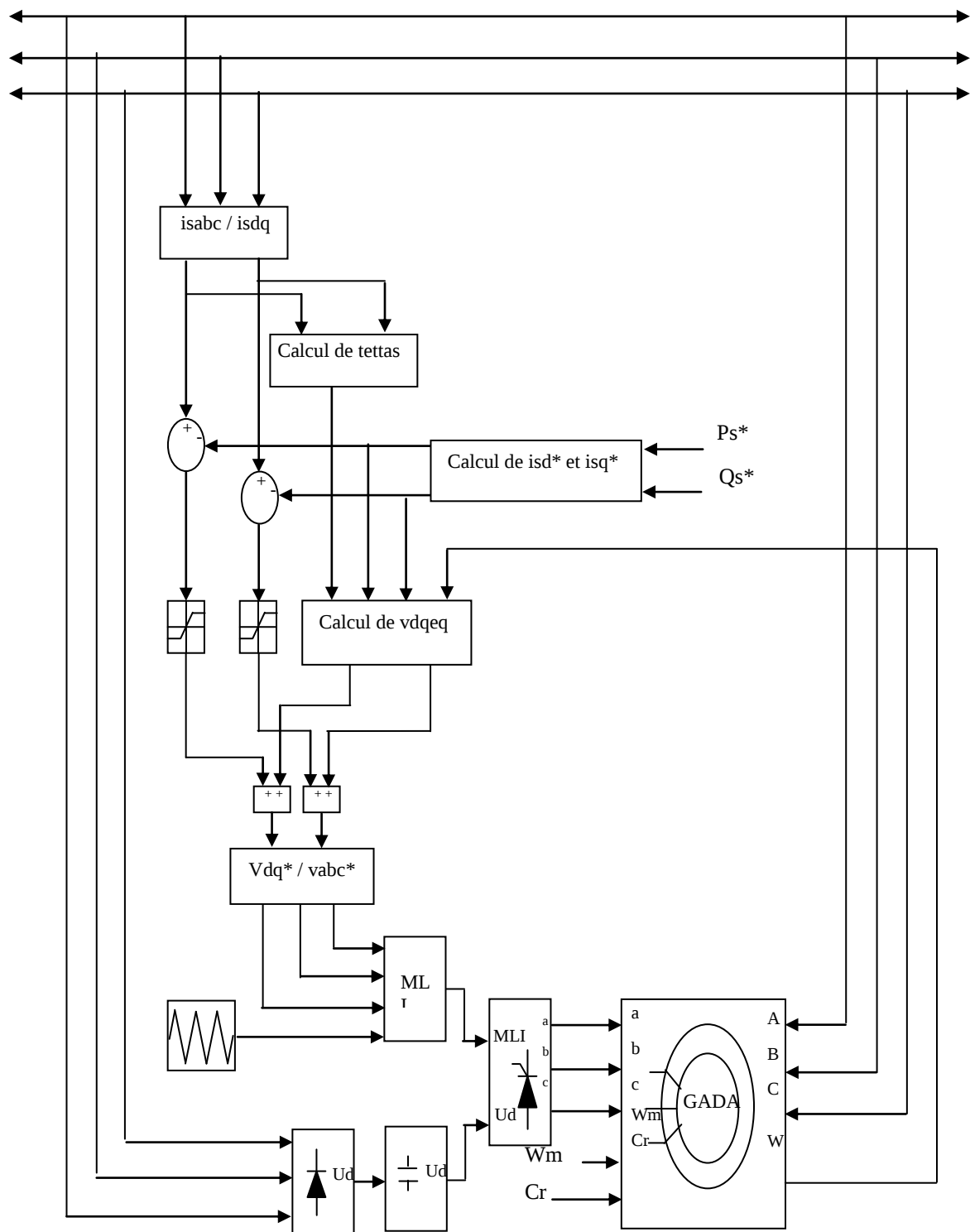


Fig. (III-13) : Schéma synoptique de la simulation

III.10 Interprétations des résultats :

