

République Algérienne Démocratique et populaire

Ministre de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

Université des Science et de la Technologie Houari Boumediene

Faculté d'Électronique et Informatique



Mémoire

Présenté pour l'obtention du diplôme de Magister

En Électrotechnique

Par : **Kamel ZAABTA**

Sujet :

**COMMANDE D'UNE MACHINE ASYNCHRONR A
DOUBLE ALIMENTATION POUR LA
PRODUCTION DE L'ENERGIE EOLIENNE**

Soutenu publiquement, le 19/01/2012, devant le jury composé de :

M. A. TALHA	Maitre de conférence-A	USTHB	Président
M. M. MENAA	Maitre de conférence-A	USTHB	Directeur de mémoire
M.K. YAZID	Maitre de conférence-A	USTHB	Examineur
M. S MOULAHOU	Maitre de conférence-A	Univ. Médéa	Examineur

Résumé

Le travail présenté dans cette thèse apporte, entre autres, une contribution aux méthodes de commandes des Machines Asynchrones à Double Alimentation (MADA), alimentées par un onduleur de tension au rotor et utilisées dans la production de l'énergie éolienne.

Dans ce sens, le premier chapitre a été exclusivement consacré à l'état de l'art des aérogénérateurs existant à nos jours et aux différents types de machine à induction qui y sont leurs associés.

Nous introduisons dans le deuxième chapitre un modèle de la turbine éolienne, puis de la génératrice asynchrone à double alimentation en régime linéaire et saturé.

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté la commande vectorielle classique de la machine asynchrone à double alimentation. Ce chapitre se distingue par une présentation des différentes combinaisons des régulateurs de courants et de puissances (avec ou sans régulateurs de courants et de puissances).

Un autre type de commande a été introduit dans le quatrième chapitre, et qui est la commande directe du couple (*DTC*), le but de cette étude est de valider cette stratégie de commande sur les machine asynchrone à double alimentation en fonctionnement générateur, même si cette stratégie est peu utilisée dans la commande des machine en fonctionnement générateur.

Dans le cinquième et le dernier chapitre, nous présentons la commande directe de la puissance (*DPC*) de la machine asynchrone à double alimentation. Pour cela, nous allons nous intéresser à deux variantes de cette stratégie, la première et la plus récente s'inspire de la commande directe du couple (*DTC*) et suit le même principe. La seconde, plus classique, est une commande vectorielle en puissance.

SOMMAIRE

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

Chapitre I : Généralités sur les aérogénérateurs

I-1 Introduction.....	4
I-2 Energie éolienne dans notre monde moderne.....	4
I-3 Quelques notion sur le vent.....	5
I-4 Emplacement des parcs éoliens.....	6
I-5 Taille des aérogénérateurs.....	7
I-6 Conception des éoliennes.....	8
I-6-1 Eolienne à axe vertical.....	8
I-6-2 Eolienne à axe horizontal.....	9
I-7 machine électrique et systèmes de conversion d'énergie éolienne.....	11
I-7-1 Machine asynchrone à double alimentation.....	12
I-7-2 Avantages et inconvénients de la MADA.....	12
Fonctionnement de la MADA en mode générateurs.....	13
I-8 Conclusion.....	16

Chapitre II : Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation

II-1 Introduction.....	18
II-2 Structure de la MADA	18
II-3 Fonctionnement en mode moteur hypo synchrone.....	19
II-4 Fonctionnement en mode moteur hyper synchrone.....	19
II-5 Fonctionnement en mode générateur hypo synchrone.....	20
II-6Fonctionnement en mode générateur hyper synchrone.....	20
II-7 Modélisation mathématique de la MADA.....	21
II-7-1 Hypothèses de modélisation.....	21
II-7-2 Mise en équations.....	22
II-7-3 Transformation de PARK.....	24
II-7-4 Equations de la MADA dans un référentiel lié au champ tournant.....	26

II-7-5 Mise en forme des équations.....	27
II-8 résultats de la simulation	29
II-8-1 Simulation de machine à vide.....	29
II-8-2 Simulation de la machine en charge.....	30
II-9 Conclusion.....	31
 Chapitre III : Commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation	
III-1 Introduction.....	33
III-2 Mouvement des puissances dans une MADA.....	33
III-3 Contrôle indépendant des puissances.....	35
III-4 Commande indirecte de la MADA.....	39
III-4-1 Commande de la MADA avec régulation de courant et de puissance...40	
III-4-2 Dimensionnement des régulateurs.....	41
III-4-2-1 Les régulateurs de puissance.....	41
III-4-2-2 Les régulateurs de courant.....	42
III-4-3 Modélisation de l'onduleur.....	43
III-4-3-1 La commande SVM (Space Vector Modulation).....	45
III-4-3-2 Résultats de la simulation.....	49
III-5 Conclusion.....	50
 Chapitre IV : Commandes directes de la machine asynchrone à double alimentation	
IV-1 Introduction	52
IV-2 Commande directe du couple (DTC).....	52
IV-2-1 Principe de la commande DTC.....	52
IV-2-3 Sélection du vecteur tension.....	55
IV-2-4 Estimation du flux rotorique.....	56
IV-2-5 Contrôle du flux rotorique.....	57
IV-2-6 Estimation et contrôle du couple.....	57
IV-2-6 Table de commande et structure générale du contrôle.....	59
IV-3 Commande directe de la puissance (DPC).....	59
IV-3-1 Principe de la commande.....	59

IV-3-2 Mise en équations.....	59
IV-3-3 Sélection du vecteur tension.....	61
IV-3-4 Contrôle des puissances.....	63
IV-3-5 Table de commande et structure générale du contrôle.....	66
IV-4 Conclusion.....	68

Chapitre V : Contrôle de l'association turbine et machine asynchrone à double alimentation

V-1 Introduction.....	71
V-2 Régulation mécanique de la puissance d'une éolienne.....	71
V-3 Principe du contrôle de la puissance.....	72
V-4 Chaîne de conversion électromécanique.....	74
V-5 Modélisation de la turbine.....	75
V-6 Commande de la turbine éolienne	78
V-6-1 Caractéristique puissance vitesse d'une éolienne.....	78
V-6-2 Technique d'extraction du maximum de puissance.....	79
V-6-2-1 Bilan des puissances.....	79
V-6-2-2 Maximisation de la puissance par asservissement de vitesse.....	81
V-7 Résultats de la simulation.....	84
V-8 Conclusion.....	84
Conclusion générale.....	86

ANNEXES

ANNEXE 1 : Transformation de PARK.....	90
A1.1 Transformation triphasé diphasé.....	90
A2.2 Transformation de PARK.....	91
ANNEXE 2 : Correcteurs à hystérésis	93
A2.1 Correcteurs à hystérésis à deux niveaux.....	93
A2.2 Correcteurs à hystérésis à trois niveaux.....	94
ANNEXE 3 : Paramètre de la MADA et de la turbine éolienne.....	95

Glossaire

MADA : Machine asynchrone à double alimentation

ρ : La densité de l'air (approximée à kg/m^3 à la pression atmosphérique à 15°C)

S : La surface circulaire balayée par la turbine, le rayon du cercle est déterminé par la longueur de la pale

v : La vitesse du vent

$\Omega_{turbine}$: Vitesse angulaire de la turbine

C_{aer} : Couple aérodynamique de l'éolienne

Ω_{mec} : Vitesse mécanique de la génératrice

C_g : Couple résistant issu du multiplicateur

G : Gain du multiplicateur

P_v : Puissance du vent

λ : Ratio de vitesse du vent

R : Rayon de l'éolienne

J : inertie

f : Coefficient de frottement visqueux

V_s : Tension statorique

V_r : Tension rotorique

I_s : Courant statorique

I_r : Courant rotorique

φ_s : Flux statorique

φ_r : Flux rotorique

R_s : Résistance statorique

R_r : Résistance rotorique

P : Nombre de pair de pôles

L_s : Inductance cyclique statorique

L_r : Inductance cyclique rotorique

l_s : Inductance propre statorique

l_r : Inductance propre rotorique

M_s : Inductance mutuelle entre deux phases statorique

M_r : Inductance mutuelle entre deux phases rotorique

M : Inductance magnétisante

L_m : Inductance mutuelle maximale entre une phase rotorique et une phase statorique

M_{sr} : Matrice de couplage stator-rotor

M_{rs} : Matrice de couplage rotor-stator

θ_m : Position angulaire du rotor par rapport au stator

θ_s : Angle électrique statorique

θ_r : Angle électrique rotorique

ω_s : Vitesse angulaire électrique statorique

ω_r : Vitesse angulaire électrique rotorique

$V_{s \ a \ b \ c}$: Tension statorique des phases a, b et c

$V_{r \ a \ b \ c}$: Tension rotorique des phases a, b et c

C : Matrice de transformation de *Concordia*

T : Matrice de transformation de *Park*

$V_{ds} \ V_{qs}$: Tensions statoriques directe et en quadrature

$V_{dr} \ V_{qr}$: Tensions rotoriques directe et en quadrature

$I_{ds} \ I_{qs}$: Courants statoriques directe et en quadrature

$I_{dr} \ I_{qr}$: Courants rotoriques directe et en quadrature

$\varphi_{ds} \ \varphi_{qs}$: Flux statoriques directe et en quadrature

$\varphi_{dr} \ \varphi_{qr}$: Flux rotoriques directe et en quadrature

$V_{\alpha s} \ V_{\beta s}$: Tensions statoriques liées au référentiel fixe ($\alpha \ \beta$)

$V_{\alpha r} \ V_{\beta r}$: Tensions rotoriques liées au référentiel fixe ($\alpha \ \beta$)

$I_{\alpha s} \ I_{\beta s}$: Courants statoriques liés au référentiel fixe ($\alpha \ \beta$)

$I_{\alpha r} \ I_{\beta r}$: Courants rotoriques liés au référentiel fixe ($\alpha \ \beta$)

$\varphi_{\alpha s} \ \varphi_{\beta s}$: Flux statoriques liés au référentiel fixe ($\alpha \ \beta$)

$\varphi_{\alpha r} \ \varphi_{\beta r}$: Flux rotoriques liés au référentiel fixe ($\alpha \ \beta$)

σ : Coefficient de dispersion magnétique

C_{em} : Couple électromagnétique

C_r : Couple résistant

Ω : Vitesse de rotation de l'axe de la MADA

Introduction générale

INTRODUCTION GENERALE

A notre époque, et sans électricité, la vie quotidienne serait difficilement envisageable, il est donc nécessaire de savoir la produire de manière efficace et continue. Pour répondre à la consommation croissante d'électricité, il a fallu inventer et construire des centrales capables de produire de l'électricité en grande quantité.

Dans le monde, les deux principaux modes de production d'électricité sont : les centrales nucléaires, les centrales à combustibles fossiles [1][2]. Mais voilà, ces modes de productions nuisent à l'environnement à cause des déchets radioactifs et des émissions de gaz polluants qui entraînent des dégradations inquiétantes sur plusieurs écosystèmes fragiles et essentiels pour la vie sur terre, et malgré les efforts entrepris pour réduire les émissions de ces gaz, la situation est toujours alarmante. Ainsi, des changements radicaux dans les modes de production de l'énergie semblent s'imposés [1][3].

L'une des alternatives à ces modes de production, envisagée depuis plusieurs décennies, est l'énergie éolienne, cette dernière permet de produire de l'électricité d'une manière propre et totalement renouvelable. Pour la conversion électrique, Pratiquement tout les types de machine électrique ont été associés au turbine éolienne (machine synchrone, à réluctance variable, asynchrone à cage...) mais celle qui à suscité le plus d'intérêt par les industriels, dans ce domaine, est sans doute la machine asynchrone à double alimentation.

Étroitement liée à l'utilisation dans les entraînements à vitesse variable, la machine asynchrone à double alimentation communément appelée *MADA*, présente une meilleure maîtrise des transferts des puissances et des rendements nettement améliorés. Connue depuis le début du siècle dernier, la *MADA* est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné par le stator et le rotor. Dès lors, des problèmes d'instabilités l'on fait abandonner pour un temps, mais durant ces derrières décennies l'utilisation de la *MADA* semble devenir une solution recommandée pour les applications où l'accessibilité au stator et au rotor permet d'avoir plusieurs degrés de liberté pour un contrôle judicieux du transfert de puissance, en plus des toutes les possibilités de récupération qu'offre la double alimentation par le rotor et le stator. Il est bien établi que la commande vectorielle par orientation de flux de la MAS à cage présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances dans les applications

à vitesse variable. Cette solution demeure attractive pour le cas de la MADA aussi bien en fonctionnement générateur que moteur. Il ressort tout de même de la recherche bibliographique que les études entreprises sur cette machine ont majoritairement concerné un fonctionnement en mode générateur avec une visée sur les applications éoliennes.

Le travail présenté dans ce mémoire est organisé en cinq chapitres :

Dans le premier chapitre de notre étude, nous présentons quelques généralités sur les aérogénérateurs en évoquant les différents types d'éoliennes et les parties principales de ces dernières. Nous abordons, en suite, l'association de la machine asynchrone à double alimentation en faisant surgir les différentes configurations de convertisseurs associés à la machine.

Le second chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation, dans ce sens, nous établissons le modèle mathématique dans un repère triphasé en suite dans un repère diphasé. Et nous concluons ce chapitre par des simulations numériques.

Dans le troisième chapitre, nous établissons l'une des commandes des plus classiques connue jusqu'à nous jour, c'est la commande vectorielle et nous l'appliquons à la machine asynchrone à double alimentation.

Le quatrième chapitre est dédié à la commande directe de la machine asynchrone à double alimentation, nous commençons ce chapitre par présenter la commande directe du couple (*DTC*), qui constitue une vraie base pour la commande directe de la puissance (*DPC*). Cette dernière technique de contrôle, récemment introduite, est présente en seconde partie de ce chapitre et sera accompagné de simulation numérique.

Dans le dernier et le cinquième chapitre, nous nous intéressons au contrôle de l'association turbine éolienne et machine asynchrone à double alimentation. Pour ce faire, nous présentons, d'abord, le modèle mécanique d'une éolienne à axe horizontal, par la suite nous développons la technique de contrôle de la puissance et la vitesse, et en fin nous réalisons l'association éolienne- MADA avec la technique de la commande vectorielle et la commande directe de la puissance.

Chapitre I :

Généralités sur les aérogénérateurs



I-1 Introduction

Parmi toutes les énergies renouvelables, à part l'énergie du bois, c'est l'énergie du vent qui a été exploitée en premier par l'homme. Depuis l'antiquité, elle fut utilisée pour la propulsion des navires et ensuite les moulins à blé et les constructions permettant le pompage d'eau. Les premières utilisations connues de l'énergie éolienne remontent à 2 000 ans avant J.-C environ. Hammourabi, fondateur de la puissance de Babylone, avait conçu tout un projet d'irrigation de la Mésopotamie utilisant la puissance du vent. La première description écrite de l'utilisation des moulins à vent en Inde date d'environ 400 ans avant J.-C. En Europe, les premiers moulins à vent ont fait leur apparition au début du Moyen Age. Utilisés tout d'abord pour moulinier le grain, d'où leur nom de " moulins ", ils furent aussi utilisés aux Pays-Bas pour assécher des lacs ou des terrains inondés. Dès le XIV^e siècle, les moulins à vent sont visibles partout en Europe et deviennent la principale source d'énergie. Seulement en Hollande et Danemark, vers le milieu du XIX^e siècle, le nombre des moulins est estimé respectivement à plus de 30000 et dans toute l'Europe à 200000. A l'arrivée de la machine à vapeur, les moulins à vent commencent leur disparition progressive [1].

L'arrivée de l'électricité donne l'idée à Paul La Cour en 1891 d'associer à une turbine éolienne une génératrice. Ainsi, l'énergie en provenance du vent a pu être « redécouverte » et de nouveau utilisée (dans les années 40 au Danemark 1300 éoliennes). Au début du siècle dernier, les aérogénérateurs ont fait une apparition massive (6 millions de pièces fabriquées) aux Etats-Unis où ils étaient le seul moyen d'obtenir de l'énergie électrique dans les campagnes isolées. Dans les années 60, fonctionnait dans le monde environ 1 million d'aérogénérateurs. La crise pétrolière de 1973 a relancé de nouveau la recherche et les réalisations éoliennes dans le monde [1] [2].

I-2 Energie éolienne dans notre monde moderne

L'éolien est une technologie reconnue comme moyen efficace pour lutter contre les gaz à effet de serre tels que le CO₂. Le GIEC (Groupe d'experts Intergouvernemental sur l'Evolution du Climat) recommande notamment le développement de parcs éoliens afin de réduire les émissions polluantes générées par la production électrique traditionnelle.

La production éolienne varie selon l'intensité du vent. Lorsque le vent est favorable, les éoliennes produisent une électricité propre et permettent ainsi de réduire en temps réel la production électrique des centrales à gaz et au charbon – deux combustibles responsables de gaz à effet de serre [1].



Lorsque le vent diminue, les éoliennes ralentissent ou s'arrêtent temporairement et la production électrique classique retrouve, dans le pire des cas, son taux d'émission de CO₂ initial. Il s'agit bien d'un retour au niveau initial, pas d'une augmentation du taux par rapport à ce niveau de base [1].

Prenons un exemple : admettons qu'un parc électrique produise 100 tonnes de CO₂ par an et que l'on raccorde une éolienne au réseau. Lorsque le vent souffle, l'éolienne injecte de l'énergie dans le réseau ; cela entraîne une baisse instantanée de la production de certaines centrales classiques, et donc une diminution du niveau de CO₂ émis. Au bout d'un an, ce niveau passera par exemple de 100 à 80 tonnes.

Lorsque le vent ne souffle pas, la production des centrales classiques et les émissions de CO₂ reviennent temporairement au niveau initial, soit 100 tonnes, mais pas plus. Signalons que le vent souffle toujours quelque part ailleurs, à diverses intensités. Le vent tombe ici mais se lève plus loin. Des éoliennes peuvent s'arrêter ici et d'autres se mettre en fonctionnement ailleurs. La production éolienne est donc variable mais continue [3].

I-3 Quelques notions sur le vent

Les éoliennes convertissent l'énergie cinétique du vent en énergie électrique. Cette énergie est renouvelable, non dégradée et non polluante. La vitesse du vent varie selon les zones géographiques et les saisons, elle est surtout élevée pendant la période d'hiver et au niveau des mers (offshore). Le vent est défini par sa direction et sa vitesse.

Le vent souffle en principe des zones de hautes pressions vers les zones de basses pressions. Aux latitudes moyennes et aux grandes latitudes, sa direction est cependant modifiée du fait de la rotation de la terre. Le vent devient alors parallèle aux isobares au lieu de leur être perpendiculaire. Dans l'hémisphère nord, le vent tourne dans le sens contraire des aiguilles d'une montre autour des aires cycloniques et dans le sens direct autour des zones anticycloniques. Dans l'hémisphère sud, le sens est inversé par rapport au précédent.

La vitesse du vent est mesurée avec des anémomètres [1]. Il en existe plusieurs types classés en deux catégories principales (les anémomètres à rotation et les anémomètres à pression). Une graduation a été établie, selon l'échelle Beaufort qui divise les vents en fonction de leurs vitesses en 17 catégories dont nous citons quelques unes dans le tableau 1.



Degrés Beaufort	Vitesse du vent (m/s)	Vitesse du vent (km/h)	Description générale	Pression sur surface plane (daN/m ²)
0	0 à 0.4	<1	Calme	
3	3.5 à 5.5	12 à 19	Petite brise	3.2 (5 /s)
4	5.5 à 8	20 à 28	Jolie brise	6.1 (7m/s)
6	11.4 à 13.9	39 à 49	Vent frais	22 (13m/s)
8	17.4 à 20.4	62 à 74	Coup de vent	52 (20m/s)
11	28.4 à 32.5	103 à 117	Violente tempête	117 (30m/s)
17	54.1 à 60	202 à 220	cyclone	470 (m/s)

Tableau I.1 : échelle Beaufort.

I-4 Emplacement des parcs éoliens

Les parcs éoliens se situent naturellement là où il y a un niveau de vent suffisant toute au long de l'année pour permettre une production maximale. Les côtes, les bords de mer et les plateaux offrent des conditions intéressantes en termes de vent mais il faut tenir compte de l'impact sur le paysage. Pour ces raisons, lorsque c'est possible, des parcs éoliens offshores sont construits [4]. Ces derniers comportent des dizaines d'éoliennes comme on peut le voir sur la figure I-1.



Figure I-1: Installation d'éoliennes offshore en mer du nord.



I-5 Taille des aérogénérateurs

Avec le développement récent et le besoin de fournir des puissances croissantes au réseau, les constructeurs et les chercheurs mettent au point des éoliennes de plus en plus puissantes et par conséquent plus grandes, ce que présente le figure I-2. Pour utiliser le maximum de la force du vent, on cherche à ce que l'hélice balaie une surface où le vent est maximum. Pour cette raison les éoliennes sont très haut perchées pour ne pas subir les efforts du sol qui freinent le vent.

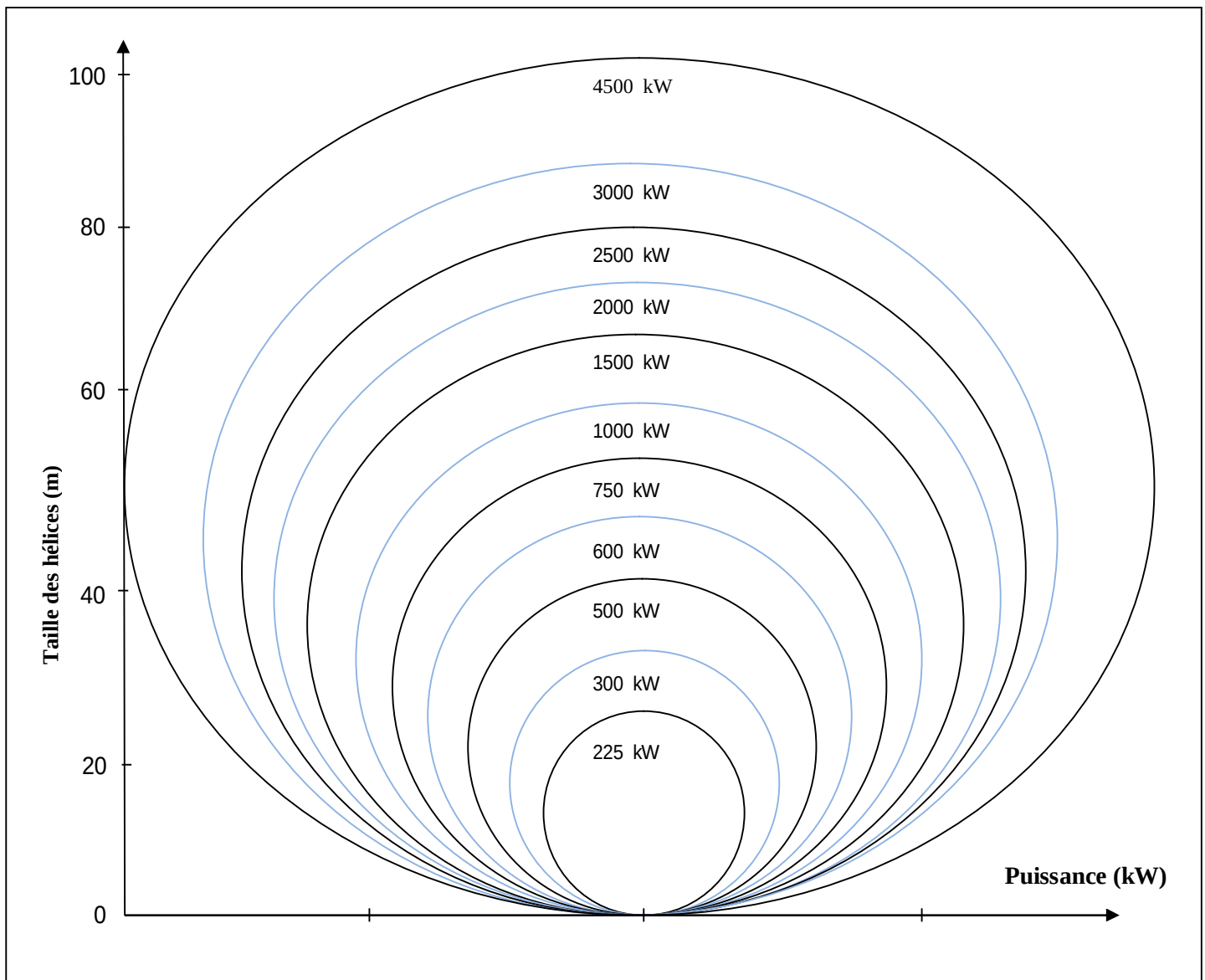


Figure I-2 : Taille des hélices en m et de la puissance en kW.

Les plus grandes éoliennes commercialisées actuellement possèdent une hélice de plus de 100 mètres de diamètre et qui est perchée à plus de 100 mètres de hauteur pour produire jusqu'à 4.5MW [1] [4].



I-6 Conception des éoliennes

Pour obtenir de l'électricité à partir du vent, on retrouve dans les différentes configurations les mêmes éléments de base, à savoir :

- Une hélice qui transforme le vent en énergie mécanique ;
- Une transmission mécanique ;
- Un générateur électromécanique ;
- Un système de liaison électrique.

Selon l'utilisation et la technologie d'éolienne, certaines de ces parties sont plus ou moins développées. On peut distinguer deux grandes familles d'éoliennes : les éoliennes autonomes et les éoliennes raccordées au réseau.

La conception mécanique peut aussi aboutir à des éoliennes totalement différentes :

- Axe du rotor vertical ;
- Axe du rotor horizontal ;
- Hélice face au vent ;
- Hélice sous le vent ;
- Avec ou sans multiplicateur de vitesse.

Il y a donc une éolienne adaptée à chaque utilisation avec un certain niveau de technologie et donc une robustesse qui peut en dépendre. L'architecture générale des aérogénérateurs peut également dépendre de nombreux facteurs, citons : le site d'implantation, l'impact sur le paysage, ect...

I-6-1 Eolienne à axe vertical

Elles sont très peu utilisées de nos jours car elles sont moins performantes que celles à axe horizontal. Elles fonctionnent sur le même principe que les roues hydrauliques avec une direction du vent perpendiculaire à l'axe de rotation. La conception verticale offre l'avantage de mettre le multiplicateur et la génératrice à même le sol, mais cela impose que l'éolienne fonctionne avec le vent proche du sol, moins fort qu'en hauteur car freiné par le relief.

De par son axe vertical, il y a symétrie de révolution et le vent peut provenir de toutes les directions sans avoir à orienter le rotor. Par contre, ce type d'éolienne ne peut pas démarrer automatiquement, il faut la lancer dès l'apparition d'un vent suffisamment fort pour permettre la production [5] [6].

En ce qui concerne leur implantation, elles ont une emprise au sol plus importante que les éoliennes à tour car elles sont haubanées sur de grandes distances. En effet, les câbles



des haubans doivent passer au dessus des pales. Cela représente un inconvénient majeur pour une implantation sur un site agricole par exemple.

Tous ces inconvénients alliés à la faible efficacité de la conversion d'énergie ont fortement limités le développement de ces éoliennes, laissant place aux aérogénérateurs à axe horizontal. Le seul modèle construit de manière industrielle fut *l'éolienne de Darrieus* (figure I-3) d'après l'ingénieur français Georges Darrieus qui en breveta la conception en 1931. La compagnie américaine Flo Wind fabriquait cette éolienne jusqu'en 1997. Elle se caractérise par ses 2 ou 3 pales en forme de C.



Figure I-3 : Éolienne dite de Darrieus à axe verticale.

On trouve désormais des éoliennes à axe vertical développées pour la production électrique dans des zones isolées. Ce sont des machines de faible puissance, de 100W à 25kW, qui sont destinées à des utilisations permanentes (figure 1-3), elles sont de conception simple et robuste et ne nécessitent pas ou peu d'entretien.

I-6-2 Eolienne à axe horizontal :

C'est de loin la structure la plus répandue de par sa faible emprise au sol et son efficacité énergétique.

Ces éoliennes captent le vent en hauteur et loin du sol ; à cette hauteur le vent est beaucoup moins ralenti par le relief. A dimension identique, on pourra produire plus de puissance par le biais de celle-ci que par une éolienne à axe vertical. Un autre avantage, et non des moindres, est l'emprise au sol qui est très faible, en effet, seule la tour occupe de la place au sol et



contient généralement tous les systèmes de raccordement [6]. Ce type d'éolienne est constitué, essentiellement, des pièces suivantes :

Ø Le Mâts (pylônes) :

Le mât supporte la nacelle et le rotor de l'éolienne, il peut être réalisés en acier ou en béton armé. Ils peuvent être autoporteurs (figure I-4), en treillis métalliques (figure I-5), haubanés (figure I-6) ou encore adapté une solution mixte (figure I-7), ils doivent être de hauteur importante pour bénéficier au maximum de l'énergie du vent. Actuellement les mâts en caisson, souvent en acier et ancrés au sol, sont très répandus pour les éoliennes de forte puissance [6].



Figure I-4 : Pylônés tubulaires d'un futur parc Eolien.



Figure I-5 : éolien avec pylône en treillis.



Figure I-6 : éolienne avec pylône haubané.



Figure I-7 : éolienne avec tour à trois pieds.

**Ø Le rotor :**

Le rotor ou l'hélice d'une éolienne est constitué de pales montées sur un moyeu, il assure une fonction essentielle : qui est la transformation de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique (figure I-6). L'énergie captée par l'éolienne est en fonction de la surface balayée par l'hélice et la vitesse du vent (plus le diamètre du rotor est grand et plus la surface balayée est importante) [6] [7].

Ø Le moyeu :

En générale c'est une pièce d'acier moulé, il reçoit les pales sur des brides normalisés et se monte sur l'arbre du multiplicateur ou celui du générateur. Pour sa conception on utilise des éléments finis, il est souvent protégé par une coupe en polyester forme d'obus qui a une forme aérodynamique (plus esthétique que fonctionnelle) [6] [7].

Ø Les pales :

Les pales sont une pièce très importante des éoliennes ; de leur nature dépendront le bon fonctionnement et la durée de vie de la machine ainsi que le rendement du moteur éolien. Ces pales sont caractérisées par : la longueur, la largeur, le profil, les matériaux et le nombre. Parmi ces caractéristiques, certains sont déterminés par les hypothèses de calcul, puissance et couple et d'autres sont choisis selon des critères tel que : coûts, résistance au climat, ...

I-7 Machines électriques et systèmes de conversion d'énergie éolienne

Il existe sur le marché plusieurs types de machines électriques qui peuvent jouer le rôle de génératrice dans un système aérogénérateur qui demande des caractéristiques très spécifiques [8]. Le cahier des charges pour une génératrice éolienne varie selon le type et les dimensions géométriques de la voilure. Parmi ces machines nous citons : la machine asynchrone à cage, les machines synchrones (à rotor bobiné et à aimants), la machine à réluctance variable et plus récemment la machine asynchrone à double alimentation (MADA). Cette dernière offre, par sa structure (double alimentation par le rotor et le stator), une grande aptitude à être utiliser les systèmes éoliens. La machine asynchrone à double alimentation est décrite dans ce paragraphe en tenant compte de ses spécificités.



I-7-1 Machine asynchrone à double alimentation (MADA)

L'intérêt porté à La machine asynchrone à double alimentation (MADA) ne cesse de croître surtout dans le domaine des énergies renouvelables. En effet, dans le domaine éolien, la MADA présente bien des avantages : le convertisseur lié à l'armature rotorique est dimensionné au tiers de la puissance nominale du rotor, les pertes dans les semi-conducteurs sont faibles, etc... . Pour des applications moteur, la machine asynchrone à cage occupe certes la première place, néanmoins la MADA alimentée par deux convertisseurs présente, notamment pour des applications de grandes puissances, de bonnes performances : fonctionnement en survitesse (jusqu'à deux fois la vitesse nominale) sans démagnétisation, bonnes performances à très basse vitesse pour un fonctionnement sans capteur de vitesse, etc... . Par ailleurs, la MADA grâce à sa double alimentation offre plusieurs possibilités de reconfiguration du mode de fonctionnement de la machine [9].

La MADA présente un stator triphasé identique à celui de la machine asynchrone classique et un rotor contenant également un bobinage triphasé accessible par trois bagues munies de contacts glissants [4].

Intégrée à un système éolien, la machine a généralement son stator connecté au réseau et l'énergie rotorique varie selon différents systèmes. Les convertisseurs utilisés sont alors dimensionnés pour une fraction de la puissance nominale de la machine. Le surcoût engendré par la présence de bobinages au rotor est alors compensée par l'économie réalisée sur le convertisseur.

I-7-2 Avantages et inconvénients de la MADA

La MADA, comme toute autre machine, possède des avantages et des inconvénients pour son fonctionnement à vitesse variable.

Avantage :

Parmi ses nombreux avantages, nous citons :

- ü La mesure des courants au stator et au rotor, contrairement à la machine à cage, donnant ainsi une plus grande flexibilité et précision au contrôle du flux et du couple électromagnétique.
- ü Le partage des fréquences entre le stator et le rotor : en effet, dans le cas d'une double alimentation, il est possible et recommandé de partager la fréquence de rotation du rotor entre les deux convertisseurs alimentant la machine, réduisant ainsi les pertes fer de la machine et augmentant son rendement.



- ü La solution avec deux convertisseurs alimentant la machine nous permet d'assurer un partage du courant magnétisant entre les deux armatures ainsi que la puissance mécanique fournie à la charge.
- ü La MADA présente une puissance massique légèrement plus élevée que les autres machines à grandes puissances.
- ü La possibilité de fonctionner à couple constant au delà de la vitesse nominale.
- ü Un fonctionnement en régime dégradé, si l'un des deux onduleurs tombe en panne, plus souple que la machine à alimentation simple.

Inconvénients :

- ü Machine plus volumineuse que celle à cage, généralement elle est plus longue à causes des balais.
- ü Utilisation d'un nombre des convertisseurs (deux redresseurs et deux onduleurs ou un redresseur et deux onduleurs) plus importants que la machine à cage (un redresseur et un onduleur).
- ü Le coût total de la machine asservie est plus important que celui de la machine à cage. Nous soulignons que des études récentes, tenant compte de la chute du prix du silicium, donnent maintenant un petit avantage à la MADA.

I-7-3 Fonctionnement de la MADA en mode générateur

Pour le cas de l'application générateur de la machine asynchrone à double alimentation, plusieurs configurations des convertisseurs de puissance sont réalisables, ces convertisseurs, reliant au stator ou/et au rotor, sont soit une association de redresseur et d'onduleurs soit des cycloconvertisseurs.

Ø Machine asynchrone à double alimentation à énergie rotorique dissipée :

Cette configuration à vitesse variable est représentée sur la figure (I.8), le stator est connecté directement au réseau et le rotor à un redresseur. Une charge résistive est alors placée en sortie du redresseur par l'intermédiaire d'un hacheur.

La commande du hacheur permet de faire varier l'énergie dissipée par le bobinage rotorique et de fonctionner à vitesse variable en restant dans la partie stable de la caractéristique couple/vitesse de la machine asynchrone. Le glissement est ainsi modifier en fonction de la vitesse de rotation du rotor.

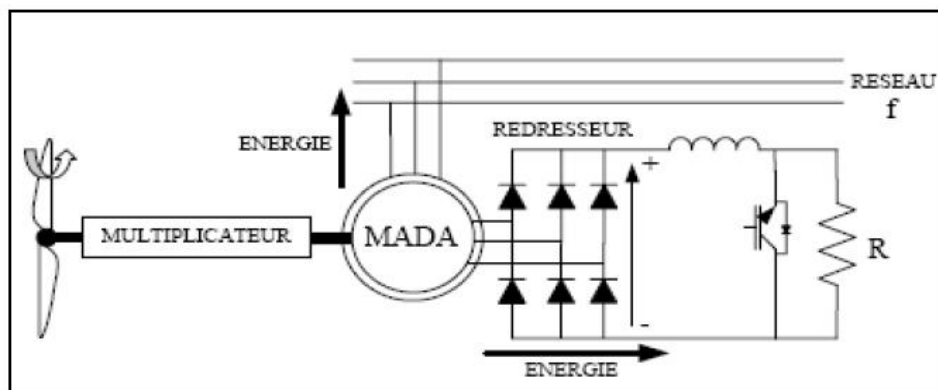


Figure I-8 : MADA avec contrôle du glissement par l'énergie dissipée.

Si le glissement devient important, la puissance extraite du rotor est élevée et elle est entièrement dissipée dans la résistance R , ce qui nuit au rendement du système. De plus cela augmente la puissance transitée dans le convertisseur ainsi que la taille de la résistance. La variation maximale du glissement obtenue dans ce procédé est de 10% [5][7].

Ø Structure de Kramer :

Dans le but de réduire les pertes d'énergie dues à la structure du système précédent, le hacheur et la résistance sont remplacés par un onduleur qui renvoie l'énergie du glissement vers le réseau, c'est la structure de Kramer dont le schéma de principe est représenté sur la figure (I-9).

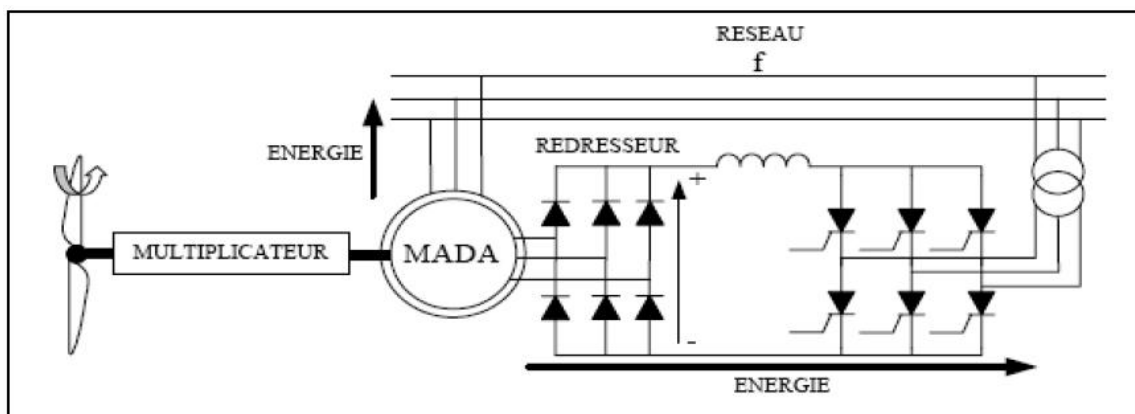


Figure I-9 : Structure de Kramer.

Ce système est avantageux lorsqu'il permet de réduire la taille du convertisseur par rapport à la puissance nominale de la machine. Afin de respecter cette contrainte, le glissement est maintenu inférieur à 30%. L'utilisation de thyristors pour l'onduleur nuit au facteur de puissance ; de plus le redresseur est unidirectionnel (le transfert d'énergie ne se fera que du



rotor vers le réseau) ce qui rend le système incapable de produire de l'énergie pour des vitesses de rotation inférieure au synchronisme. Cette solution est délaissée au profit de la structure de Scherbius avec convertisseurs à IGBT [5][7].

Ø Structure de Scherbius avec cycloconvertisseur :

Afin d'autoriser un flux d'énergie bidirectionnel entre le rotor et le réseau, l'association redresseur- onduleur peut être remplacée par un cycloconvertisseur (figure I-10), l'ensemble est alors appelé structure de Scherbius.

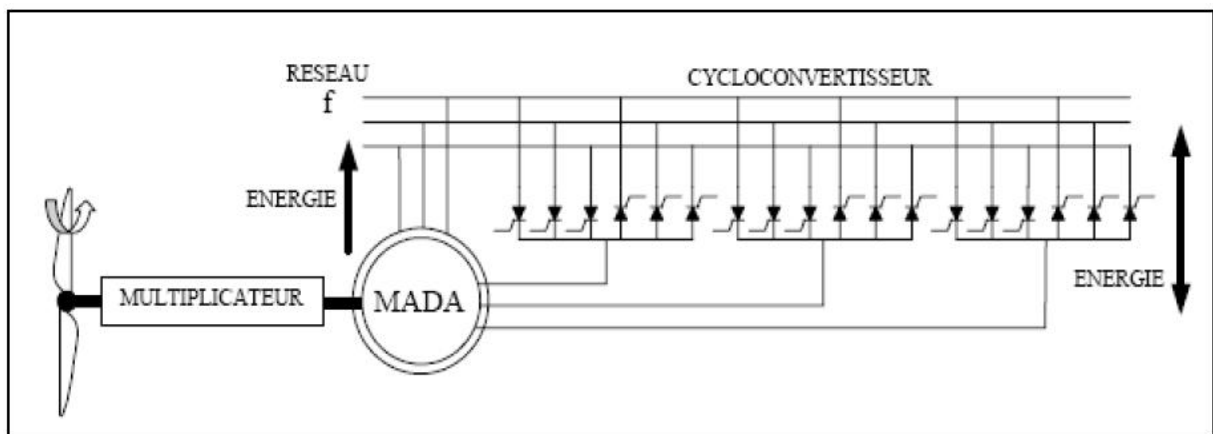


Figure I-10 : Structure de Scherbius avec cycloconvertisseur

La plage de variation de vitesse est doublée par rapport à structure de kramer. En effet si la variation du glissement doit rester inférieure à 30% pour maintenir l'efficacité du système, cette variation peut être positive (fonctionnement hyposynchrone) ou négative (fonctionnement hypersynchrone).

Ø Structure de Scherbius avec association redresseur-onduleur :

Cette configuration a les mêmes caractéristiques que la structure avec cycloconvertisseur. Toutefois les interrupteurs utilisés (des IGBT) peuvent être commandés à l'ouverture et à la fermeture et à des fréquences très élevées. L'utilisation de ce type de convertisseur permet d'obtenir des allures des signaux de sortie en Modulation de largeur d'Impulsion dont la modularité permet de limiter les perturbations en modifiant le spectre fréquentiel du signal (rejet des premiers harmoniques non nuls vers les fréquences élevées) [5].

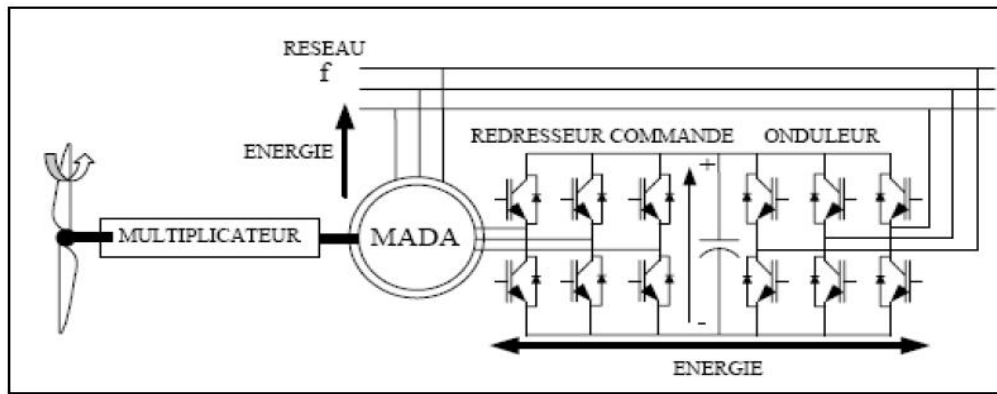


Figure I-11 : Structure de Scherbius avec association redresseur-onduleur

Plusieurs études récentes, confirmées par des réalisations industrielles, montrent la viabilité de ce dispositif dans un système éolien à vitesse variable. La bidirectionnalité du convertisseur rotorique autorise les fonctionnements hyper et hyposynchrone et le contrôle du facteur de puissance côté réseau [5].

Si la variation du glissement reste inférieur à 30% autour du synchronisme, le convertisseur est alors dimensionné pour un tiers de la puissance nominale de la machine et ses pertes représentent moins de 1% de cette puissance. De plus, le fonctionnement hypersynchrone permet de produire de l'énergie à partir du stator vers le réseau mais aussi du rotor vers le réseau. La puissance totale ainsi produite peut alors dépasser la puissance nominale de la machine [5].

I-8 Conclusion

Un bref descriptif du gisement éolien, a été présenté dans ce chapitre. Quelques notions principales sur les différents types d'éoliennes dans le contexte de la génération électrique, Nous avons, aussi, décrit les différents éléments constituant une éolienne à axe horizontal. Par la suite, nous nous sommes intéressés au générateur associé à la turbine éolienne, et plus particulièrement la machine asynchrone à double alimentation en évoquant ses avantages ainsi que ses inconvénients, quelques configurations de convertisseur d'électronique de puissance avec la MADA.

Pour conclure ce chapitre, nous choisissons, pour la suite de notre travail, l'association redresseur-onduleur connectés au rotor de la machine asynchrone à double alimentation

Ceci donne l'occasion d'utiliser des semi-conducteurs tels que les transistors IGBT plus petits et donc moins coûteux, seul inconvénient de ce système est, la présence de balais au rotor, ce qui demande un travail de maintenance plus important.



Chapitre I : Généralités sur les aérogénérateur

I-1	Introduction.....	4
I-2	Energie éolienne dans notre monde moderne	4
I-3	Quelques notions sur le vent	5
I-4	Emplacement des parcs éoliens.....	6
I-5	Taille des aérogénérateurs.....	7
I-6	Conception des éoliennes.....	8
I-6-1	Eolienne à axe vertical.....	8
I-6-2	Eolienne à axe horizontal :	9
I-7	Machines électriques et systèmes de conversion d'énergie éolienne	11
I-7-1	<i>Machine asynchrone à double alimentation (MADA)</i>	12
I-7-2	<i>Avantages et inconvénients de la MADA</i>	12
I-7-3	<i>Fonctionnement de la MADA en mode générateur</i>	13
I-8	Conclusion.....	16

Chapitre II :

Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation



II-1 Introduction

Les générateurs asynchrones ont la réputation d'être des machines robustes et peu chères. Ce qui rend leurs utilisations très répandue actuellement et plus particulièrement dans le domaine éolien, et comme étant la MADA est une machine asynchrone à part entière, elle est très utilisée dans ce domaine. Dans ce chapitre, il est question de la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation, à cet effet, nous considérons le régime linéaire et nous donnons de manière explicite le modèle mathématique de la MADA (équations électriques et mécanique) dans le repère diphasé de Park ($d-q$). Des simulations numériques des différents grandeurs de la machine asynchrone à double alimentation à vide et en charge seront, ensuite, présentées, ceci tout en adoptons une alimentation parfaitement sinusoïdale.