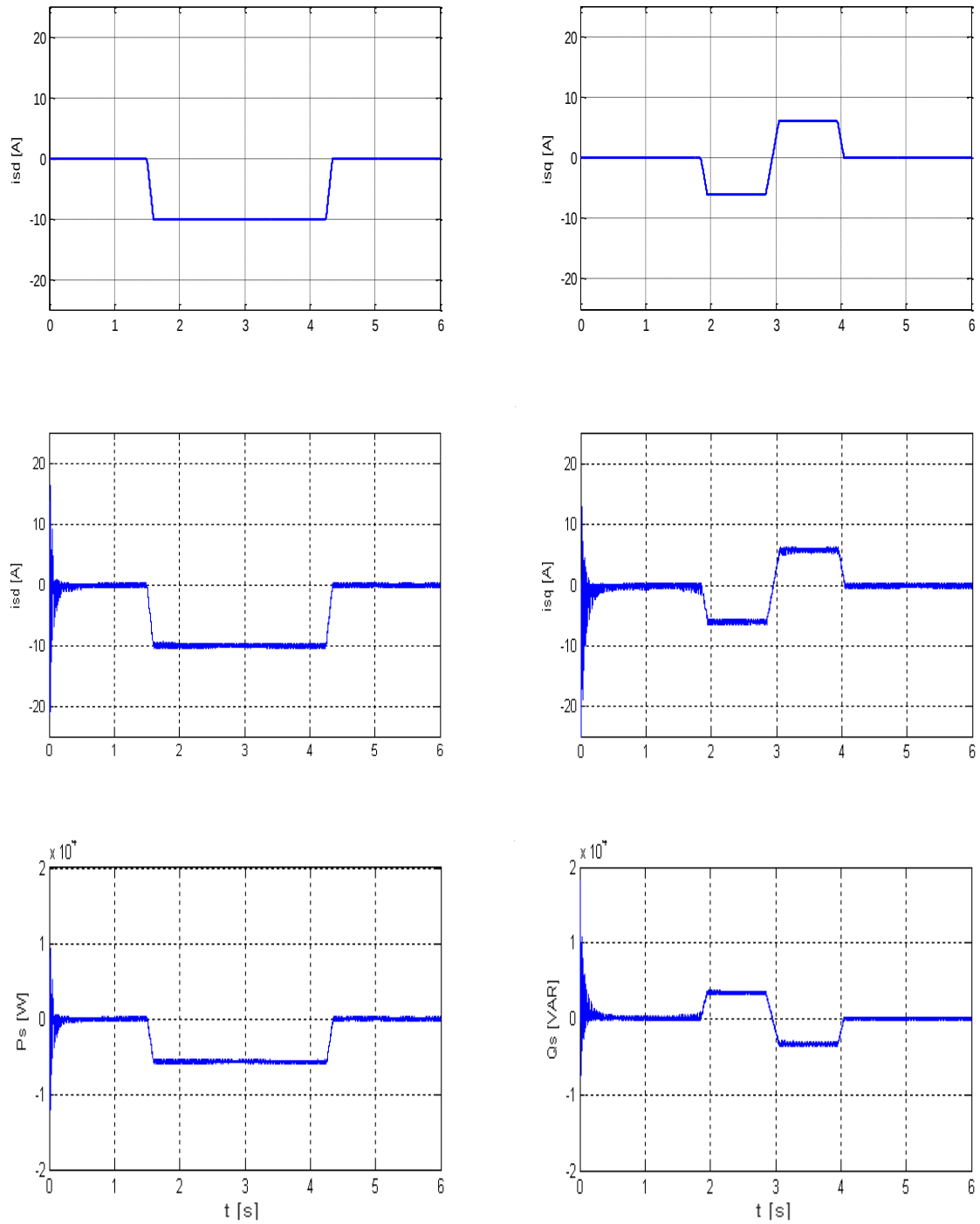


Fig. (III-14) : Résultats de simulation

La figure (III-14) représente les différentes courbes (courants statoriques, puissances, couple, vitesse) obtenues par le réglage en mode glissant des puissances active et réactive de la machine à partir de réglage des courants statoriques de références. Ces derniers sont imposés à des signes différents à cause du fait que la puissance active est proportionnelle à la composante directe du courant statorique, tandis que la puissance réactive est inversement proportionnelle à la composante en quadrature du courant.

Ces résultats montrent les grandes performances de la commande robuste par régulateur mode glissant. Ces régulateurs présentent un découplage parfait au réglage des puissances active et réactive au niveau du stator de la machine, ainsi qu'un meilleur suivi des courants statoriques par rapport à leurs références imposées. On remarque aussi, la présence des oscillants dans ces courbes pendant les premiers instants (régime transitoire), et par suite elles disparaissent.

La technique MLI nous a permis d'obtenir des courants triphasés statoriques parfaitement sinusoïdaux, cela est illustré par la figure (III-15), qui représente un courant et une tension d'une même phase statorique (la phase a).

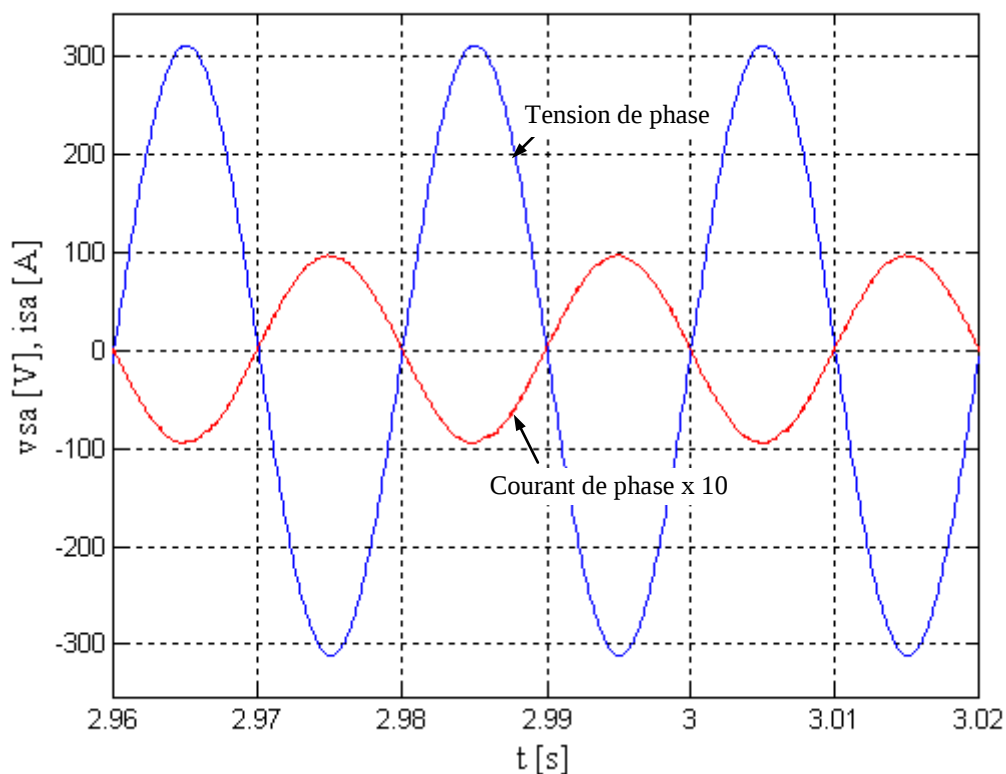


Fig. (III.15) : Tension et courant de phase statorique

II.11 Conclusion

D'après les résultats obtenus on constate que le réglage des puissances active et réactive par des régulateurs en mode glissant apporte des performances et robustesse remarquables.

Notamment, en ce concerne la poursuite des courants statorique à leurs références imposées. Depuis cette technique de réglage à permis d'obtenir un découplage entre la puissance active et réactive en tout instant. Ainsi que la commande MLI pour le contrôle de l'onduleur à permis d'obtenir des courants parfaitement sinusoïdaux sans harmoniques au niveau du stator.



Conclusion Générale

Conclusion générale

Ce travail a comme objectif de concevoir un algorithme de commande par des régulateurs en mode glissant pour le réglage des puissances active et réactive générées par la GADA à partir du réglage des courants statoriques par rapport à leurs références imposées. Afin de simuler l'ensemble GADA, convertisseur de puissance et l'algorithme de commande sous l'environnement MATLAB/Simulink.

Les résultats obtenus par la simulation montrent bien que le réglage par des régulateurs en mode glissant apporte des hautes performances et robustesse aux réglage des puissances active et réactive. Notamment, ce qui concerne les poursuites des courants statoriques par rapport à leurs références. De plus, cette technique de commande a permis d'obtenir un découplage parfait entre les deux puissances en tout instant. Ainsi que, l'utilisation de la stratégie de commande MLI pour le contrôle de l'onduleur a permis d'obtenir des courants parfaitement sinusoïdaux sans harmoniques au niveau du stator. Ce qui implique une énergie propre fournie au réseau.