II-2 Structure de la MADA

Une MADA a un stator identique à celui d'une machine asynchrone à cage ou d'une machine synchrone. C'est le rotor qui diffère radicalement car il n'est pas composé d'aimants ou d'une cage d'écureuil mais d'enroulements triphasés disposés de la même manière que les enroulements statoriques.

On peut voir sur la figure (II-1) que les enroulements rotoriques sont connectés en étoile et les trois phases sont reliées à un système de contacts glissants (balais bagues collectrices) permettant d'avoir accès aux tensions et courants du rotor.

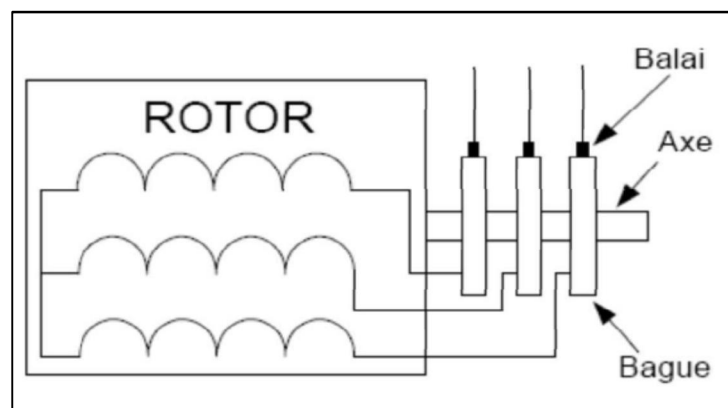


Figure II.1 : Principe du rotor bobiné.



Comme la machine asynchrone classique, la MADA permet un fonctionnement moteur ou en générateur mais la grande différence réside dans le fait que pour la MADA, ce n'est plus la vitesse de rotation qui impose le mode de fonctionnement moteur ou générateur, mais plutôt les tensions rotoriques.

En effet, une machine à cage doit tourner en dessous de sa vitesse de synchronisme pour être en moteur et au dessus pour être en générateur. Dans une MADA c'est la commande des tensions rotoriques qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en hyper ou hypo synchronisme aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur.

II-3 Fonctionnement en mode moteur hypo synchrone

La figure (II.2) montre que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement transite par le rotor pour la réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement moteur en dessous de la vitesse de synchronisme. La machine à cage classique peut fonctionner ainsi mais la puissance de glissement est alors dissipée en pertes joule dans le rotor [4] [7].

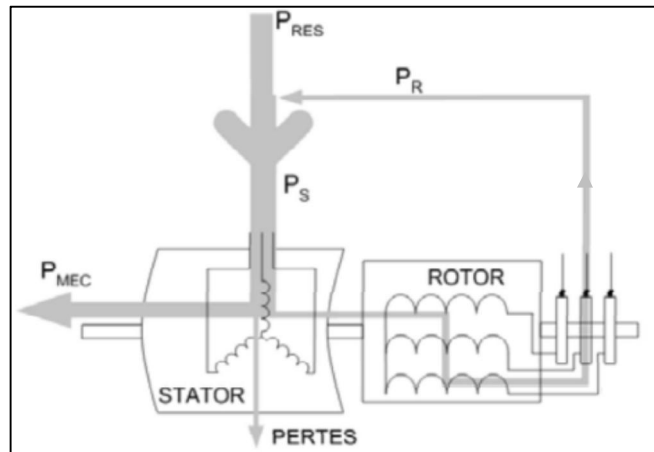


Figure II.2 : fonctionnement en mode moteur hypo synchrone.

II-4 Fonctionnement en mode moteur hyper synchrone

La figure (II.3) montre que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement également fournie par le réseau au rotor. On a donc un fonctionnement moteur au dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique ne peut pas avoir ce fonctionnement [4] [7].

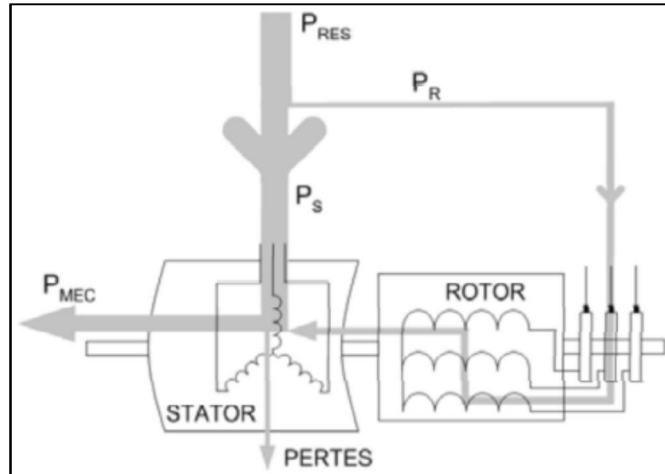


Figure II.3 : Fonctionnement en mode moteur hyper synchrone.

II-5 Fonctionnement en mode générateur hypo synchrone

La figure (II.4) montre que la puissance est fournie au réseau par le stator. La puissance de glissement est aussi fournie par le stator. On a donc un fonctionnement générateur en dessous de la vitesse de synchronisme. La machine à cage classique ne peut pas avoir ce mode de fonctionnement [4] [7].

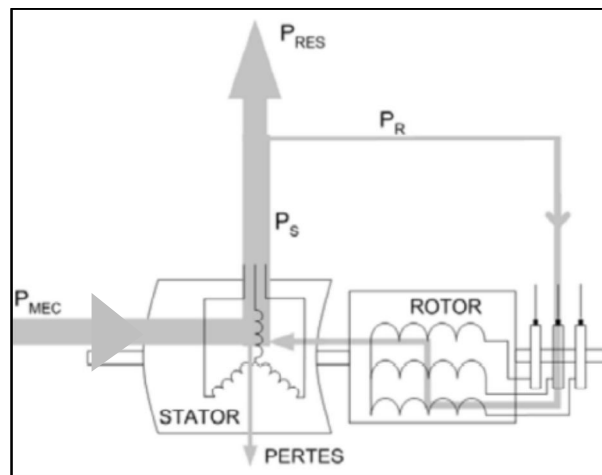


Figure II.4 : Fonctionnement en mode générateur hypo synchrone.

II-6 Fonctionnement en mode générateur hyper synchrone

La figure (II.5) montre que la puissance est alors fournie au réseau par le stator et la puissance de glissement est récupérée via le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement générateur au dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique peut avoir ce mode de



fonctionnement mais dans ce cas la puissance de glissement est consommée sous forme de pertes joule dans le rotor [4] [7].

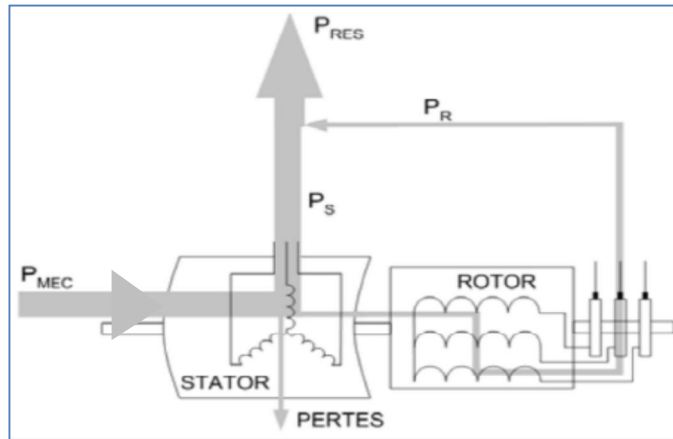


Figure II.5 : fonctionnement en mode générateur hyper synchrone.

On peut donc remarquer, que la MADA a deux principaux avantages sur la machine à cage classique : la production d'électricité quelle que soit sa vitesse de rotation (hypo ou hyper synchrone) et la récupération de la puissance de glissement.

II-7 Modélisation mathématique de la MADA

Le modèle mathématique de la machine asynchrone à double alimentation est identique à celui de la machine asynchrone à cage à l'unique différence l'existence de tensions rotoriques non nulles.

II-7-1 Hypothèses de modélisation

Dans le but d'établir un modèle de la machine asynchrone doublement alimentée, nous considérons un certain nombre d'hypothèses :

- ü Nous supposons que la machine est constituée d'un stator et d'un rotor cylindrique et coaxiaux dont les enroulements sont symétriques triphasés et répartis d'une façon sinusoïdale dans les encoches. Les trois enroulements statoriques, respectivement rotoriques, sont supposés identiques ;
- ü Nous supposons que l'épaisseur de l'entrefer est uniforme ce qui conduit à une perméance d'entrefer constante ;
- ü Nous négligeons la saturation du circuit magnétique ainsi que son hystérésis ce qui permet de définir des inductances constantes ;
- ü Nous supposons que l'induction dans l'entrefer à une répartition sinusoïdale ;



- Nous ne tenons compte que des pertes joules dans la machine. Nous négligeons les pertes fer ;
- Nous négligeons l'effet thermique.

II-7-2 Mise en équations

Nous partons des équations générales de la machine asynchrone à rotor bobiné qui s'écrivent, dans un repère triphasé, de la manière suivante :

$$\begin{cases} [V_s]_3 = R_s [I_s]_3 + \frac{d[\varphi_s]_3}{dt} \\ [V_r]_3 = R_r [I_r]_3 + \frac{d[\varphi_r]_3}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Où $[X_j]_3 = [X_a, X_b, X_c]^t$ $X = V, I$ ou φ et $j = s$ ou r

Avec respectivement :

- $[V_s]$ et $[V_r]$ les tensions statoriques et rotoriques de la machine ;
- $[I_s]$ et $[I_r]$ les courants statoriques et rotoriques de la machine ;
- $[\varphi_s]$ et $[\varphi_r]$ les flux statoriques et rotoriques de la machine ;
- $[R_s]$ et $[R_r]$ les résistances des enroulements statoriques et rotoriques de la machine.

Il est possible d'exprimer les flux en fonction des courants et des différentes inductances propres et mutuelles de la machine par :

$$\begin{cases} [\varphi_s]_3 = L_{ss} [I_s]_3 + M_{sr} [I_r]_3 \\ [\varphi_r]_3 = M_{rs} [I_s]_3 + L_{rr} [I_r]_3 \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

$$L_s = \begin{pmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad L_r = \begin{pmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{pmatrix} \quad (\text{II.3})$$



$$M_{sr} \quad M_{rs}^t = L_m \begin{pmatrix} (p\theta & (p\theta - \frac{2\pi}{3}) & (p\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ (p\theta - \frac{2\pi}{3} & (p\theta & (p\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ (p\theta - \frac{2\pi}{3} & (p\theta - \frac{2\pi}{3} & (p\theta \end{pmatrix} \quad (II.4)$$

Avec respectivement :

- L_s et L_r les inductances cycliques statoriques et rotoriques de la machine ;
- l_s et l_r les inductances propres statoriques et rotoriques de la machine ;
- M_s et M_r les inductances mutuelles entre deux phases statoriques et entre deux phases rotoriques de la machine ;
- L_m inductance mutuelle maximale entre une phase rotorique et une phase statorique ;
- M_{sr} matrice de couplage stator-rotor ;
- M_{rs} matrice de couplage rotor-stator.

Afin de rechercher les lois de contrôle d'une machine à courant alternatif, nous pouvons la modéliser dans un repère d - q tournant dont l'orientation est à priori arbitraire (figure II.6). Ce modèle est obtenu après transformation virtuelle de la machine triphasée en machine diphasée équivalente.

Nous allons maintenant décrire la modélisation dans un repère tournant diphasé (d , q) en utilisant les transformation de *Park* et de *Concordia* tout en conservant les puissances.

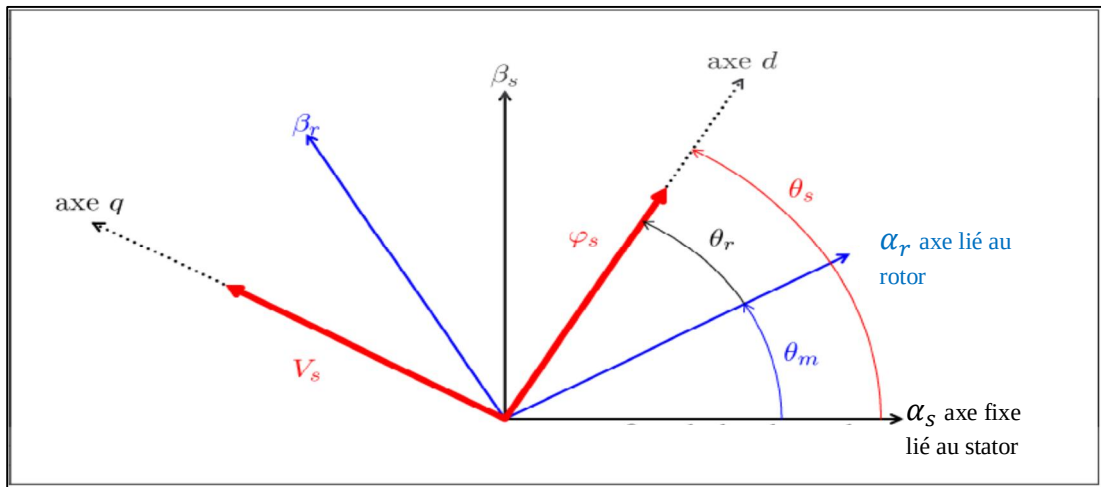


Figure II.6 : Orientation des repères fixe et tournant



Ainsi dans ce repère, $\alpha_s - \beta_s$ sont les enroulements diphasés équivalents statoriques et $\alpha_r - \beta_r$ les enroulements diphasés équivalents rotoriques. Dans les repères « fixe » ($\alpha_s - \beta_s$ et $\alpha_r - \beta_r$) toutes les variables du modèle sont alternatives, alors que dans le repère tournant $d-q$, elles sont constantes. Les enroulements statoriques sont stationnaires, alors que les enroulements rotoriques sont repérés par un angle variable θ_r . La figure (II.6) représente la position angulaire électrique du rotor par rapport à l'armature du stator. La relation angulaire suivante est définie :

$$\theta_s = \theta_r + \theta_m \quad (\text{II. 5})$$

θ_s est la position angulaire relative de l'axe d du repère tournant $d-q$ par rapport à la bobine diphasée équivalente du stator notée α_s ;

θ_r est la position angulaire relative de l'axe d du repère tournant par rapport à la bobine diphasée équivalente du rotor notée α_r ;

θ_m est la position angulaire du rotor par rapport au stator.

II-7-3 Transformation de Park

La transformation de *Park* consiste à faire des changements de bases vectorielles entre divers types de référentiels. Le repère relatif de Park, auquel sont transformées les équations associées au stator et au rotor, selon un choix adéquat en fonction de l'application considérée, il peut être lié typiquement, soit au champ tournant synchrone soit à l'une des deux armatures magnétique de la machine [10].

La transformation de *Park* est appliquée en tenant compte des hypothèses classiques telles que :

- Machine triphasée symétrique.
- Répartition spatiale sinusoïdale des champs dans l'entrefer.
- Non saturation des matériaux magnétiques.

La matrice de transformation de *Park* peut s'écrire comme le produit de deux matrices de transformations simples.

- Ø La transformation de *Concordia*, elle constitue la première phase de la transformation de *Park*. Elle assure le passage de l'enroulement triphasé, porté par chaque armature, à un enroulement diphasé équivalent.



Du point de vue mathématique, elle réduit le nombre d'équations différentielles régissant le fonctionnement de la machine par la transformation vers deux directions magnétiques linéairement indépendantes.

La matrice de transformation de *Concordia* est donnée par :

$$C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Ø Dans la seconde phase de la transformation de *Park*, le passage des composantes symétriques de *Concordia* aux composantes relatives de *Park* s'effectue par une rotation d'angle (θ_s pour les grandeurs statoriques et θ_r pour les grandeurs rotoriques) (figure II.6) [Mgh].

La matrice de rotation associée au rotor et au stator est :

$$[\rho(\theta_{s,r})] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{s,r}) & -\sin(\theta_{s,r}) \\ \sin(\theta_{s,r}) & \cos(\theta_{s,r}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

Ø L'avantage de la rotation est purement mathématique, en effet il rend les coefficients des équations différentielles constants.

La matrice de transformation complète de *Park* s'écrit sous la forme suivante :

$$[T(\theta_s, \theta_r)] = \begin{bmatrix} [P(\theta_s)] & [P(\theta_r)] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C & C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [\rho(\theta_s)] & [\rho(\theta_r)] \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

Après développement, on retrouve la loi de transformation vectorielle de *Park* des grandeurs statoriques et rotoriques :

$$[P(\theta_{s,r})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{s,r}) & \cos(\theta_{s,r} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{s,r} - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_{s,r}) & -\sin(\theta_{s,r} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{s,r} - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$



Nous pouvons établir les expressions des tensions et flux statoriques et rotoriques dans le repère tournant d - q selon les relations qui suit :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{s0} \end{bmatrix} = P_{\theta_s} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \text{ et } \begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \\ V_{r0} \end{bmatrix} = P_{\theta_r} \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

II-7-4 Equations de la MADA dans un référentiel lié au champ tournant

Le référentiel immobile par rapport au champ tournant ($\theta = \theta_s$) correspond à la transformation des variables par rapport aux axes (d, q) tournant à la vitesse de synchronisme du champ de la machine. Les équations des tensions rotoriques et statoriques, directes et en quadratures, de la machine sont :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

Les expressions des flux du stator et du rotor selon les axes d et q sont :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \\ M = \frac{3}{2} L_m \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

avec respectivement :

- V_{ds}, V_{qs}, V_{dr} et V_{qr} les tensions statorique et rotorique directs et en quadratures du système diphasé ;
- I_{ds}, I_{qs}, I_{dr} et I_{qr} les courants statorique et rotorique directs et en quadratures du système diphasé ;
- ω_s pulsation du champ tournant statorique (figure II.6) ;
- ω_r pulsation du champ tournant par rapport au rotor (figure II.6) ;



- φ_{ds} , φ_{qs} , φ_{dr} et φ_{qr} les flux statorique et rotorique directs et en quadratures du système diphasé ;
- M inductance magnétisante.

II-7-5 Mise en forme des équations

Comme il existe plusieurs possibilités pour le choix des variables d'état, nous choisissons le vecteur d'état suivant :

$$X = \begin{bmatrix} I_{ds} & I_{qs} & \varphi_{dr} & \varphi_{qr} \end{bmatrix}^T$$

A partir des systèmes (II.23) et (II.24), nous exprimons I_{dr} , I_{qr} , φ_{ds} , et φ_{qs} en fonction des variables d'état précédemment choisies :

$$\begin{cases} I_{dr} = \frac{1}{L_r} \varphi_{dr} - \frac{M}{L_r} I_{ds} \\ I_{qr} = \frac{1}{L_r} \varphi_{qr} - \frac{M}{L_r} I_{qs} \\ \varphi_{ds} = \sigma L_s I_{ds} + \frac{M}{L_r} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qs} = \sigma L_s I_{qs} + \frac{M}{L_r} \varphi_{qr} \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

En remplaçant les expressions de φ_{ds} et φ_{qs} , en fonction de φ_{dr} , φ_{qr} , I_{ds} et I_{qs} dans le système (II.23), nous aboutissons aux équations suivantes :

Ø Les équations statoriques :

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} - \frac{M}{L_r} \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_s \left(\sigma L_s I_{qs} + \frac{M}{L_r} \varphi_{qr} \right) \quad (\text{II.14})$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \omega_s \left(\sigma L_s I_{ds} + \frac{M}{L_r} \varphi_{dr} \right) \quad (\text{II.15})$$

Ø Les équations rotoriques:

$$\frac{d\varphi_{dr}}{dt} = \frac{R_r M}{L_r} I_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qr} - V_{dr} \quad (\text{II.16})$$

$$\frac{d\varphi_{qr}}{dt} = \frac{R_r M}{L_r} I_{qs} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{qr} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr} - V_{qr} \quad (\text{II.17})$$

Le modèle mathématique de la machine asynchrone alimentée en tension en fonction des variables d'état est donné sous la forme qui suit :



$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s \frac{R_r M^2}{L_r^2} \right) & \omega_s & \frac{R_r M}{\sigma L_s L_r^2} & \frac{M \omega_r}{\sigma L_s L_r} \\ & -\omega_s & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s \frac{R_r M^2}{L_r^2} \right) & -\frac{M \omega_r}{\sigma L_s L_r} \\ & \frac{R_r M}{L_r} & & \frac{R_r M}{\sigma L_s L_r^2} \\ & & -\frac{R_r M}{L_r} & -\omega_s - \omega_r \\ & & & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & \frac{M}{L_r} \\ & \frac{1}{\sigma L_s} & \frac{M}{L_r} \\ 0 & - & \\ & 0 & - \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

L'équation mécanique de la machine est décrite sous la forme :

$$C_{em} = C_r + f\Omega + J \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{II.19})$$

Avec :

- C_{em} le couple électromagnétique.
- C_r le couple résistant.
- f le coefficient de frottement visqueux de la MADA.
- Ω la vitesse de rotation de l'axe de la MADA.
- J l'inertie des parties tournantes.
- σ le coefficient de dispersion magnétique ; $\sigma = \frac{M^2}{L_s L_r}$

Le couple électromagnétique s'exprime quant à lui en fonction des courants et des flux par :

$$C_{em} = -p \frac{M}{L_r} (I_{qs} \varphi_{dr} - I_{ds} \varphi_{qr}) \quad (\text{II.20})$$

Avec p le nombre de paire de pôles de la MADA.

L'équation du mouvement est :

$$\frac{d}{dt} \Omega = \frac{1}{J} \left[p \frac{M}{L_r} (I_{qs} \varphi_{dr} - I_{ds} \varphi_{qr}) - C_r - f\Omega \right] \quad (\text{II.21})$$



II-8 Résultats de la simulation

II-8-1 Simulation de la machine à vide

Les résultats de la simulation de la machine à vide sont représentés sur les figures suivantes :

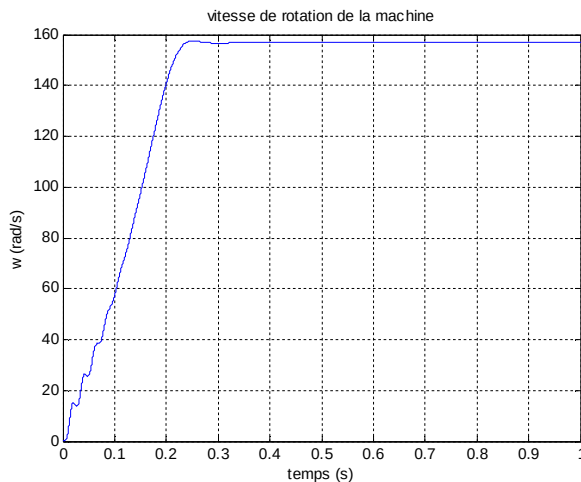


Figure II.13 : Vitesse de rotation de l'arbre de la machine à vide

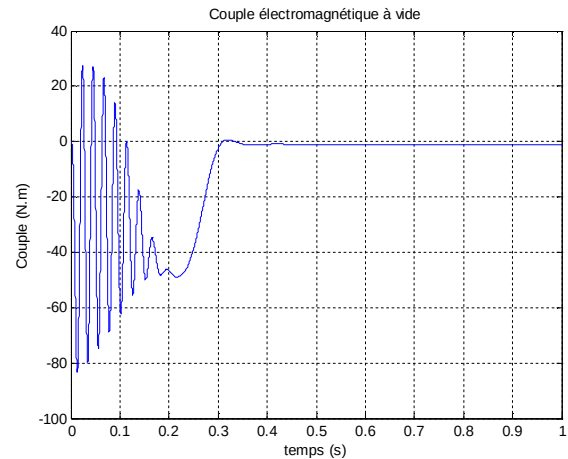


Figure II.14 : Couple électromagnétique de la machine à vide

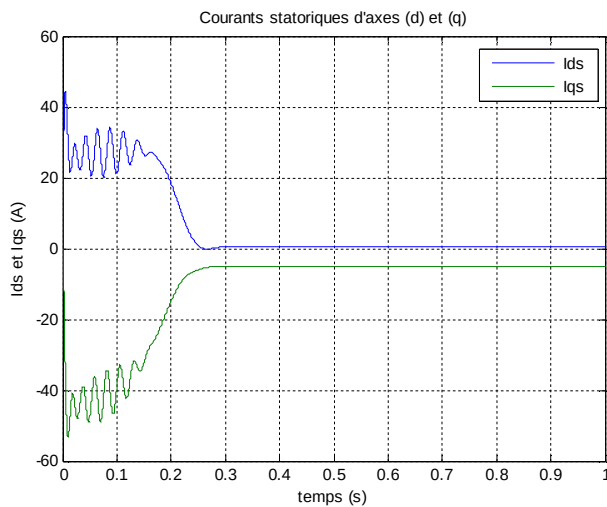


Figure II.15 : Courants statoriques d'axes (d) et (q) à vide

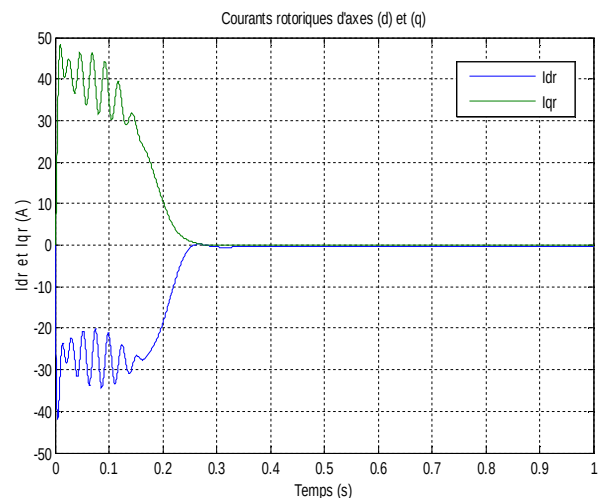


Figure II.16 : Courants rotoriques d'axes (d) et (q) à vide

Nous remarquons que toutes les grandeurs de la machine présentent un régime transitoire oscillant, que la vitesse de rotation de la machine atteint une valeur de 157 rad/s au bout d'un temps au tour de 0,25 s.

Les courants rotoriques se stabilisent à des valeurs voisines de zéro au bout d'un temps égal à 0,25 s.



II-8-1 Simulation de la machine en charge :

Pour ce faire nous appliquons un couple résistant équivalent à 20 N.m à l'instant $t=0.5s$ ce qui est équivalent, approximativement, à 80% du couple nominal de la machine (voir paramètres de la machine en annexe 3), les résultats de cette simulation sont :

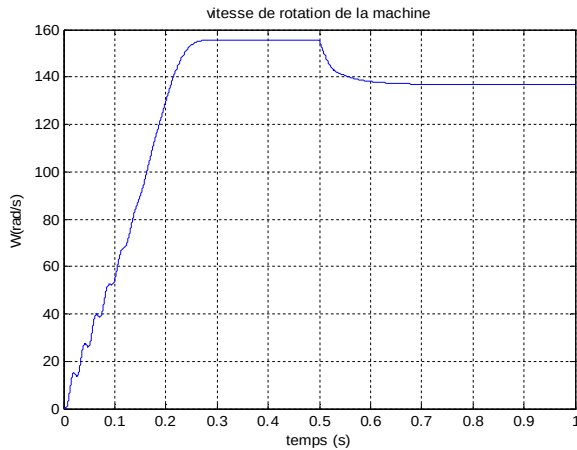


Figure II.17 : Vitesse de rotation de l'arbre de la machine en charge

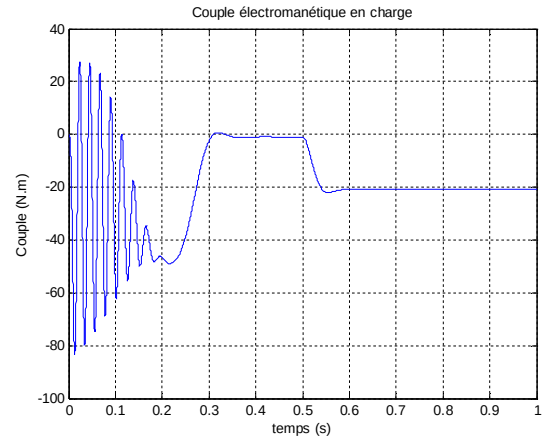


Figure II.18 : Couple électromagnétique de la machine en charge

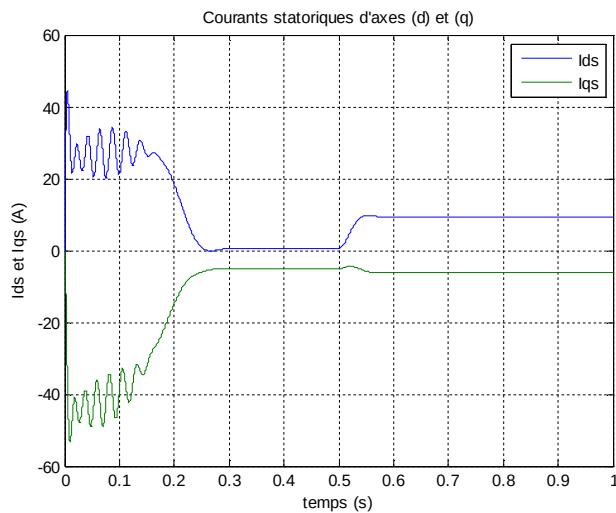


Figure II.19 : Courants statoriques d'axes (d) et (q) en charge

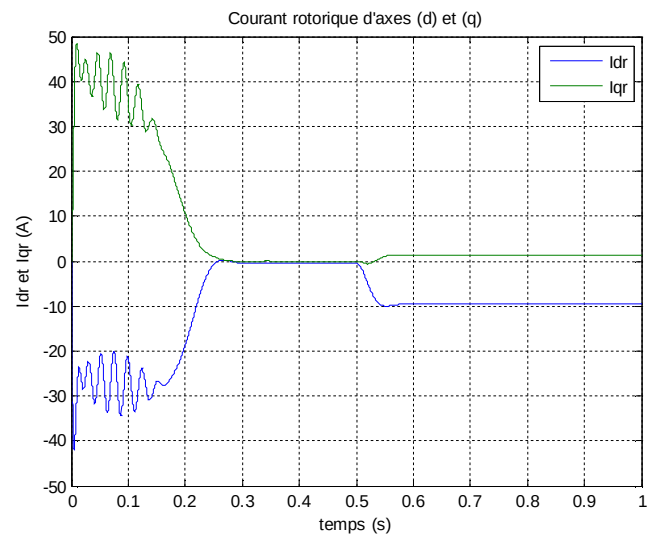


Figure II.20 : Courants rotoriques d'axes (d) et (q) en charge

Une application d'un couple résistant provoque une augmentation du couple électromagnétique, cela induit une légère diminution de la vitesse qui traduit un glissement supplémentaire et une augmentation des courants rotoriques et statoriques.



II-9 Conclusion

Ce chapitre a été dédié à la présentation de la machine asynchrone à double alimentation de part sa structure générale, sa construction et bien sur son principe de fonctionnement, Par la suite, nous avons élaboré un modèle mathématique. Le modèle triphasé a été simplifié, sous certaines hypothèses, en un modèle biphasé à l'aide de la transformation de PARK. Ce modèle été élaboré en vue d'une alimentation statique par le rotor de la machine. À la fin de ce chapitre, nous avons présenté les différents résultats des grandeurs significatifs de cette modélisation.

Chapitre III :

Commande vectorielle de la MADA



III-1 Introduction

Actuellement, la majorité des projets éoliens supérieurs à 1MW reposent sur l'utilisation de la machine asynchrone pilotée par le rotor. Son circuit statorique est connecté directement au réseau électrique. Un second circuit placé au rotor est également relié au réseau par l'intermédiaire de convertisseurs de puissance. Etant donné que la puissance rotorique transitée est moindre, le coût des convertisseurs s'en trouve réduit en comparaison avec une éolienne à vitesse variable alimentée au stator par des convertisseurs de puissance. C'est la raison principale pour laquelle on trouve cette génératrice pour la production en forte puissance. Une seconde raison est la possibilité de régler la tension au point de connexion où est injectée cette génératrice.

Dans ce chapitre, nous présentons la commande vectorielle, en puissance, appliquée à une génératrice asynchrone à double alimentation. A cet effet, nous nous intéresserons au fonctionnement générateur de ce type de machine.

III-2 Mouvement de puissance dans une MADA

La structure de conversion est constituée d'une génératrice à rotor bobiné entraînée par une turbine éolienne (figure III.1).

Pour simplifier le principe de fonctionnement, nous allons négliger les pertes, dans cette configuration, la puissance P est fournie au stator et traverse l'entrefer : une partie de cette puissance, $1 - g P$ est retrouvée sous forme de puissance mécanique ; le reste, gP sort par les balais sous forme de grandeurs alternatives de fréquence gf . Ces grandeurs, de fréquence variable, sont transformées en énergie ayant la même fréquence que le réseau électrique. Ce dernier reçoit donc $g P$ [6]. Les bobinages du rotor sont donc accessibles grâce à un système de balais et de collecteurs (figure II.3). une fois connecté au réseau, un flux magnétique tournant à vitesse fixe apparaît au stator. Ce flux dépend de la réluctance du circuit magnétique, du nombre de spires dans le bobinage et donc du courant statorique.

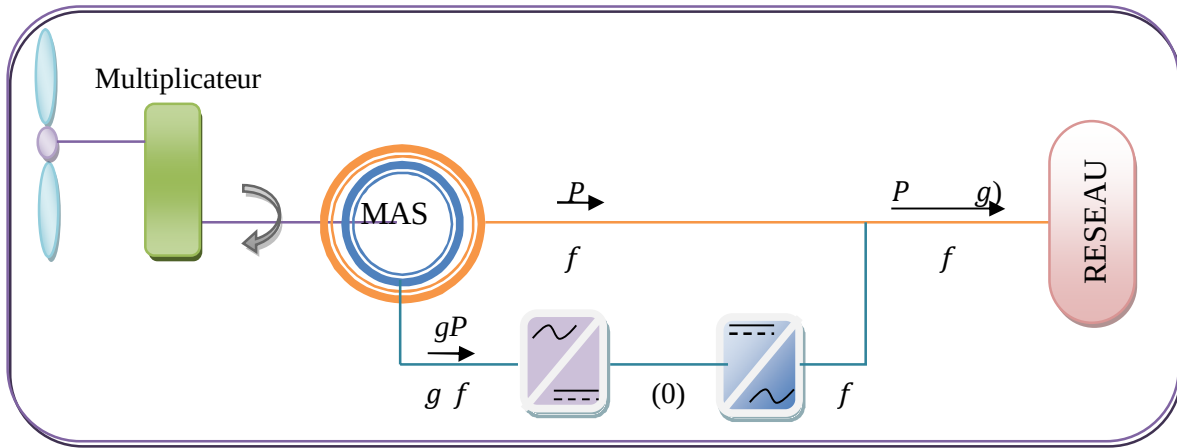


Figure III.1 : schéma de principe d'une machine asynchrone à rotor bobiné piloté par le rotor

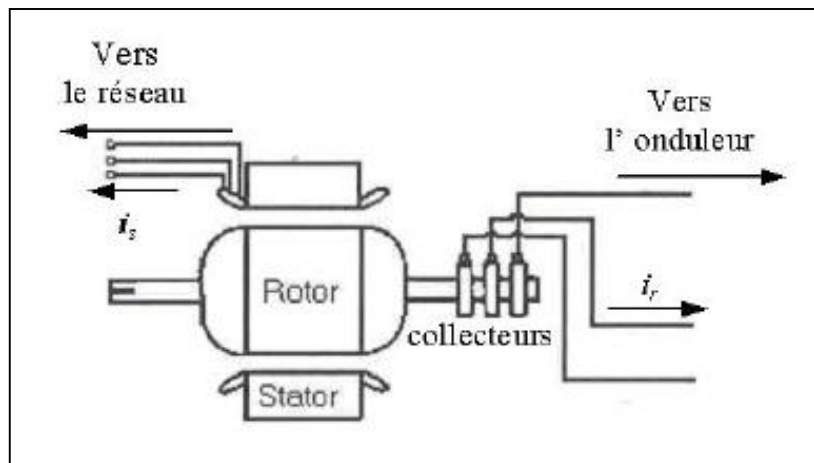


Figure III.2 : Machine asynchrone à rotor bobiné avec des bagues collectrices

Pendant la rotation, le flux magnétique généré par le stator crée des f.e.m dans le bobinage du rotor. Le rapport entre les f.e.m créés au rotor et au stator est [6] :

$$\frac{E_r}{E_s} = \frac{N_r}{N_s} \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (\text{III.1})$$

N_s et N_r sont respectivement le nombre de spires des bobinages statorique et rotorique. ω_s et ω_r sont respectivement les pulsations de synchronisme et rotorique de la machine. En définissant le glissement par :

$$g = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (\text{III.2})$$



L'équation III.1 devient :

$$\frac{E_r}{E_s} = g \frac{N_r}{N_s} \quad (\text{III.3})$$

Les courants au stator et au rotor sont définis comme dans le cas d'un transformateur parfait :

$$\frac{i_r}{i_s} = \frac{N_r}{N_s} \quad (\text{III.4})$$

Donc, le rapport entre la puissance apparente S_r au rotor et la puissance S_s au stator devient :

$$\frac{S_r}{S_s} = \frac{i_r}{i_s} \frac{E_r}{E_s} = g \quad (\text{III.5})$$

Cette dernière équation montre que pour une puissance constante transmise au stator, plus on transmet de la puissance par le rotor et plus on augmente le glissement. La pulsation au stator (imposée par le réseau) étant constante, il est donc possible de contrôler la vitesse de la génératrice (équation III.5) en agissant simplement sur la puissance transmise au rotor via le glissement g .

III-3 Contrôle indépendant des puissances

Pour pouvoir contrôler facilement la production d'énergie électrique d'une éolienne, nous réalisons un contrôle indépendant des puissances actives et réactives en établissant les équations qui lient les valeurs des tensions rotorique, générées par un onduleur, aux puissances active et réactive statoriques [4] [7] [9] [10] [11].

Le repère (d,q) est orienté de façon que l'axe d soit aligné sur le flux statorique φ_s .

ainsi :

$$\varphi_{ds} = \varphi_s \quad \text{et} \quad \varphi_{qs} = 0 \quad (\text{III.6})$$

Le couple électromagnétique s'écrit alors :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_s} I_{qs} \varphi_{ds} \quad (\text{III.7})$$

Et les deux premières équations du système II.12 deviennent :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ L_s I_{qs} + M I_{qr} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

Si l'on suppose le réseau électrique stable, ayant pour tension simple V_s , cela conduit à un flux statorique φ_s constant. Cette considération associée à l'équation (III.7) montre que le



couple électromagnétique C_{em} est directement proportionnel au courant rotorique en quadrature I_{qr} .

De plus, si l'on néglige la résistance des enroulements statoriques, hypothèses réaliste pour les machines de forte puissance utilisées pour la production éolienne, les équations (du système II.23) des tensions statoriques de la machine se réduisent à :

$$\begin{cases} V_{ds} = \frac{d\varphi_s}{dt} \\ V_{qs} = \omega_s \varphi_s \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

Avec ω_s la pulsation électrique des grandeurs statoriques.

Avec l'hypothèse du flux statorique constant, on obtient :

$$\begin{cases} V_{ds} \\ V_{qs} = V_s \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

A l'aide de l'équation III.8, on peut établir le lien entre les courants statoriques et rotoriques :

$$\begin{cases} I_{ds} = -\frac{M}{L_s} I_{dr} \quad \frac{\varphi_s}{L_s} \\ I_{qs} = -\frac{M}{L_s} I_{qr} \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

Les puissances actives et réactives statoriques s'écrivent :

$$\begin{cases} P = V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs} \\ Q = V_{qs} I_{ds} - V_{ds} I_{qs} \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

Ou encore, d'après l'équation III.12 :

$$\begin{cases} P = V_s I_{qs} \\ Q = V_s I_{ds} \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

Pour obtenir l'expression des puissances en fonction des courants rotoriques, on remplace dans l'équation précédente les courants, en quadrature et direct, par l'équation III.11 :



$$\begin{cases} P = -V_s \frac{M}{L_s} I_{qr} \\ Q = -V_s \frac{M}{L_s} I_{dr} + V_s \frac{\varphi_s}{L_s} \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

A partir des équations III.9 et III.10, nous obtenons, pour le flux statorique, l'expression suivante :

$$\varphi_s = \frac{V_s}{\omega_s} \quad (\text{III.15})$$

L'expression des puissances III.14 peut donc se simplifier de la manière suivante :

$$\begin{cases} P = -V_s \frac{M}{L_s} I_{qr} \\ Q = -V_s \frac{M}{L_s} I_{dr} + \frac{V_s^2}{L_s \omega_s} \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

Si l'on considère que l'inductance magnétisante M est constante, alors, d'après l'équation III.16, la puissance active P est directement proportionnelle au courant rotorique en quadrature I_{qr} . De plus, la puissance réactive Q est proportionnelle au courant rotorique direct I_{dr} , à une constante près $\frac{V_s^2}{L_s \omega_s}$.

Afin de pouvoir contrôler correctement la machine, il nous faut alors établir la relation entre les courants et les tensions rotoriques qui seront appliquées à la machine.

En remplaçant dans l'équation des flux II.12 les courants statoriques par l'expression III.11, on obtient :

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = \sigma L_r I_{dr} + \frac{M V_s}{L_s \omega_s} \\ \varphi_{qr} = \sigma L_r I_{qr} \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

avec :

$$\sigma L_r = L_r - \frac{M^2}{L_s} \quad (\text{III.18})$$



D'autre part, les équations des tensions rotoriques s'écrivent, dans un repère lié au stator, sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r I_{dr} \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_r \varphi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \omega_r \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

En remplaçant l'expression des flux rotoriques de l'équation III.17 dans l'équation précédente (III.19), nous trouvons :

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r I_{dr} + \sigma L_r \frac{dI_{dr}}{dt} - g \omega_s \sigma L_r I_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \sigma L_r \frac{dI_{qr}}{dt} + g \omega_s \sigma L_r I_{dr} + g \frac{MV_s}{L_s} \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

Où g correspond au glissement de la machine asynchrone.

A partir des équations que nous venons de mettre en place, nous pouvons établir les relations entre les tensions appliquées au rotor de la machine et les puissances statoriques. En exprimant les équations III.16 et III.20, on peut établir le schéma bloc de la figure (III.4) qui comporte en entrées les tensions rotoriques et en sorties les puissances actives et réactives statoriques.

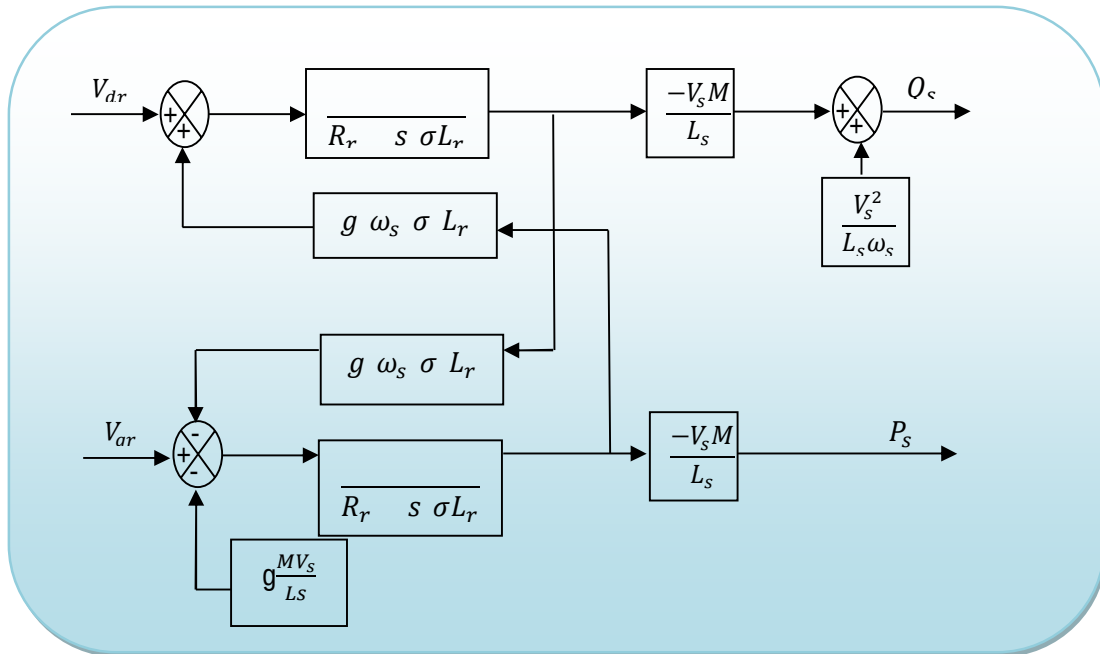


Figure III.3 : schéma bloc du contrôle indépendant des puissances



On remarque que les puissances et les tensions sont liées par une fonction de transfert du premier ordre. De plus, du fait de la faible valeur du glissement g , il sera possible d'établir sans difficulté une commande vectorielle car les influences des couplages resteront faibles et les axes d et q pourront donc être commandés séparément avec leurs propres régulateurs.

Ainsi, il apparaît deux solutions pour effectuer la commande en puissance de cette machine [4] :

- Ø La première méthode consiste à négliger les termes de couplage et à mettre en place un régulateur indépendant sur chaque axe pour assurer un contrôle indépendant des puissances actives et réactives. Cette méthode sera appelé *méthode directe* car les régulateurs de puissance contrôlent directement les tensions rotoriques de la machine.
- Ø La deuxième méthode consiste à tenir compte des termes de couplage et à les compenser en effectuant un système comportant deux boucles permettant de contrôler les puissances et les courants rotoriques. Cette méthode, appelée *méthode indirecte* découle directement des équations III.16 et III.20.

L'intérêt que présente la méthode directe est que sa mise en œuvre est simple, néanmoins, la méthode indirecte à l'avantage de contrôler les courants rotoriques ce qui permet de faire une protection de la machine en limitant ces courants ou de rajouter une référence de courant harmonique pour la MADA en fonctionnement filtre actif qui sera plus complexe à mettre en œuvre.