Ainsi que, l'étude en régime permanent, et la recherche bibliographie sur la GADA, menées aussi bien sur les plants théorique que simulation, ont permis de montrer que :

- La GADA est bien adaptée aux systèmes de génération électrique, surtout dans les systèmes éoliens ;
- L'avantage principal offert par la GADA, est que le convertisseur de puissance associé au rotor ne traite qu'une fraction de 20-30% de toute la puissance du système, ce qui permet de minimiser les pertes et réduire les dimensions de ce dernier. Par conséquent, le coût de production est aussi réduit ;
- Les grandeurs électriques du stator et du rotor de la GADA sont des grandeurs mesurables, ce qui facilite l'implémentation des différents algorithmes de commande.

Finalement, il va sans dire que la GADA a un pouvoir d'application très vaste dans les applications de production de l'énergie électrique, notamment dans les systèmes éoliens.



ANNEX



Annexe

Paramètres de la GADA

Paramètres	Valeurs
Puissance nominale	5 KW
Tension nominale	380 V (Y)
Fréquence nominale	50 Hz
Nombre de paires de pôles	3
Vitesse nominale	100 rad/s
Couple nominale	50 N.m
Résistance statorique	0.95 Ω
Résistance rotorique	1.8 Ω
Inductance statorique	0.094 H
Inductance rotorique	0.088 H
Inductance mutuelle	0.082 H



BIBLIOGRAPHIE



Bibliographie

- [1] **A.Guermit , Y.Ferghani, Y.Gharbi, S.Triki**, “*Commande d'une machine asynchrone à double stator par la logique floue* “, Thèse de Master en Electrotechnique, Université d'Eloued, 2023.
- [2] **B.Hopfenspeger et D.J.Atkinson**, “*Doubly-fed a.c.machines : classification and comparison*“, European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Gras, 2021.
- [3] **N. Dujardin, C.Iweins**, www.lei.ucl.ac.be/multimedia/eLEE/FR.
- [4] **A.Dou, R.Abdessemed, L.Benali et A.Djokhrab** : “*Sliding mode control of active and reactive power generated by a doubly fed induction generator (DFIG)*“, Conférence sur le génie électrique, Biskra, 2022.
- [5] **A.Djokhrab, R.Abedessemed, M.L.Bendaas et A.Dendouga**, “*Control of torque and unity stator side power factor of the doubly-fed induction generator*“, Conférence sur le génie électrique, EMP Alger, 2015.
- [6] **T.Abdessemed et M.Khlifi**, “*Modélisation des machines électriques*“, presse de l’université de Batna, 2019.
- [7] **S.Azzouz et K.Grira et R.Zid**, “*Contrôle COMMANDE EN VITESSE D'UN MOTEUR SYNCHRONES À AIMANT PERMANENT PAR MODE DE GLISSEMENT* “, Thèse MASTER en Electrotechnique, Université d'Eloued, 2021.
- [8] **B.Zitouni et Y.Badria**, “*Modélisation et commande floue d’une machine asynchrone alimentée en tension*“, Mémoire Master en Electromécanique, M’sila, 2024.

- [9] **K.Hadji et L.Selmane**, “*Commande vectorielle de la machine asynchrone*“, Mémoire d’ingénieur d’état en Electromécanique, Université de M’sila, 2014.
- [10] **S.Ben-Echaib**, “*Commande de la machine asynchrone par mode de glissement ; apport de la logique floue pour la réduction du phénomène ‘chattering’*“, Thèse de Magister, Université de Batna, 2023.
- [11] **V.I.Utkin**, “*Variable structure systems with sliding modes*“, IEEE Transactions, Vol. AC-22 (1977), No. 2, pp. 212-222.
- [12] **B.Kasem et N.Laouini**, “*Approche discrète de la commande par mode glissement de la machine asynchrone*“, Mémoire de MASTER en Génie Electrique, EMP.2020
- [13] **H.Buhler**, “*Réglage par mode de glissement*“, presses polytechniques romandes, 1986.