III-4 Commande indirecte de la MADA

Cette méthode est basée sur les équations (III.16) et (III.20), en combinant ces deux équations, nous pouvons exprimer les tensions rotoriques en fonction des puissances active et réactive statoriques. On reproduit ainsi le schéma bloc du système en sens inverse et on aboutit à un modèle qui correspond à celui de la machine. On part donc de la puissance statorique en fonction des courants rotoriques (équation III.16) et des expressions des tensions rotoriques en fonction des courants rotoriques (équation III.20) [4], et nous trouvons :

$$\begin{cases} V_{dr} = g\omega_s \left(I_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{L_s}{V_s M} P + R_r \frac{L_s}{V_s M} Q - R_r \frac{V_s}{\omega_s M} \\ V_{qr} = -R_r \frac{L_s}{V_s M} P + g\omega_s \left(I_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{L_s}{V_s M} Q - gV_s \frac{L_s - M^2}{L_s M} \end{cases} \quad (\text{III.21})$$



III-4-1 Commande de la MADA avec régulation de courants et de puissances :

Nous élaborons une commande de la machine asynchrone à double alimentation en utilisant des régulateurs proportionnel intégral (PI) pour les puissance active et réactive ainsi que pour les courants rotoriques. En agissant de la sorte, nous pouvons apprécier l'impact de la régulation de puissance sur les performances de la machine et garantir, en même temps la stabilité des courants.

La figure (III.4) illustre cette commande, et met en évidence les deux boucles de régulations.

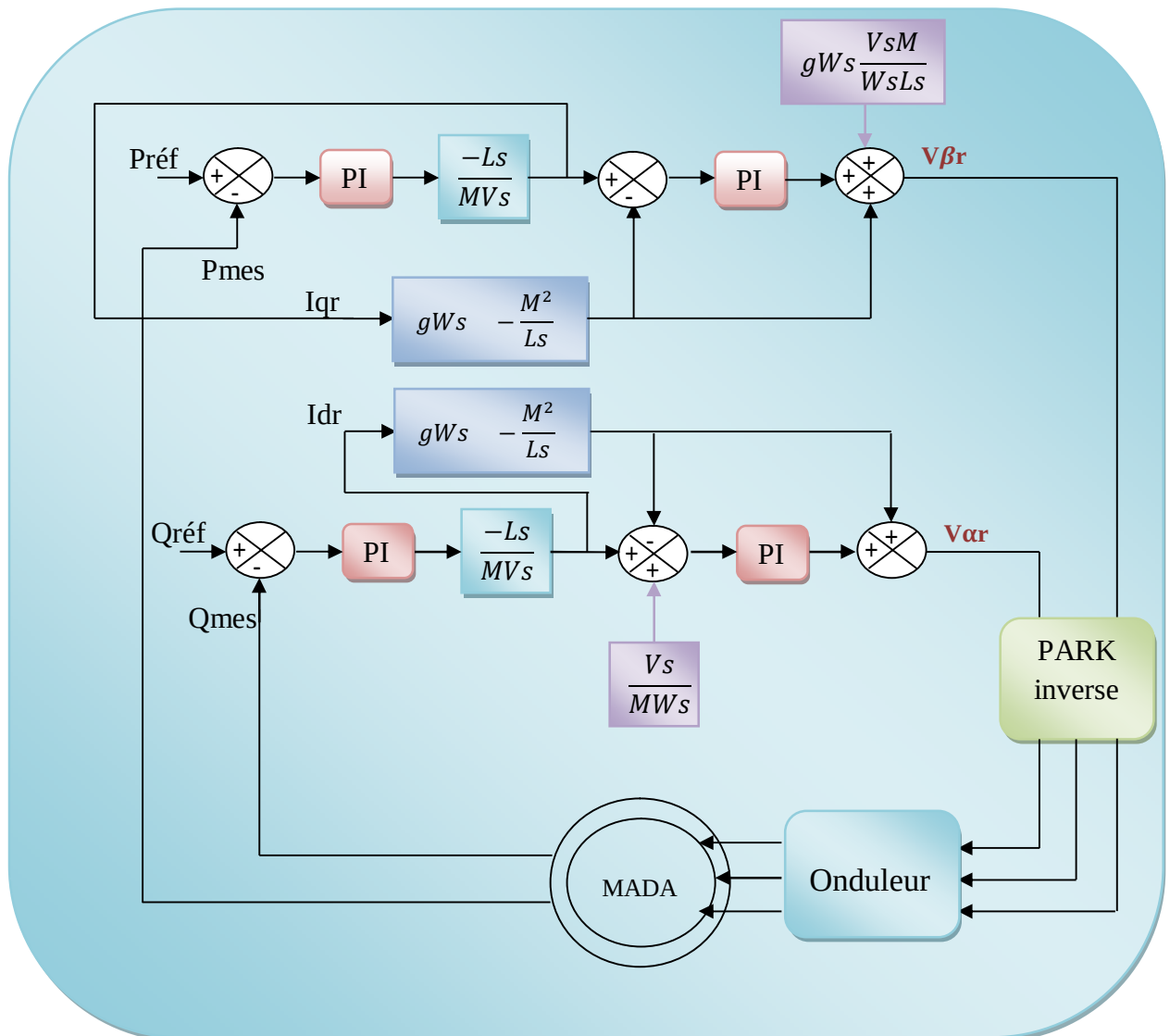


Figure III.4 : Schéma de la commande avec régulateurs de courants et de puissance



III-4-2 Dimensionnement des régulateurs de puissance et de courant

III-4-2-1 les régulateurs de puissance

Le régulateur Proportionnel Intégral (PI), utilisé pour la commande vectorielle de la MADA, est simple et rapide à mettre en œuvre tout en offrant des performances acceptables [12].

La figure (III.5) montre une partie de notre système bouclé et corrigé par un régulateur **PI** dont la fonction de transfert et de la forme $K_p \frac{K_i}{p}$.

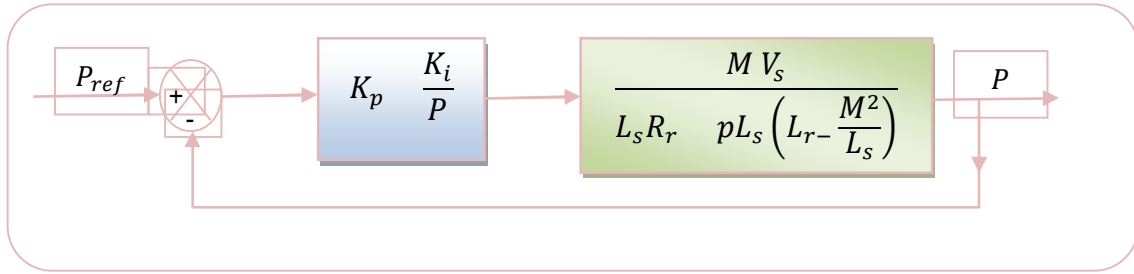


Figure III.5 : Système régulé par un PI

La Fonction de Transfert en Boucle Ouverte (FTBO) des régulateurs s'écrit de la manière suivante :

$$FTBO = \frac{\frac{K_i}{K_p}}{\frac{p}{K_p}} \cdot \frac{\frac{M V_s}{L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)}}{\frac{L_s R_r}{L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)}}$$

Nous choisissons la méthode de compensation de pôles pour la synthèse du régulateur afin d'éliminer le zéro de la fonction de transfert. Ceci nous amène à l'égalité suivante :

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{L_s R_r}{L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)} \quad (III.22)$$

Notons toutefois ici que la compensation des pôles n'a d'intérêt que si les paramètres de la machine sont connus avec une certaine précision car les gains des correcteurs dépendent directement de ces paramètres. Si tel n'est pas le cas, la compensation est moins performante [4].

Si l'on effectue la compensation, on obtient la fonction de transfert en boucle ouverte suivante :



$$FTBO = \frac{K_p \frac{M V_s}{L_s \left(L_r - \frac{M}{L_s} \right)}}{p} \quad (III.23)$$

Ce qui nous donne en boucle fermée:

$$FTBF = \frac{1}{1 + \tau_r p} \quad \text{avec} \quad \tau_r = \frac{1}{K_p} \frac{L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)}{M V_s} \quad (III.24)$$

Avec τ_r le temps de réponse du système que l'on se fixe de l'ordre de 10 ms, correspondant à une valeur suffisamment rapide. S'imposer une valeur plus faible n'améliorerait probablement pas les performances de l'ensemble, mais risquerait d'engendrer des perturbations lors des régimes transitoires en provoquant des dépassements et des instabilités indésirables.

On peut désormais exprimer les gains des correcteurs en fonction des paramètres de la machine et du temps de réponse :

$$K_p = \frac{L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)}{\tau_r M V_s} \quad \text{et} \quad K_i = \frac{R_r L_s}{\tau_r M V_s} \quad (III)$$

Nous avons utilisé ici la méthode de compensation des pôles pour sa rapidité ; il est évident qu'elle n'est pas la seule méthode valable pour la synthèse du régulateur **PI**.

III-4-2-2 Les régulateurs de courants :

Les régulateurs de courants adoptés sont aussi des régulateurs Proportionnel Intégral (PI), ils comportent une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité de la régulation et action intégrale servant à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et celle de consigne.

Le schéma global de la régulation est représenté sur la figure (III.6) :

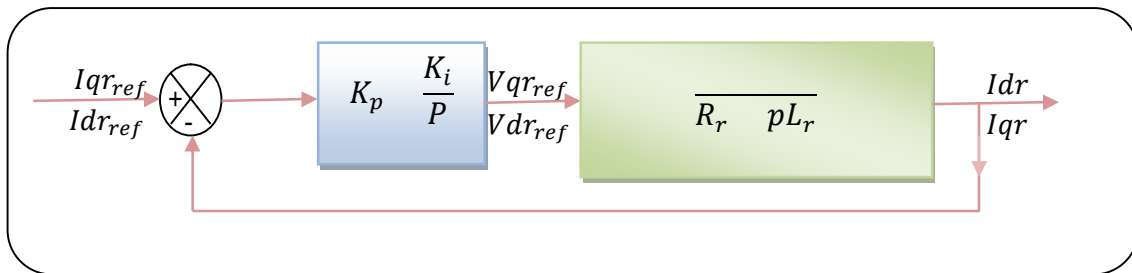


Figure III.6 : Schéma bloc de la régulation de courant



La fonction de transfert en boucle ouverte du régulateur est donnée par :

$$FTBO = \frac{1}{1+L_r p} \frac{I_{dr}}{V_{dr}} \frac{I_{qr}}{V_{qr}} \quad (III)$$

De la même manière le calcul des constantes des régulateurs de puissance nous trouvons pour les régulateurs de courants :

$$K_p = \frac{R_r}{L_r} \quad \text{et} \quad K_i = \frac{L_r}{R_r}$$

III-4-3 Modélisation de l'onduleur

Un onduleur triphasé peut être réalisé par un groupement de trois onduleurs monophasés, il suffit pour cela de décaler d'un tiers de période les commandes des trois phases.

Chacune des tensions de sortie est égale tantôt à $\frac{E}{2}$, tantôt à $-\frac{E}{2}$.

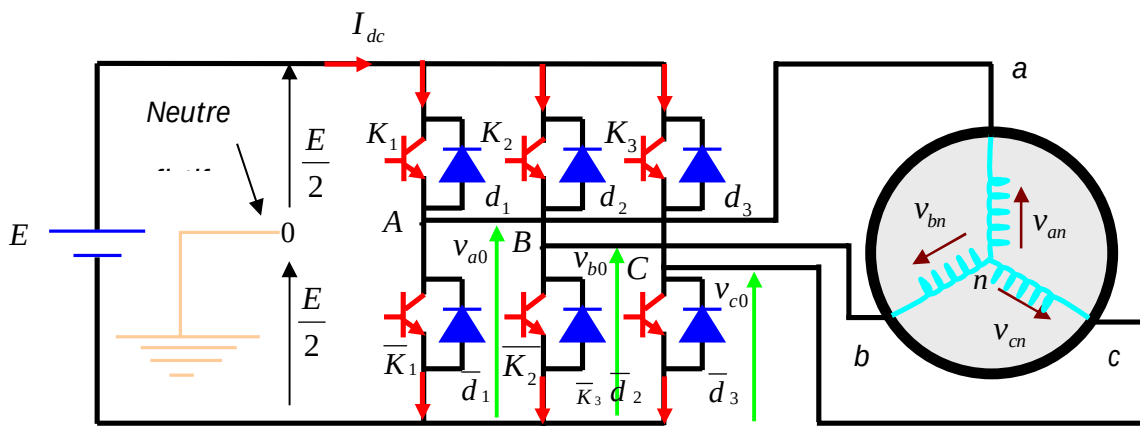


Figure III.7 : Schéma d'un onduleur de tension triphasé associé à une machine

Les interrupteurs K_1 et $\overline{K_1}$, K_2 et $\overline{K_2}$, K_3 et $\overline{K_3}$ doivent être complémentaires deux à deux. Quelle que soit la loi de commande adoptée, il est possible d'établir des relations générales que nous utiliserons pour la commande MLI [13].

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée,
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable, c à d $(K_i, \overline{K_i})$ ($i = 1, 2, 3$) supposés idéalisés,
- La charge triphasée, est équilibrée, couplée en étoile avec un neutre isolé.



Chaque interrupteur est représenté par une paire transistor - diode qui est modélisé par deux états définis par la fonction de connexion logique suivante :

$$f_i = \begin{cases} 1 & (K_i \text{ conduit, } \overline{K_i} \text{ bloqué}) \\ 0 & (K_i \text{ bloqué, } \overline{K_i} \text{ conduit}) \end{cases} \quad \text{Avec : } f_i + \overline{f_i} = 1 \quad \text{et } i = 1, 2, 3.$$

Les tensions composées sont :

$$\begin{aligned} V_{AB} &= v_{as} - v_{bs} = E \cdot (f_1 - f_2) \\ V_{BC} &= v_{bs} - v_{cs} = E \cdot (f_2 - f_3) \\ V_{CA} &= v_{cs} - v_{as} = E \cdot (f_3 - f_1) \end{aligned} \quad \text{III.27)}$$

Les tensions simples v_{as} , v_{ab} et v_{ac} forment un système triphasé équilibré, tel que :

$$v_{as} + v_{ab} + v_{ac} = 0 \quad \text{III.28)}$$

La résolution des équations (A3.1) et (A3.2) nous donne :

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 1 & 2 & -1 \\ 1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} \quad \text{III.29)}$$

Trois catégories de MLI (En anglo-saxon Pulse Width Modulation P.W.M), qui diffèrent dans le concept et les performances, ont été développées [14] [15] :

- Les modulations sinuso-triangulaire qui effectuent la comparaison d'un signal de référence sinusoïdal à une porteuse en général triangulaire.
- Les modulations précalculées pour lesquelles les angles de commutation sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre de la tension, et donner une certaine onde fondamentale.
- Les modulations vectorielles appelées encore M.L.I régulière symétriques dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne.

On présentera dans ce qui suit la première stratégie qui est la plus utilisée, et aussi la troisième technique.



III-4-3-1 La commande SVM (Space Vector Modulation) :

La commande SVM (Space Vector Modulation) génère une commande dédiée à la commutation des onduleurs, un onduleur à deux étages possède six interrupteurs, il y a donc huit (08) états de commutations possibles. Ces huit états de commutation peuvent s'exprimer dans le plan (α, β) par huit vecteurs de tension notés de $\vec{v}_0$ à $\vec{v}_7$; parmi ces vecteurs, deux sont nuls, les autres étant répartis régulièrement à tous les 60° (figure III.8) [16].

Le principe de la M.L.I vectorielle consiste à projeter le vecteur $\vec{V}_s$ de tension statorique désiré sur les deux vecteurs de tension adjacents correspondant à deux états de commutation de l'onduleur (figure A3.1). Les valeurs de ces projections, assurant le calcul des temps de commutations désirées, correspondent à deux états non nuls de commutation de l'onduleur. Si nous notons t_i et t_{i+1} ces deux temps de commutation, leur somme doit être inférieure à la période T_{com} de commutation de l'onduleur. Pour maintenir la fréquence de commutation constante, un état nul de l'onduleur est appliqué durant une durée complémentaire à T_{com} .

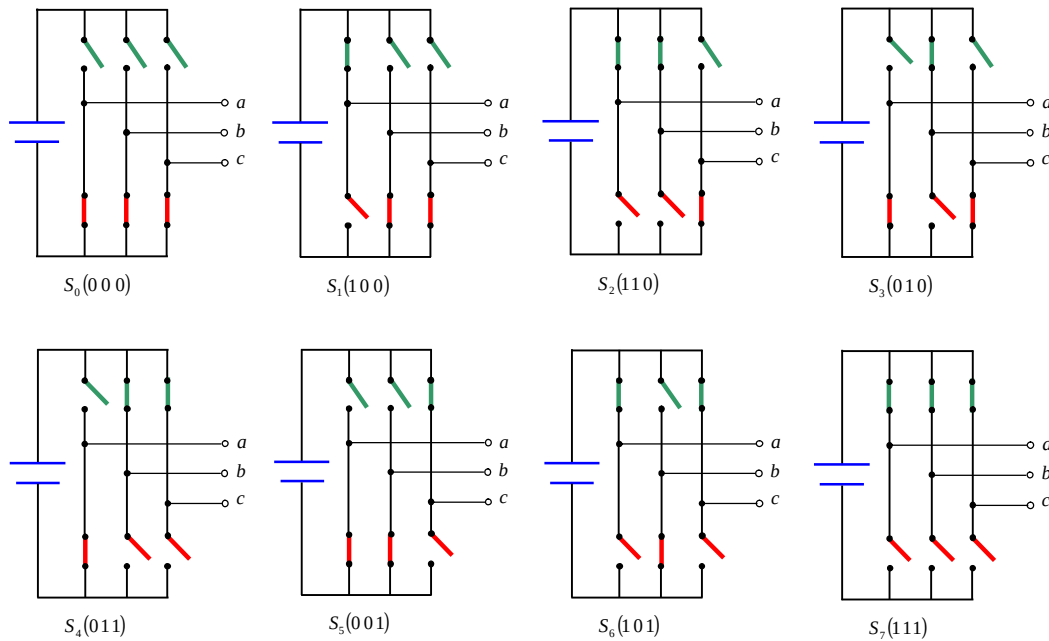


Figure III.8 : les huit états de l'onduleur possibles

Les six interrupteurs de l'onduleur (figure III.7) sont commandés de manière complémentaire deux à deux, nous avons seulement trois degrés de liberté, ayant deux états chacun : Fermé ou Ouvert (0, 1). Nous pouvons donc adresser un tableau des différents états du convertisseur pour chaque secteur (Tableau III.1).



		v_0	v_1	v_2	v_3	v_4	v_5	v_6	v_7
Tensions triphasées simples	v_{as}	0	$+\frac{2}{3}E$	$+\frac{1}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$-\frac{2}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$+\frac{1}{3}E$	0
	v_{bs}	0	$-\frac{1}{3}E$	$+\frac{1}{3}E$	$+\frac{2}{3}E$	$+\frac{1}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$-\frac{2}{3}E$	0
	v_{cs}	0	$-\frac{1}{3}E$	$-\frac{2}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$+\frac{1}{3}E$	$+\frac{2}{3}E$	$+\frac{1}{3}E$	0
Tensions transformées	v_{sa}	0	$+\sqrt{\frac{2}{3}}E$	$+\frac{1}{\sqrt{6}}E$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}E$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}E$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}E$	$+\frac{1}{\sqrt{6}}E$	0
	v_{sb}	0	0	$+\frac{1}{\sqrt{2}}E$	$+\frac{1}{\sqrt{2}}E$	0	$-\frac{1}{\sqrt{2}}E$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}E$	0
Vecteur	r_{v_i}	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E.e^{j\frac{p}{3}}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E.e^{j\frac{2p}{3}}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}E$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E.e^{j\frac{4p}{3}}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E.e^{j\frac{5p}{3}}$	0
	r_{v_i}	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E.e^{j\frac{p}{3}}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E.e^{j\frac{2p}{3}}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}E$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E.e^{j\frac{4p}{3}}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E.e^{j\frac{5p}{3}}$	0

Tableau III.1 : Les tensions imposées par l'onduleur en fonction de l'état (i).

Pour expliquer le principe de la modulation par la méthode vectorielle, on fait appel au schéma de la figure (III.9) ;

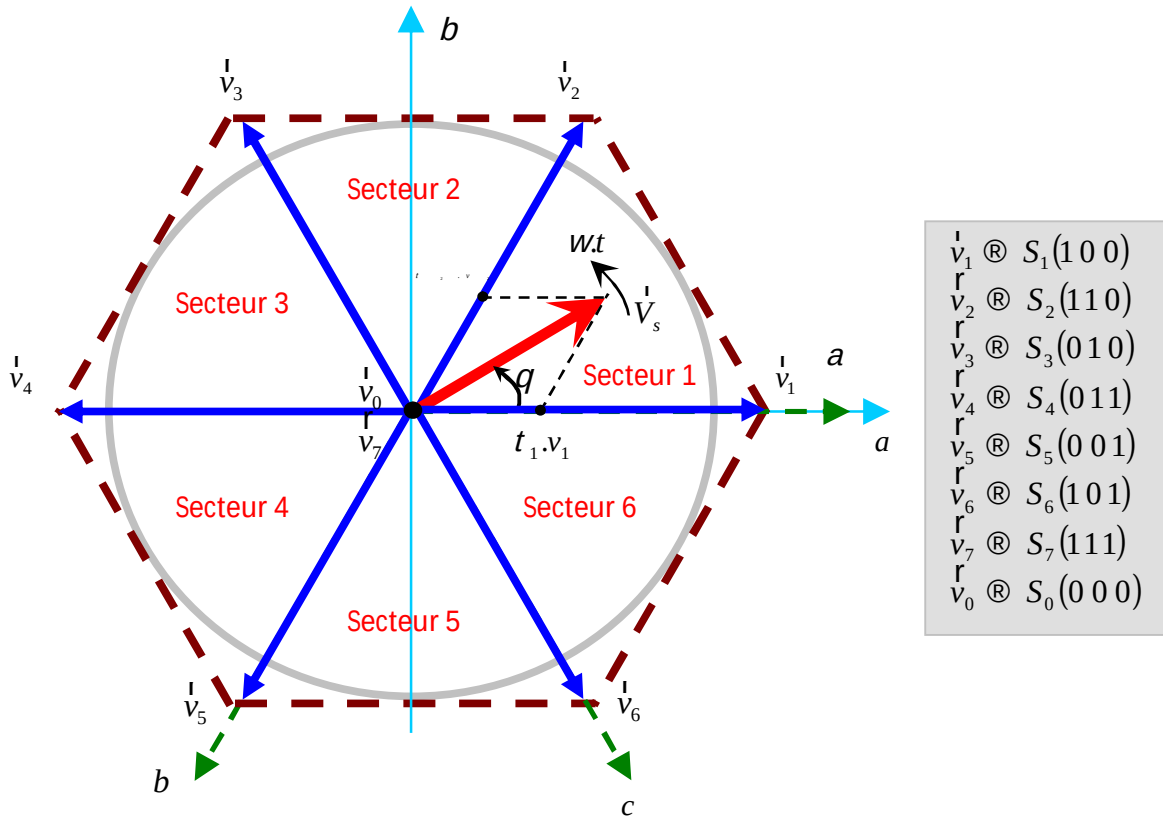


Figure III.9 : Diagramme des 6 secteurs de la SVM.



Le vecteur $\vec{V}_s$ se situant dans le secteur 1, entre le vecteur $\vec{v}_1$ et $\vec{v}_2$, nous permet d'écrire :

$$\vec{V}_s = \frac{T_1}{T_{com}} \vec{v}_1 + \frac{T_2}{T_{com}} \vec{v}_2 \quad (\text{III.30})$$

Où T_{com} représente la période de commutation, T_1 et T_2 sont les durées de modulation liées aux séquences correspondant aux vecteurs $\vec{v}_1$ et $\vec{v}_2$, elles sont exprimées par :

$$\begin{aligned} T_1 &= \sqrt{3} \cdot T_{com} \cdot \frac{|\vec{V}_s|}{E} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - q\right) \\ T_2 &= \sqrt{3} \cdot T_{com} \cdot \frac{|\vec{V}_s|}{E} \cdot \sin(q) \\ T_0 &= T_{com} - T_1 - T_2 \end{aligned} \quad (\text{III.31})$$

T_0 : représente la durée d'application de la séquence de roue - libre.

La figure (A3.4), représente le cas où le vecteur de référence se trouve dans le secteur 1.

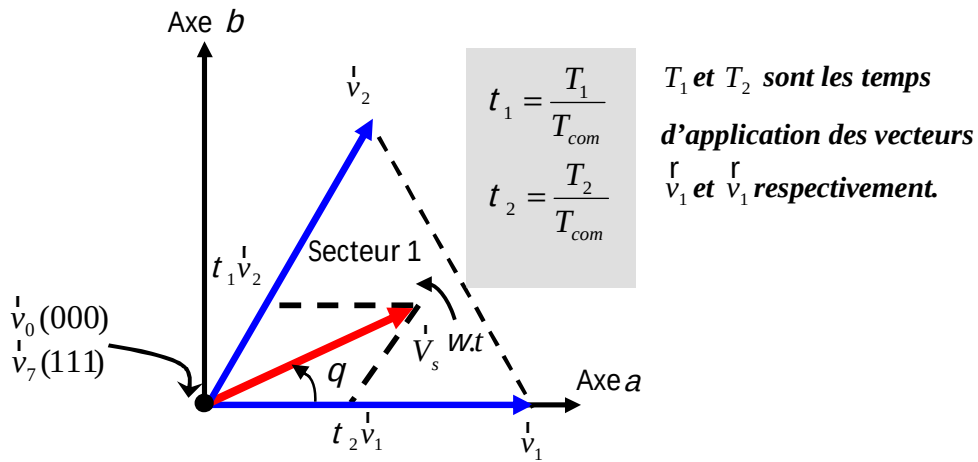


Figure A3.4 : Projection du vecteur à réaliser sur deux vecteurs adjacents.



La somme des deux vecteurs $\vec{v}_1$ et $\vec{v}_2$ respectivement appliqués pendant les durées τ_1 et τ_2 donne donc le vecteur $\vec{V}_s$ initial. En combinant ces deux vecteurs avec les vecteurs nuls ($\vec{v}_0$ et $\vec{v}_7$) et en codant par un (1) un interrupteur fermé et un zéro (0) un interrupteur ouvert, nous pouvons reconstituer les signaux de commande à appliqué pour obtenir le vecteur $\vec{V}_s$ souhaité :

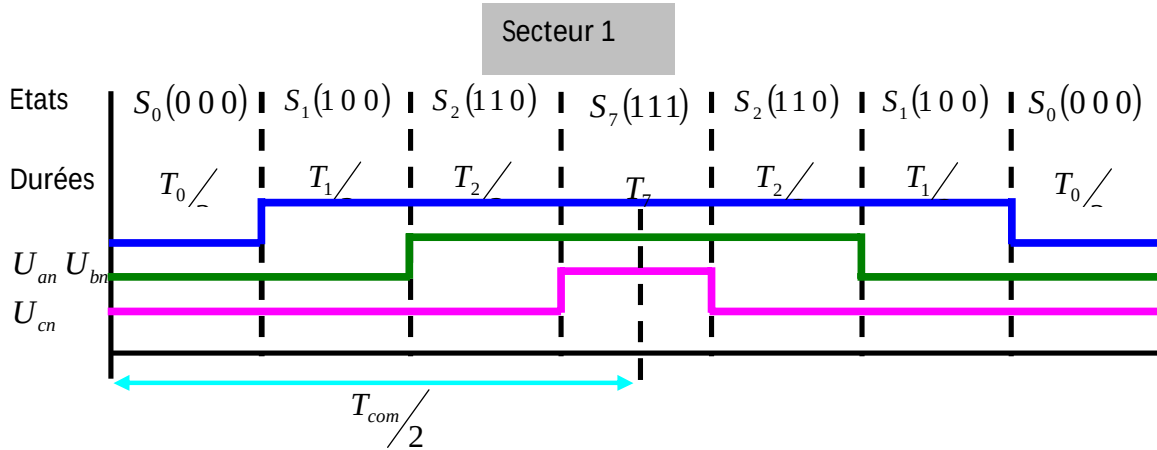


Figure A3.5 : Reconstitution des signaux de commande de la SVM.

Nous voyons grâce à cette description que les temps de conduction des interrupteurs peuvent être exprimés en fonction des durées de chaque état.

Les vecteurs tensions des états S_1 et S_6 sont appelés vecteurs tensions actifs, tandis que les états S_0 et S_7 sont appelés vecteurs nuls car ils n'ont ni angle ni phase. Chaque bras de l'onduleur a besoin d'être complémentaire, cela veut dire, que sur un même bras, lorsque l'interrupteur de l'étage supérieur est fermé, celui du bas doit être ouvert, et vice versa.

Chaque état conduit le courant dans les trois phases de la machine, produisant ainsi les vecteurs de tension.

Du fait que la somme des trois phases est nulle, le vecteur d'espace $\vec{u}$ est facilement calculé selon la formule suivante :

$$\vec{u} = u_U t \cdot e^{j0} + u_V t \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + u_W t \cdot e^{-j\frac{2\pi}{3}}$$



III-4-4 Résultats de la simulation :

Comme dans les deux précédentes simulations, et dans le but de comparer les trois types de commandes (régulateurs de puissances seules, régulateurs de courants seules et régulateurs de courants et de puissances), nous soumettons ce dernier système à des échelons de puissance active et réactive. Les résultats de cette dernière simulation sont représentés sur les figures (III.17), (III.18), (III.19) et (III.20).

· Fonctionnement à vitesse de rotation nominal, soit 157 rad/s :

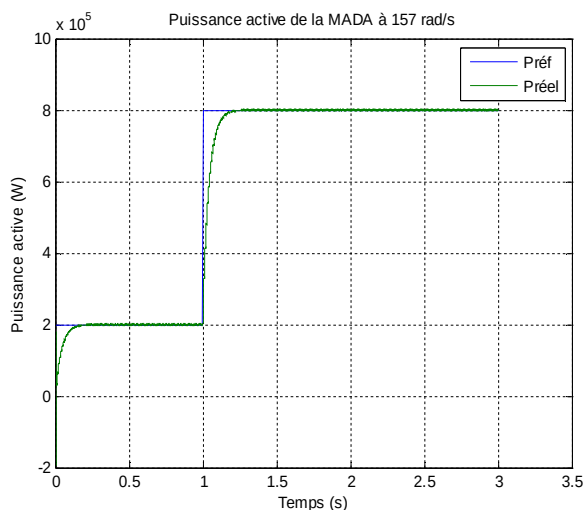


Figure III.17 : courbe de la puissance active

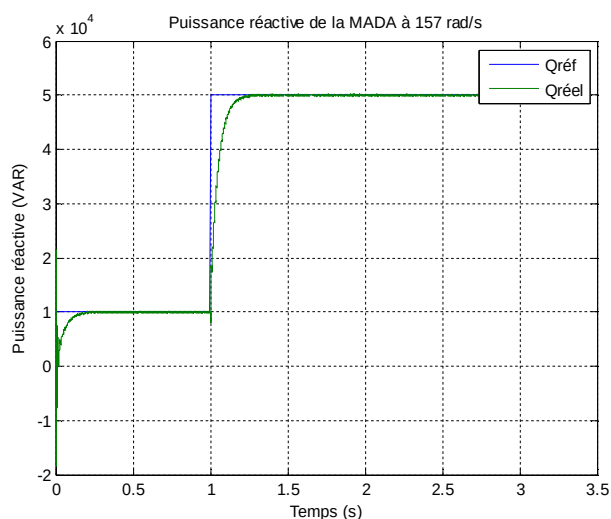


Figure III.18 : courbe de la puissance réactive

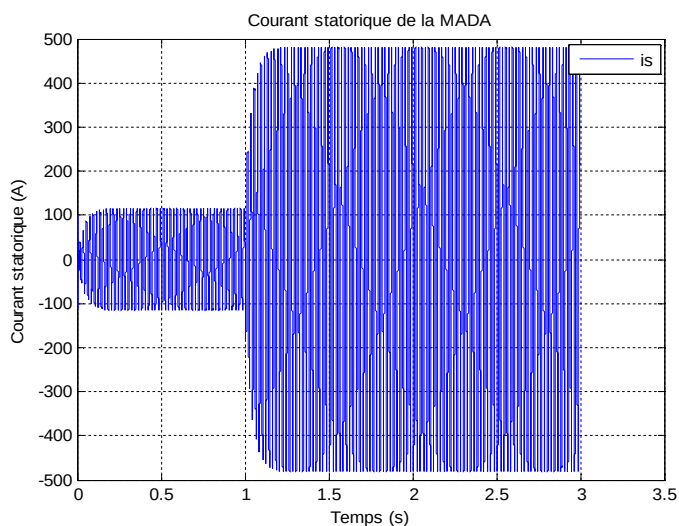


Figure III.19 : courbe du courant statorique

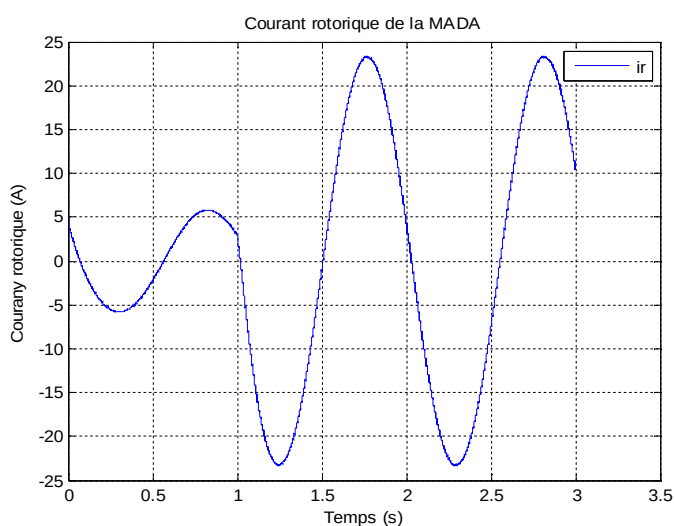


Figure III.20 : courbe du courant rotorique



· Fonctionnement en hyper synchrone (environ $1,2\omega_s$), soit 188 rad/s :

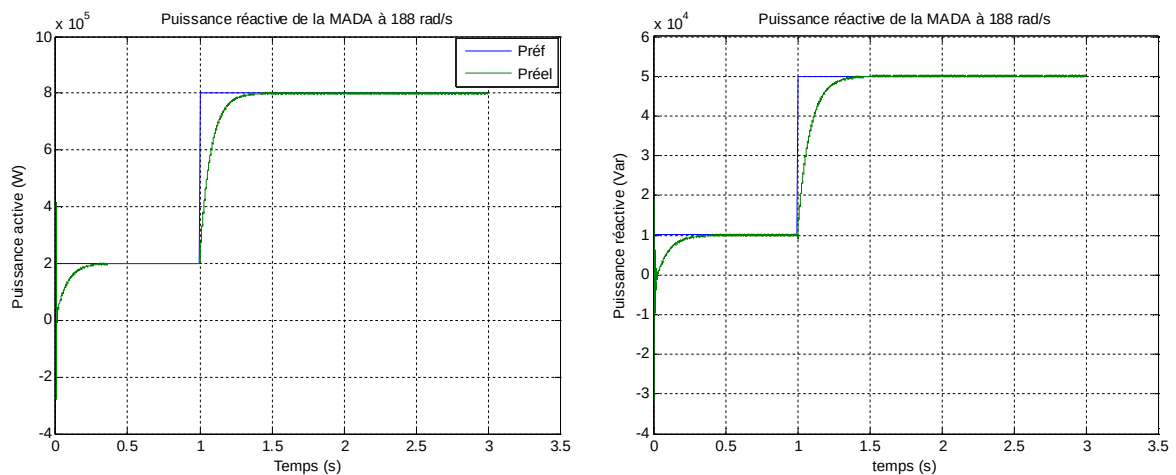


Figure III.21 : puissances active et réactive en fonctionnement hyper synchrone

· Fonctionnement en hyper synchrone (environ $0,8\omega_s$), soit 125 rad/s :

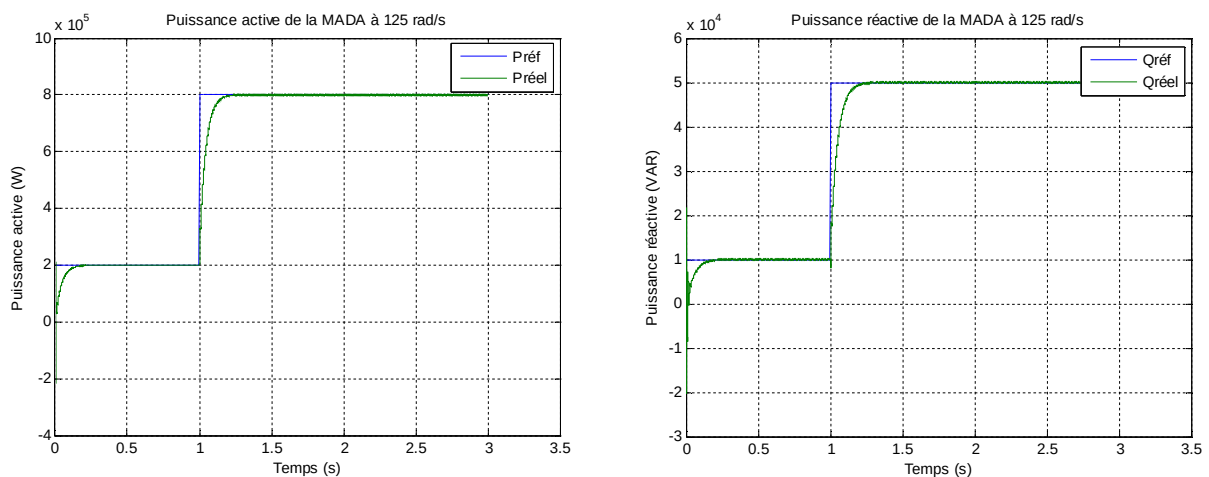


Figure III.22 : puissances active et réactive en fonctionnement hypo synchrone

La présence des régulateurs de courants ainsi que les régulateurs de puissances, a permis un haut niveau de robustesse et de stabilité pour notre système. Aussi, nous avons pu constater que la vitesse de rotation de la machine n'influe en aucun cas sur la régulation des puissances active et réactive, en effet, la variation de la vitesse de $\pm 20\%$ de la vitesse nominal n'a pas affecté le système de régulation.



III.5 Conclusion

Nous avons consacré ce chapitre à la commande vectorielle en puissance active et réactive de la machine asynchrone à double alimentation. Le fonctionnement en mode générateur de notre machine a orienté notre choix de la commande en puissance, en effet, c'est la réponse de la génératrice, lors des changements de l'appel de puissance, qui reflète la robustesse de notre commande.

Les différentes combinaisons des régulateurs de courants et de puissances a permis d'établir une large gamme de commande, mais, notre choix s'est porté sur l'utilisation des régulateurs de puissances et de courants en même temps, à travers les résultats de nos simulations, nous avons constaté que :

L'utilisation de la régulation en courants et en puissances a donné de très bons résultats et ce qui s'explique par la présence d'un régulateur pour chaque grandeur, et aussi par l'utilisation d'un onduleur avec une commande très performante qui est une MLI vectorielle.

Chapitre IV :

Commandes directes de la machine asynchrone à double alimentation



IV-1 Introduction

Les machines à induction commandées par orientation du champ ont été, jusqu'à présent, employé dans des applications industrielles de hautes performances, remplaçant ainsi les machines à courant continu [17] [18], Cette méthode permettait un contrôle indépendant du couple et du flux en découplant les courants statoriques en deux composantes orthogonales, cependant, elle reste sensible aux variations du flux qui est, principalement, affecté par les variations des paramètres de la machine [17][18].

Au cours des deux dernières décennies une nouvelle méthode a été développée pour les machines électriques, appelé **la commande directe du couple** (en anglais : **Direct Torque Control «DTC»**), Les principes de cette nouvelle méthode ont été introduit pour la première fois par : **Takahashi** (Japon en 1984) et **Depenbrock** (Allemagne en 1985) [17] [18] [20], Dans cette méthode, la tension statorique est calculée à partir de l'estimation du couple et du flux statorique, son objectif est de commander un onduleur de tension alimentant une machine sans disposer de mesures de vitesse, de flux ou de couple, les seules mesures utilisées étant les tensions et les courants alimentant le stator de la machine [21] [22].

Encore plus récemment (durant ces cinq dernières années), une nouvelle technique de commande des machine à induction a été introduite, sur la base de la **DTC**, c'est **la commande directe de la puissance** (en anglais : **Direct Power Control «DPC»**), le principe de la DPC est exactement le même que celui de la DTC à la seule différence, que les tensions statoriques sont calculées à partir de l'estimation des puissances active et réactive, sont objectif étant inchangé, commander un onduleur de tension alimentant la machine.

Dans ce chapitre nous exposons le principe de la **DTC** ensuite nous développons la commande DPC pour l'appliquer à une machine asynchrone à double alimentation.

IV-2 Commande Directe du Couple (DTC)

IV-2-1 Principe de la commande DTC

Comme la commande **DTC** est une commande vectorielle, il est nécessaire de disposer des composantes de tensions et de courants statoriques et rotoriques de la machine à commander [19]. Nous décomposons donc les tensions d'alimentations et les courants, au stator et au rotor, en composantes directes et quadratures dans un référentiel lié au stator. Nous obtenons :

Côté stator :



$$\bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} \quad (IV.1)$$

$$\bar{i}_s = i_{s\alpha} + j \cdot i_{s\beta} \quad (IV.2)$$

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + j \cdot V_{s\beta} \quad (IV.3)$$

Côté rotor :

$$\bar{V}_r = R_r \bar{i}_r + \frac{d\bar{\varphi}_r}{dt} + j \cdot \omega_r \cdot \bar{\varphi}_r \quad (IV.4)$$

$$\bar{i}_r = i_{rd} + j \cdot i_{rq} \quad (IV.5)$$

Les équations des flux statorique et rotorique sont :

$$\bar{\varphi}_s = L_s \bar{i}_s + M \bar{i}_r \quad (IV.6)$$

$$\bar{\varphi}_r = L_r \bar{i}_r + M \bar{i}_s \quad (IV.7)$$

Le vecteur tension $\bar{V}_r$ délivré par un onduleur de tension triphasé (figure IV.1) est représenté en théorie par 3 grandeurs booléennes de commande S_j ($j = a, b, c$) telles que :

S_j interrupteur **haut fermé** et interrupteur **bas ouvert**.

S_j interrupteur **haut ouvert** et interrupteur **bas fermé**.

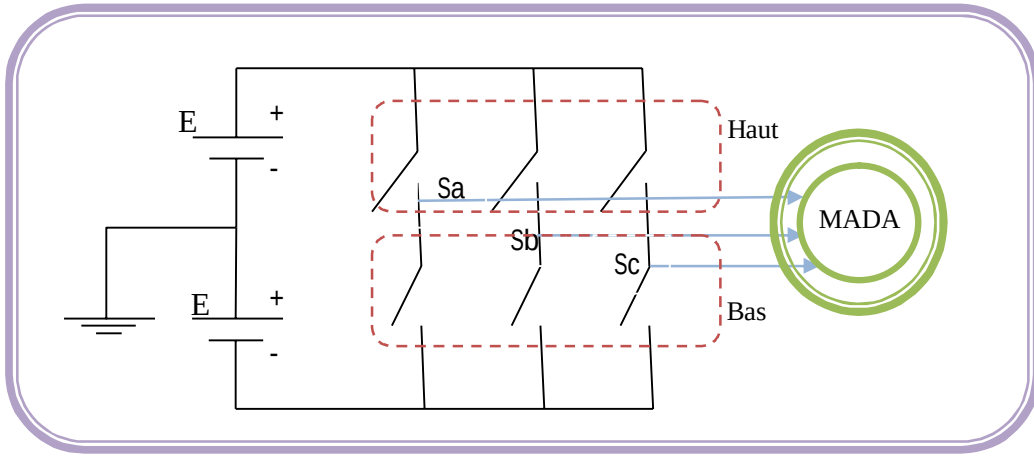


Figure IV.1 : Onduleur triphasé associé à une machine asynchrone à double alimentation.

La tension $\bar{V}_r$ peut s'écrire sous la forme :

$$\bar{V}_r = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 (S_a + S_b \cdot e^{j2\pi/3} + S_c \cdot e^{j4\pi/3}) \quad (IV.8)$$

avec : U_0 la tension d'alimentation de l'onduleur ; $U_0 = E$.

Les combinaisons des 3 grandeurs (S_a, S_b, S_c) permettent de générer 8 positions du vecteur $\bar{V}_r$ dont deux correspondent au vecteur nul : ($S_a, S_b, S_c = (0,0,0)$ et $(1,1,1)$).



Si on considère que la tension de chaque phase s'écrit comme suit :

$$\begin{cases} V_{an} & \frac{U_0}{3} & S_a - S_b - S_c \\ V_{bn} & \frac{U_0}{3} & (-S_a \quad S_b - S_c) \\ V_{cn} & \frac{U_0}{3} & (-S_a - S_b \quad S_c) \end{cases} \quad (IV.9)$$

A partir du système d'équation (IV.9) et des combinaisons des grandeurs (S_a, S_b, S_c) , les positions du vecteur tension sont représentées sur le tableau suivant :

S_a	S_b	S_c	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_r
0	0	0	0	0	0	V_0
0	0	1	$U_0/$	$-U_0/$	$-U_0/$	V_1
0	1	0	$U_0/$	$U_0/$	$-U_0/$	V_2
0	1	1	$-U_0/$	$U_0/$	$-U_0/$	V_3
1	0	0	$U_0/$	$U_0/$	$U_0/$	V_4
1	0	1	$U_0/$	$-U_0/$	$U_0/$	V_5
1	1	0	$U_0/$	$-U_0/$	$U_0/$	V_6
1	1	1	0	0	0	V_7

Tableau IV.1 : Positions du vecteur tension en fonction des états des interrupteurs.

La figure (IV.2) montre la représentation de ces huit vecteurs dans le plan complexe.

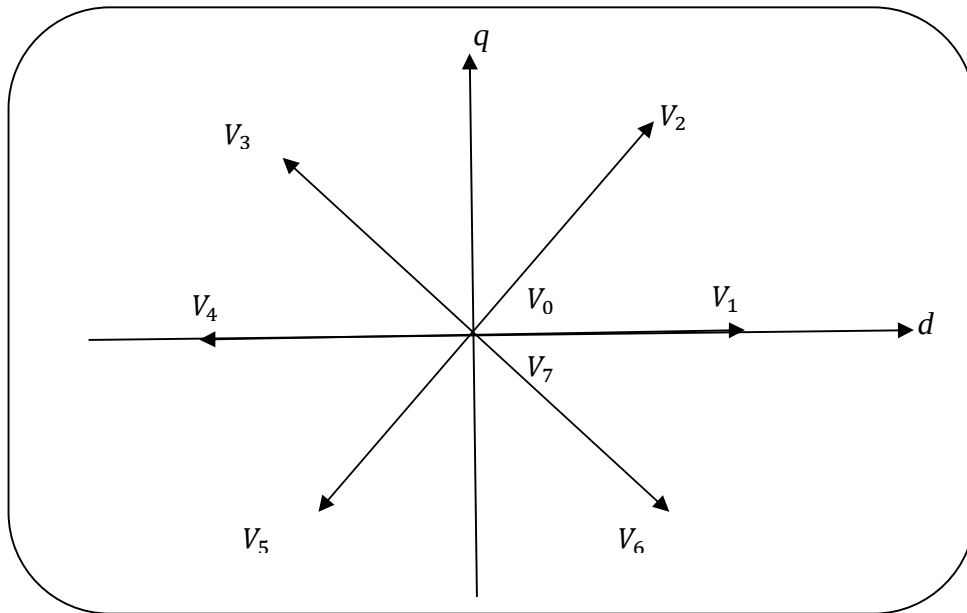


Figure IV.1 : Positions des vecteurs tensions générées par l'onduleur.



IV-2-3 Sélection du vecteur tension :

Le choix du vecteur $\overline{V}_r$ dépend de la position de $\overline{\varphi}_r$ dans un référentiel fixe (référentiel qu'on appellera (S)), de la variation souhaitée pour le module de $\overline{\varphi}_r$, de la variation souhaitée du couple et du sens de $\overline{\varphi}_r$ [23].

L'espace d'évolution de $\overline{\varphi_r}$ dans (S) est décomposé en six zones $i, i = 1, 2, 3, 4, 5, 6$, telle que représenté sur la figure (IV.2).

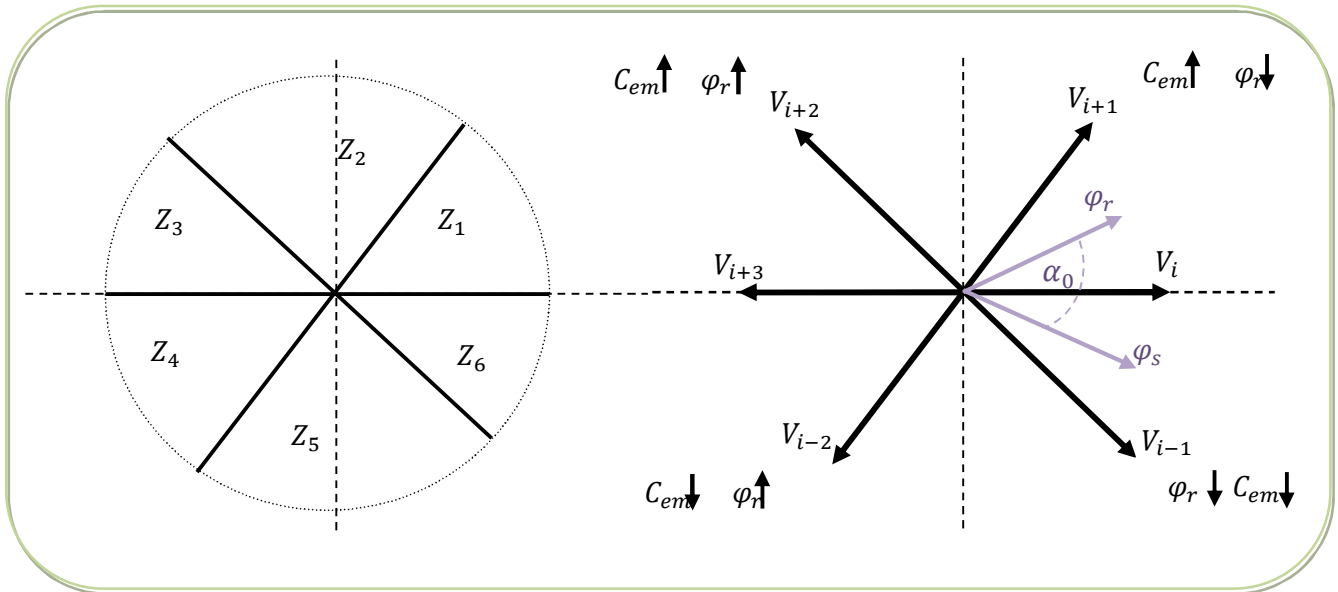


Figure IV.2 : Évolution des vecteurs flux et couple selon le choix du vecteur tension.

Lorsque le flux $\overline{\varphi_r}$ se trouve dans une zone i , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des six vecteurs tensions suivants :

- Si $\overrightarrow{1+1}$ est sélectionné alors φ_r décroît et C_{em} croît ;
- Si $\overrightarrow{1-1}$ est sélectionné alors φ_r décroît et C_{em} décroît ;
- Si $\overrightarrow{1+2}$ est sélectionné alors φ_r croît et C_{em} croît ;
- Si $\overrightarrow{1+2}$ est sélectionné alors φ_r croît et C_{em} décroît ;
- Si $\overrightarrow{0}$ ou $\overrightarrow{7}$ est sélectionné alors, le couple électromagnétique décroît tandis que le module du flux reste inchangé.

Le niveau d'efficacité des vecteurs tensions appliqués dépend également de la position du vecteur flux dans la zone i . En effet, en début de zone, les vecteurs $\vec{\phi}_{i+1}$ et $\vec{\phi}_{i-2}$ sont perpendiculaires à $\vec{\phi}_r$ d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux $\vec{\phi}_r$, alors qu'en fin de zone l'évolution est inverse.



Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans la zone i , les deux vecteurs $\vec{\phi}_1$ et $\vec{\phi}_{1+3}$ ne sont jamais utilisés [19][20][23]. Car, ces deux vecteurs ont la composante du flux la plus forte (évolution très rapide de $\vec{\phi}_r$) mais l'effet sur le couple lui, dépend de la position de $\vec{\phi}_r$ dans la zone, avec un effet nul en milieu de zone [19] [20] [23].

Le vecteur tension à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts de couple et de flux, estimés par rapport à leur références, ainsi que la position du vecteur $\vec{\phi}_r$. Un estimateur de $\vec{\phi}_r$ en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires.

IV-2-4 Estimation du flux rotorique :

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs rotoriques, courant et tension, la machine asynchrone à double alimentation. A partir de l'équation (IV.13) décrivant ϕ_r , on établit l'équation (IV.18) :

$$\overline{\phi_r} = \phi_{r\alpha} + j\phi_{r\beta} \quad (IV.18)$$

avec :

$$\begin{cases} \phi_{r\alpha} & \int_0^t V_{r\alpha} - R_r I_{r\alpha} dt \\ \phi_{r\beta} & \int_0^t (V_{r\beta} - R_r I_{r\beta}) dt \end{cases} \quad (IV.19)$$

Les tensions $V_{r\alpha}$ et $V_{r\beta}$ sont obtenues en appliquant la transformation de Concordia, à partir de la tension d'entrée mesurée U_0 de l'onduleur et des états de commande (S_a, S_b, S_c), soit :

$$\overline{V_r} = V_{r\alpha} + jV_{r\beta} \quad (IV.20)$$

avec :

$$\begin{cases} V_{r\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left(S_a - \frac{1}{2} S_b + S_c \right) \\ V_{r\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 (S_a - S_b) \end{cases} \quad (IV.21)$$

Les courants $I_{r\alpha}$ et $I_{r\beta}$ sont obtenus en appliquant également la transformation de Concordia, aux courants I_{ra}, I_{rb} et I_{rc} mesurés à l'entrées du rotor de la machine, soit :

$$\overline{I_r} = I_{r\alpha} + jI_{r\beta} \quad (IV.22)$$

et :

$$\begin{cases} I_{r\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_a \\ I_{r\beta} = \frac{\sqrt{2}}{2} (I_{rb} - I_{rc}) \end{cases} \quad (IV.23)$$

Le module du flux rotorique s'écrit :



$$\varphi_r = \sqrt{\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2} \quad (\text{IV.24})$$

La zone i dans laquelle se trouve le vecteur $\overline{\varphi_r}$ est déterminé à partir des composantes φ_α et φ_β , l'angle α_r entre le référentiel (S) et le vecteur φ_r , est égal à :

$$\alpha_r = \text{Arctan}\left(\frac{\varphi_{r\beta}}{\varphi_{r\alpha}}\right)$$

IV-2-5 Contrôle du flux rotorique :

En sélectionnant un vecteur $V_r(S_a, S_b, S_c)$ approprié, l'extrémité du flux φ_r peut être contrôlée et maintenue dans une couronne circulaire comme le montre la figure (IV.4). Ainsi l'amplitude du flux rotorique peut être asservie à la consigne qui lui est imposé. Le choix de V_r dépend alors de la variation souhaitée pour le module du flux φ_r , de son sens de rotation, mais aussi de la position de ce vecteur dans le référentiel fixe (S).

Le vecteur tension est choisi de telle sorte à augmenter ou diminuer l'amplitude du flux φ_r , autrement dit, le choix du vecteur tension dépend du signe de l'erreur à la sortie du correcteur et non pas de l'amplitude de l'erreur. Il est donc possible de considérer la sortie du correcteur comme étant une variable booléenne, désignée par **cflx**, définie comme suite :

$$\begin{cases} \mathbf{cflx} & \text{l'erreur est positive} \\ \mathbf{cflx} & \text{l'erreur est négative} \end{cases}$$

Dans le but de maintenir l'extrémité du vecteur φ_r dans une couronne circulaire, la sortie du correcteur doit indiquer le vecteur tension correspondant. Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux fait l'affaire, et permet d'obtenir de bonnes performances dynamiques [24].

La sortie du correcteur, représentée par la variable **cflx**, indique directement si l'amplitude du flux doit augmenter ou diminuer de façon à maintenir :

$$|\varphi_{ref} - \varphi_r| \leq \Delta\varphi_r$$

avec :

φ_{ref} : La consigne du flux.

$\Delta\varphi_r$: La largeur d'hystérésis du correcteur.

IV-2-6 Estimation et contrôle du couple :

L'estimation du couple se fait à partir des grandeurs statoriques $\varphi_{s\alpha}, \varphi_{s\beta}$ et $I_{s\alpha}, I_{s\beta}$ selon la relation suivante :



$$C_{em} = p(\varphi_{s\alpha}I_{s\beta} - \varphi_{s\beta}I_{s\alpha}) \quad (IV.25)$$

Comme dans le cas du flux rotorique, le contrôle du couple électromagnétique se fait à l'aide d'un correcteur à hystérésis, ce dernier permet de détecter les dépassements de la zone de contrôle en respectant l'inégalité suivante :

$$|C_{ref} - C_{em}| \leq \Delta C$$

avec :

C_{ref} : Couple de référence.

ΔC : Largeur d'hystérésis du correcteur.

La variation du couple électromagnétique dépend de la vitesse de rotation du flux φ_r et donc du flux φ_r . Plus le déplacement du vecteur flux est important plus l'évolution du couple est rapide.

Pour augmenter le couple dans une zone i , deux vecteurs tensions peuvent être sélectionnés V_{i+1} et V_{i+2} , mais seul le vecteur tension répondant aux exigences dynamiques du couple (croissance plus rapide), est sélectionné. Par contre, pour diminuer la valeur du couple il suffit d'appliquer un vecteur tension nul.

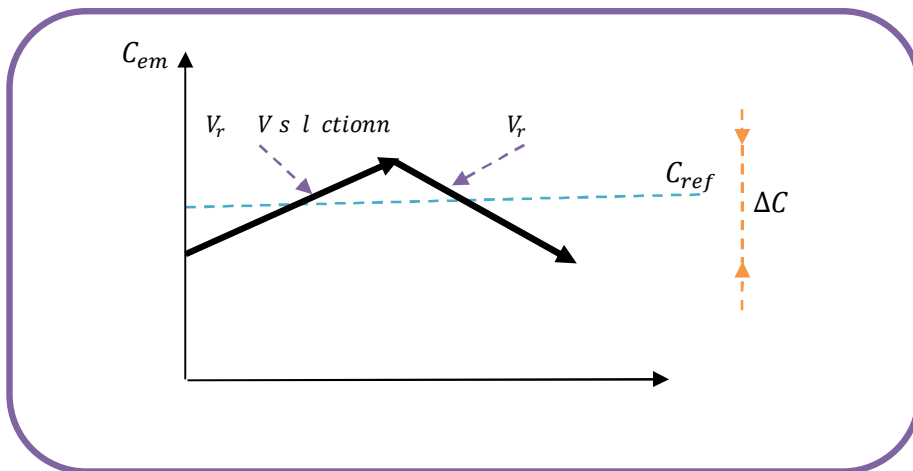


Figure IV.3: Optimisation du vecteur tension dans le contrôle du couple.

Pour le contrôle du couple, deux solutions sont envisageables :

- Ø Correcteur à hystérésis à trois niveaux (voir annexe2),
- Ø Correcteur à hystérésis à deux niveaux (voir annax2).



IV-2-7 Table de commande et structure générale du contrôle :

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables $cflx$ et $ccpl$, et de la position du flux rotorique dans la zone i [16]. Elle se présente donc sous la forme suivante :

N		1	2	3	4	5	6	Correcteur	
$Cflx=1$	$Ccpl=1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2	
	$Ccpl=0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	niveaux	
	$Ccpl=-1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 niveaux	
$Cflx=0$	$Ccpl=1$	V_2	V_2	V_2	V_2	V_2	V_2	2	
	$Ccpl=0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	niveaux	
	$Ccpl=-1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 niveaux	

Tableau IV.2 : Table de commande avec comparateur à hystérésis à deux et à trois niveaux.

Sur la figure (IV.3), nous retrouvons tous les éléments essentiels pour réaliser notre commande directe du couple de la machine asynchrone à double alimentation, ainsi, à partir des mesures de tension et de courant de la machine, nous faisons une estimation du flux rotorique ensuite du couple puis choisir le vecteur tension adéquat et ceci à chaque période d'échantillonnage.

IV-3 Commande Directe de la Puissance (DPC)

IV-3-1 Principe de la commande

Le principe de la commande directe de la puissance (DPC) se repose entièrement sur celui de la commande directe du couple (DTC), précédemment décrit, à l'unique différence des variables contrôlées. En effet, dans la commande directe du couple (DTC) les variables commandées sont le couple électromagnétique et le flux rotorique, alors que dans la commande directe de la puissance (DPC) les variables directement contrôlées sont les puissances active et réactive [25].

IV-3-2 Mise en équations

La stratégie de la commande directe du couple, introduite par TAKAHASHI [36] dans les années 80, est exclusivement dédiée à la commande des machines à induction en fonctionnement moteur.



Pour commander une machine asynchrone à double alimentation en fonctionnement générateur, on s'intéresse, donc, au control de la puissance active et la puissance réactive et ceci en alimentant le rotor à travers un onduleur de tension.

En considérant les mêmes hypothèses du paragraphe **Quatre** du chapitre **III** (III-4 : *Contrôle indépendant des puissances*), nous écrivons le système suivant :

$$\begin{cases} V_{ds} \\ V_{qs} = V_s \end{cases} \quad (IV.26)$$

Où V_s est l'amplitude de la tension statorique.

L'objectif du contrôle en question (**DPC**) est de réguler les puissances active et réactive côté stator, qui sont définies comme suite :

$$\begin{cases} P_s = (V_{ds}I_{ds} + V_{qs}I_{qs}) \\ Q_s = (V_{ds}I_{qs} - V_{qs}I_{ds}) \end{cases} \quad (IV.27)$$

On considérant l'équation (IV.10, l'équation (IV.11) devient :

$$\begin{cases} P_s = V_s I_{qs} \\ Q_s = -V_s I_{ds} \end{cases} \quad (IV.28)$$

Nous reprenons l'équation (III.11) du chapitre III :

$$\begin{cases} I_{ds} = -\frac{M}{L_s} I_{dr} - \frac{\varphi_s}{L_s} \\ I_{qs} = -\frac{M}{L_s} I_{qr} \end{cases} \quad (IV.29)$$

En remplaçant les expressions de I_{ds} et de I_{qs} dans le système (IV.12), il en ressort :

$$\begin{cases} P_s = -V_s \frac{M}{L_s} I_{qr} \\ Q_s = -V_s \frac{M}{L_s} I_{dr} - \frac{V_s^2}{L_s \omega_s} \end{cases} \quad (IV.30)$$

Du système d'équations (III.17), nous tirons les expressions des courants I_{dr} et I_{qr} , il vient :

$$\begin{cases} I_{dr} = \frac{\varphi_{dr}}{\sigma L_r} - \frac{M V_s}{\sigma L_r L_s \omega_s} \\ I_{qr} = \frac{\varphi_{qr}}{\sigma L_r} \end{cases} \quad (IV.31)$$

Ce dernier système d'équation (IV.31) nous permet de réécrire les puissances active P_s et réactive Q_s de la manière suivante :

$$\begin{cases} P_s = -V_s \frac{M}{L_s} \frac{\varphi_{qr}}{\sigma L_r} \\ Q_s = -V_s \frac{M}{L_s} \frac{\varphi_{dr}}{\sigma L_r} + V_s \frac{M}{L_s} \frac{M V_s}{\sigma L_r L_s \omega_s} - \frac{V_s^2}{L_s \omega_s} \end{cases} \quad (IV.32)$$

Sachant que : $\varphi_s = \frac{V_s}{\omega_s}$ (équation III.15)

Et avec : $\sigma = \frac{M^2}{L_s L_r}$



Les puissances active et réactive s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} P_s = -V_s \frac{M}{L_s L_r - M^2} \varphi_{qr} \\ Q_s = \frac{V_s L_r}{L_s L_r - M^2} \varphi_s - \frac{V_s M}{L_s L_r - M^2} \varphi_{dr} \end{cases} \quad (IV.33)$$

A travers cette dernière expression (IV.33) nous pouvons dire que les puissances active et réactive dépendent directement des composantes directe et en quadrature du flux rotorique. De ce faite, pour contrôler les puissances il suffit de développer la commande adéquate du flux rotorique.

IV-3-3 Sélection du vecteur tension

Partant du principe que l'élaboration de la commande directe de la puissance (*DPC*) suit la même démarche que pour la commande directe du couple (*DTC*), il est donc nécessaire suivre le même enchaînement. Ainsi, la technique de la commande directe de puissance s'appui essentiellement un choix judicieux du vecteur tension à appliquer au borne du rotor. La tension V_r est délivrée par un onduleur de tension triphasé (figure IV. 1), la tension de chaque phase s'écrit selon le système d'équation (IV.9), et à partir de ce dernier les position du vecteur tension sont représentés sur le tableau (IV.1).

Aussi, l'estimation et le contrôle du flux rotorique reste identique à celui de la DTC (paragraphe (IV-2-4) et (IV-2-5)).

En partant du principe que le vecteur tension et le vecteur flux s'écrivent de la manière suivante :

$$\overline{V_r} = V_{rmax} e^{j\omega_r t} \quad (V.11)$$

$$\overline{\varphi_r} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{V_{max}}{\omega_r} e^{j(\omega_r t - \frac{\pi}{2})} \quad (V.12)$$

A partir de ces deux dernières équations (V.11) et (V.12), nous pouvons établir une commande du vecteur flux par un choix judicieux du vecteur tension.

Pour ce faire, nous écrivons l'expression du flux rotorique (équation V.8) :

$$\begin{aligned} \varphi_r &= \varphi_{r0} + V_r T_e \\ \overrightarrow{\varphi_r} k &\quad - \overrightarrow{\varphi_r} k \quad \overrightarrow{T_e} \end{aligned} \quad (V.13)$$

avec :

$\overrightarrow{\varphi_{r0}}$: le vecteur flux rotorique à $t=0$.

$\overrightarrow{\varphi_r} k$: Le vecteur flux rotorique au pas d'échantillonnage actuel.

$\overrightarrow{\varphi_r} k$: Le vecteur flux rotorique au pas d'échantillonnage suivant.

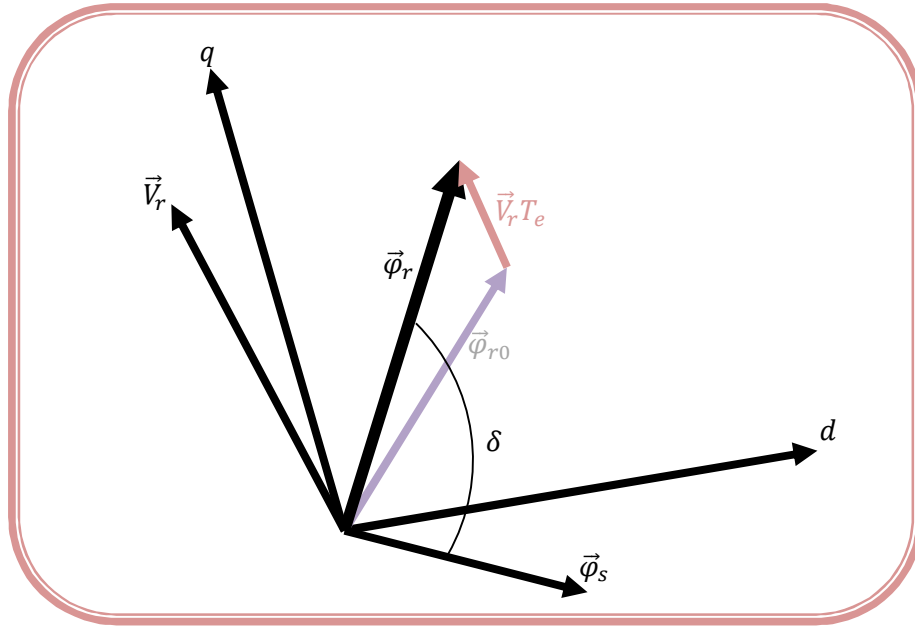


Figure IV.4 : Effet du vecteur tension V_r sur le flux rotorique

Si on considère que l'amplitude du flux statorique est constante, les puissances active et réactive, d'après l'expression (V.6), dépendent seulement de l'amplitude du flux rotorique et de l'angle δ entre les flux rotorique et statorique, de plus, si ce dernier tourne à une vitesse constante, tout les vecteurs tensions V_r , délivrées par l'onduleur, ont pour effet une variation de l'angle δ [25].

La figure (V.4) montre que selon la position des flux rotorique et statorique et en introduisant la tension V_r requise ; il est possible de modifier l'angle δ entre les deux flux et l'amplitude du flux rotorique.

Il est à noter, aussi, que selon la position du flux rotorique, le même vecteur tension V_r peut avoir un effet différent sur les puissances active et réactive [25].

Et donc nous retrouvons l'évolution des puissances active et réactive selon le choix du vecteur tension (figure (IV.5)).

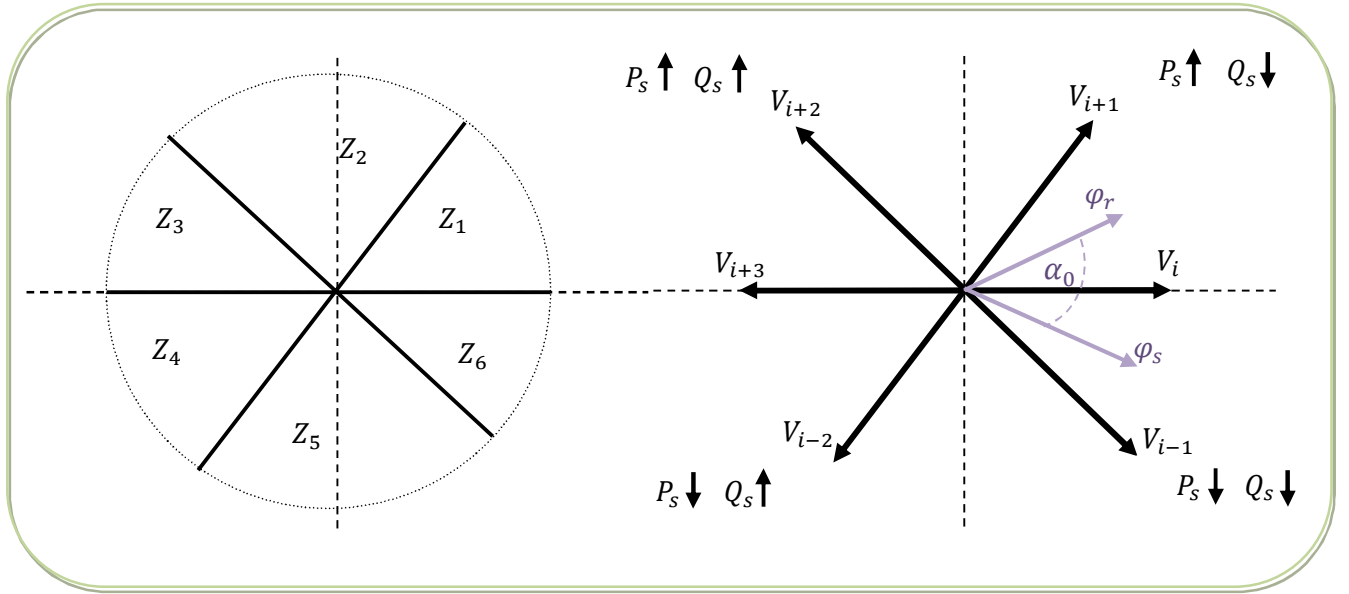


Figure IV.5 : Évolution des vecteurs flux et des puissances selon le choix du vecteur tension

Et de la même manière qu'on a vu pour la commande DTC, chaque position du vecteur $\vec{\varphi}_r$ dans une zone i , assure une sélection d'un vecteur tension ;

- Si $\vec{V}_{i+1}$ est sélectionné alors P_s croît et Q_s décroît ;
- Si $\vec{V}_{i-1}$ est sélectionné alors P_s décroît et Q_s décroît ;
- Si $\vec{V}_{i+2}$ est sélectionné alors P_s croît et Q_s croît ;
- Si $\vec{V}_{i-2}$ est sélectionné alors P_s décroît et Q_s croît ;
- Si $\vec{V}_0$ ou $\vec{V}_7$ est sélectionné alors, P_s décroît tandis que Q_s reste constante.

IV-3-4 Contrôle des puissances

L'estimation des puissances se fait à partir des flux statorique et rotorique φ_s, φ_{dr} et φ_{qr} selon la relation suivante :

$$\begin{cases} P_s = \frac{3}{2} \frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega_s \varphi_r \varphi_r \cos \delta \\ Q_s = \frac{3}{2} \frac{\omega_s}{\sigma L_s} \varphi_s \left[\frac{M}{L_r} \varphi_s - \varphi_r \sin \delta \right] \end{cases} \quad (V.21)$$

Le contrôle des puissances active et réactive se fait à l'aide d'un correcteurs à hystérésis, ce dernier permet de détecter les dépassements de la zone de contrôle en respectant les inégalités suivantes :

$$|P_{sref} - P_s| \leq \Delta P$$

et

$$|Q_{sref} - Q_s| \leq \Delta Q$$



avec :

X_{sref} : Grandeur de référence ;

ΔX : Largeur d'hystérésis du correcteur.

(X : représente la puissance active ou la puissance réactive)

Pour augmenter la puissance dans une zone i , deux vecteurs tensions peuvent être sélectionnés V_{i+1} et V_{i+2} , mais seul le vecteur tension répondant aux exigences dynamiques du de la puissance, est sélectionné. Par contre, pour diminuer la valeur de la puissance il suffit d'appliquer un vecteur tension nul.

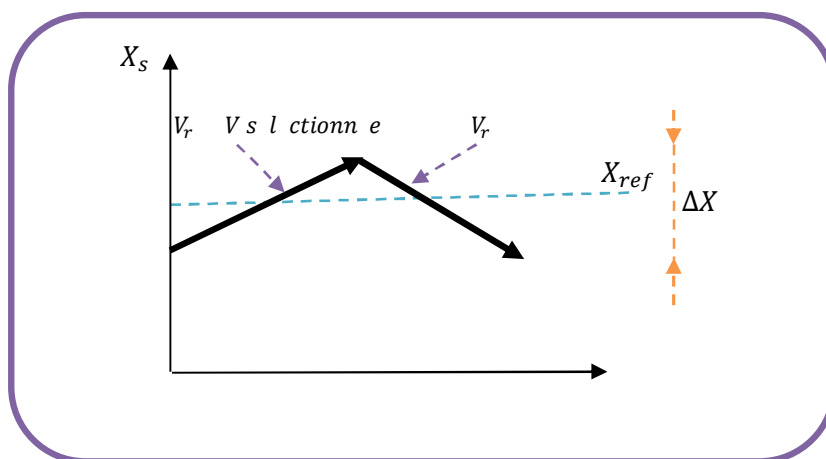


Figure IV.6 : Optimisation du vecteur tension dans le contrôle des puissances

Pour le contrôle des puissances, notre choix se porte sur des correcteurs à hystérésis, ces derniers, simples à mettre en œuvre, s'adaptent parfaitement à nos exigences.

IV-3-5 Table de commande et structure générale du contrôle :

Le traitement de la puissance réactive est identique en tous points à celui du flux dans la commande directe du couple (DTC).

Un apport en flux rotorique contribue au redressement du facteur de puissance au stator, c'est-à-dire à une diminution de la puissance consommée par la machine. Cette relation est toujours vraie, quelque soit le mode de fonctionnement de la machine (générateur ou moteur) [26].

Ceci peut être résumé sous forme de tableau (tableau (IV.3)) en termes de puissances active et réactive ;



<i>Variable</i>	<i>Augmente</i>	<i>Diminue</i>
<i>Puissance active</i>	$V_k \ V_{k+1} \ V_{k-1}$	$V_{k+2} \ V_{k-2} \ V_{k+3}$
<i>Puissance réactive</i>	$V_{k+1} \ V_{k+2}$	$V_{k-1} \ V_{k-2}$

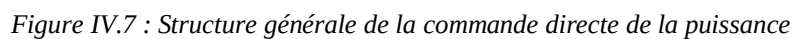
Tableau IV.3 : sélection des vecteurs tension

A partir de ce dernier tableau, la table de commande peut être construite en fonction de l'état des variables ***Eq*** et ***Ep*** et de la position du flux rotorique dans la zone ***i*** [23]. Elle se présente donc sous la forme suivante :

N		1	2	3	4	5	6
<i>Eq=1</i>	<i>Ep=1</i>	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	<i>Ep=0</i>	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	<i>Ep=-1</i>	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
<i>Eq=0</i>	<i>Ep=1</i>	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6
	<i>Ep=0</i>	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	<i>Ep=-1</i>	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Tableau IV.4 : Table de commande avec comparateur à hystérésis à trois niveaux

La structure du contrôle direct de la puissance est présentée sur la figure suivante :



A l'issu de ce chapitre, nous allons présenter les différents résultats de simulation de la commande directe du couple d'une machine asynchrone à double alimentation, ces résultats sont constitués des courbes caractérisant une telle commande. Autrement dit, nous présentons



sur la figure (IV.8) les puissances active et réactive, les courants de phases rotoriques et statoriques et la trajectoire du flux rotorique. Pour se faire, nous imposons des consignes des puissances active et réactive.

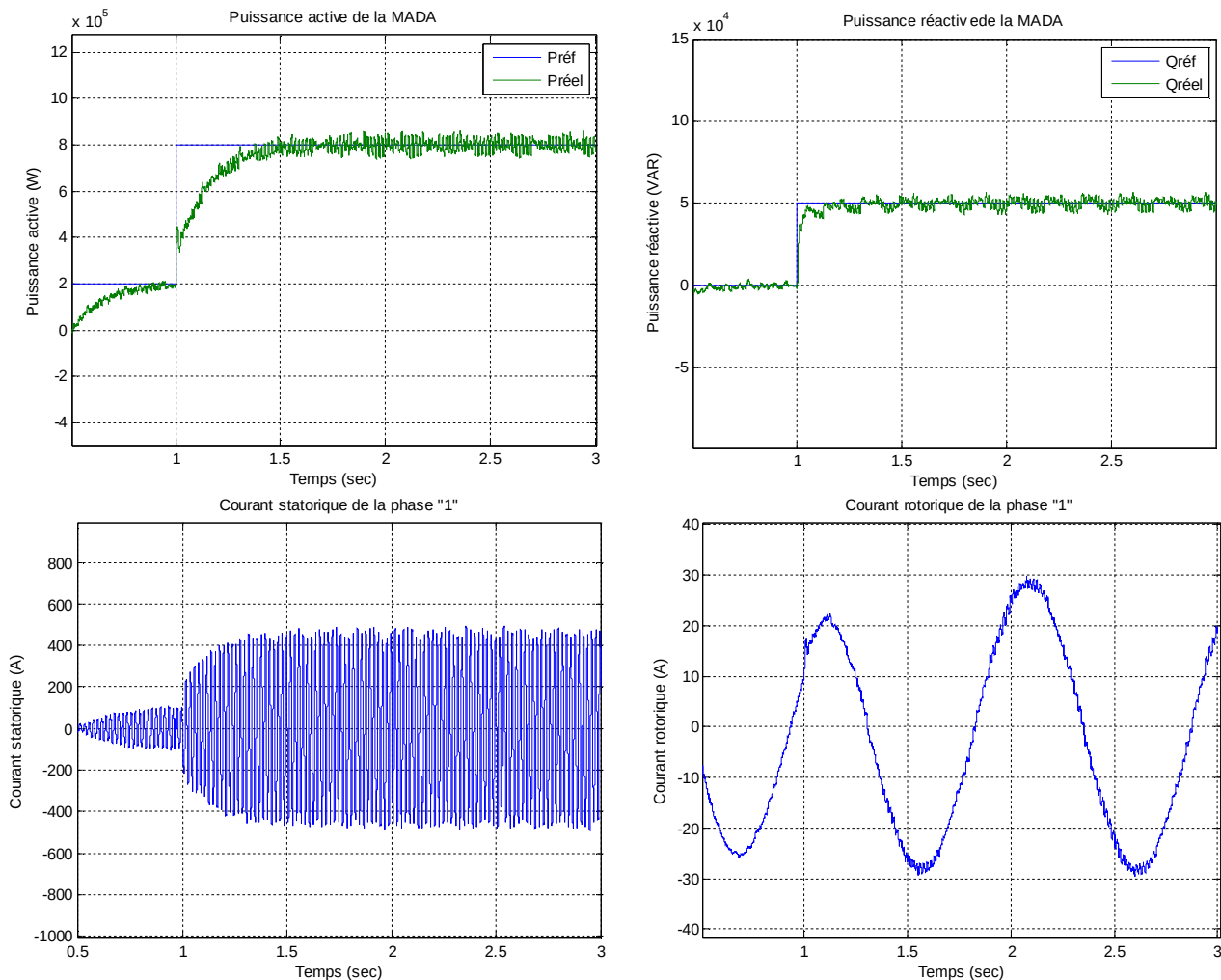


Figure V.10 : Résultats de simulation de la DPC

A travers ces résultats, nous remarquons, d'une part, que les puissances active et réactive suivent la trajectoires de leurs références respectives ce pendant nous remarquons la présence d'ondulation plus ou moins importantes qui sont dus à l'utilisation des régulateurs à hystérésis.

Aussi, l'allure du flux suit approximativement sa référence et présente des ondulations qui peuvent nuire à la charge reliée à notre générateur (MADA),



IV-4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande directe de la puissance communément appelée **DPC**, pour ce faire nous avons détaillé la commande directe du couple **DTC**, une commande sur laquelle repose entièrement le principe de la commande directe de la puissance. En effet, la structure générale de la PDC est identique à la DTC à la seule différence des variables à commandés, qui sont le flux et le couple électromagnétique dans la DTC, et les puissances active et réactive dans la DPC.

Les résultats relatifs obtenus à l'issue de ce chapitre reflètent la stabilité et la robustesse de cette commande, néanmoins, nous avons remarqué la présence d'ondulation probablement due à l'utilisation des régulateurs à hystérésis moins performants que les régulateurs *PI*.

Chapitre V :

Contrôle de l'association turbine machine asynchrone à double alimentation



V-1 Introduction

La ressource en vent, du point de vue de sa distribution statistique, est primordiale dans un projet éolien et donc déterminante pour le calcul de production de l'électricité et de rentabilité. Les propriétés dynamiques du vent sont capitales pour l'étude de l'ensemble du système de conversion d'énergie car la puissance éolienne, dans les conditions optimales, évolue au cube de la vitesse du vent. La vitesse du vent est un vecteur tridimensionnel. Néanmoins, la direction du vecteur de vitesse du vent considéré dans ce modèle se limite à une dimension. A noter que l'orientation du vent dans le plan horizontal n'a pas d'importance pour une voilure à axe vertical [27].

L'une des principales méthodes de modélisation du vent consiste à générer l'allure temporelle du vent à partir d'un bruit blanc sur lequel on applique une fonction de transfert à déterminer. Les paramètres de cette fonction dépendent principalement des grandeurs caractéristiques de la nature du site subissant ce vent.

V-2 Régulation mécanique de la puissance d'une éolienne

Les objectifs de la régulation sont d'assurer la sécurité de l'éolienne par vents forts et de limiter la puissance.

Une turbine éolienne est dimensionnée pour développer sur son arbre une puissance dénommée puissance nominale P_n . La puissance P_n est obtenue à partir d'une vitesse du vent v_n , dénommée vitesse nominale. Lorsque la vitesse du vent est supérieure à v_n la turbine éolienne doit modifier ses paramètres afin d'éviter la destruction mécanique, de sorte que sa vitesse de rotation reste pratiquement constante [28].

A côté de la vitesse nominale v_n , on spécifie aussi :

- la vitesse de démarrage, v_D , à partir de laquelle l'éolienne commence à fournir de l'énergie.
- la vitesse maximale du vent, v_M , pour laquelle la turbine ne convertit plus l'énergie éolienne, pour des raisons de sûreté de fonctionnement.

Les vitesses v_n , v_D et v_M définissent quatre zones sur le diagramme de la puissance utile en fonction de la vitesse du vent :

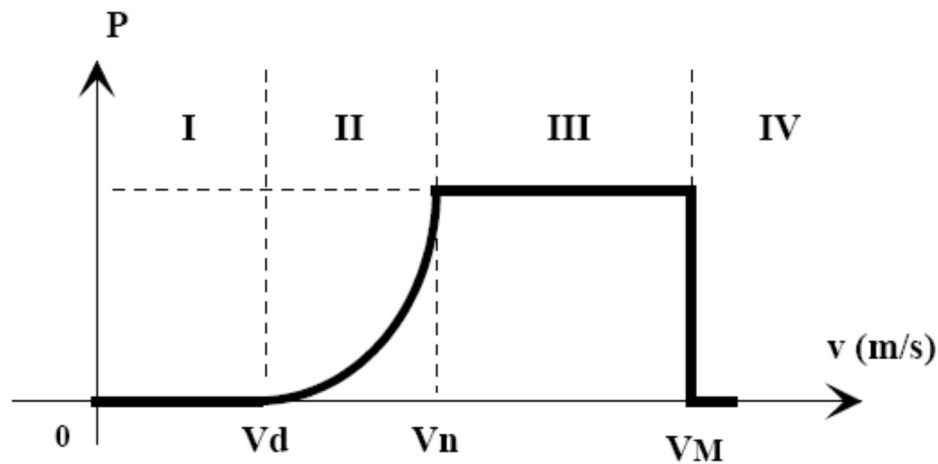


Figure V.1 : diagramme de la puissance utile sur l'arbre en fonction de la vitesse du vent

- la zone I, où $P = 0$ (la turbine ne fonctionne pas).
- la zone II, dans laquelle la puissance fournie sur l'arbre dépend de la vitesse du vent.
- la zone III, où la vitesse de rotation est maintenue constante et où la puissance P fournie reste égale à P_n .
- la zone IV, dans laquelle le système de sûreté de fonctionnement arrête le transfert de l'énergie.

V-3 Principes du contrôle de la puissance

Il existe deux principes de contrôle aérodynamique pour limiter la puissance extraite de la turbine à la valeur de la puissance nominale de la génératrice :

- système « pitch » ou « à pas variable » qui permet d'ajuster la portance des pales à la vitesse du vent pour maintenir une puissance sensiblement constante dans la zone III de la vitesse.
- système « stall » ou à « décrochage aérodynamique », le plus robuste car c'est la forme des pales qui conduit à une perte de portance au-delà d'une certaine vitesse de vent, mais la courbe de puissance chute plus vite : il s'agit donc d'une solution passive.

Ces principes peuvent être associés à un contrôle de la vitesse de rotation de la turbine. L'intérêt de ce contrôle apparaît en observant les caractéristiques qui présentent la puissance de la turbine en fonction de la vitesse de rotation pour différentes vitesses de vent figure (II.2).

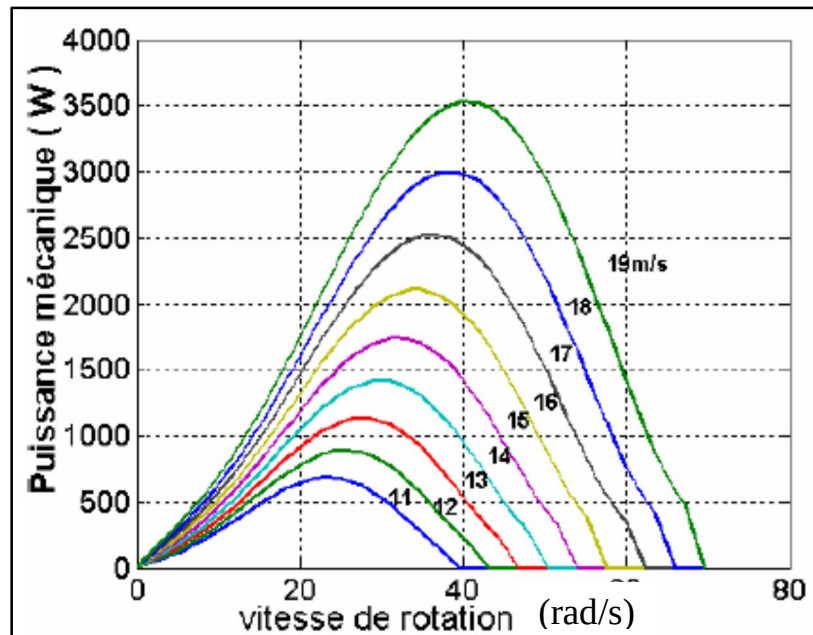


Figure V.2 : Puissance d'une turbine en fonction de sa vitesse de rotation, paramétrée en vitesse du vent

Ces caractéristiques, tracé pour des vitesses de vent comprises entre 11 et 19 m/s, montre que la position du maximum de la puissance en fonction de la vitesse de rotation change avec la vitesse du vent. Si la vitesse du vent est par exemple de 18 m/s, la puissance fournie par la turbine décrira la courbe tracée en 'bleu'. Si l'on impose maintenant à la turbine de tourner à 40 rad/s (soit 380 tr/mn), elle fonctionnera au maximum de puissance pour cette vitesse de vent. L'objectif de la vitesse variable est d'adapter la vitesse de rotation de la turbine en fonction de la vitesse du vent pour travailler en permanence à la puissance maximum [28] [29].

Maximisation de la puissance

Les éoliennes utilisées pour la production de l'électricité doivent permettre de produire un maximum de puissance en exploitant au mieux l'énergie disponible dans le vent. C'est pour cette raison que de nombreux systèmes de commande de l'éolienne, agissant au niveau de la partie mécanique ou électrique, sont développés pour maximiser la conversion d'énergie.

On parle alors de recherche du point de fonctionnement à puissance maximale (MPPT en anglais pour *Maximum Power Point Tracking*). Ces systèmes utilisent différents moyens afin d'obtenir ce point de puissance maximum. Il est possible de modifier l'angle de calage des pales ou bien encore de jouer sur la commande de la génératrice pour adapter l'impédance de charge.



Dans le cas des systèmes de petite puissance (de 100 W à quelques kW) surtout dédiés aux sites isolés, les chaînes de conversion d'énergie sont alors très différentes de celles de grande puissance. Elles sont souvent basées sur l'utilisation d'un alternateur triphasé à aimants permanents multipolaires, à entraînement direct (sans multiplicateur mécanique), débitant à travers une chaîne de puissance plus ou moins complexe sur un accumulateur électrochimique généralement basse tension [27] [30].

V-4 Chaîne de conversion électromécanique :

Suivant la gamme de puissance considérée, les vitesses de rotation des turbines d'éoliennes peuvent aller de 30 à 900 tr/mn, la vitesse d'une turbine étant d'autant plus élevée que sa puissance nominale est faible. Or les machines électriques classiques sont dimensionnées pour tourner à des vitesses de l'ordre de 1500 tr/mn. Pour cette raison, on intercale traditionnellement, entre la turbine et la génératrice, un multiplicateur de vitesse.

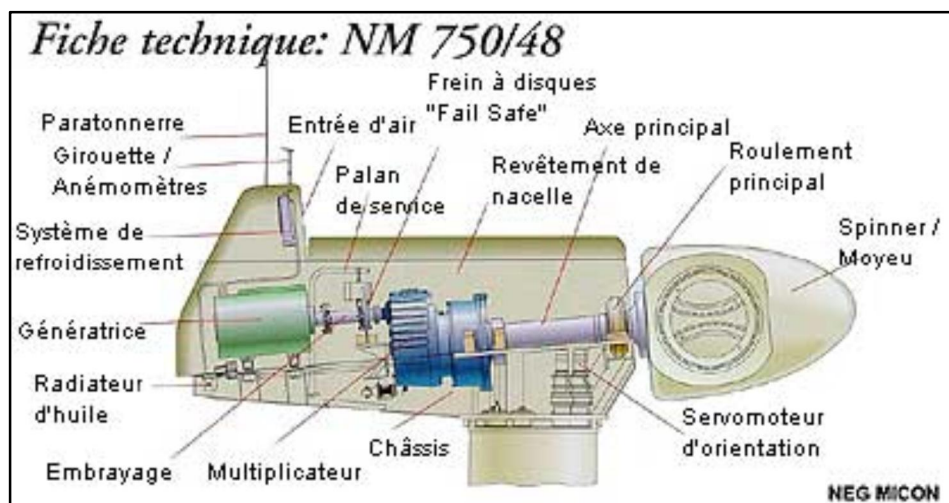


Figure V.3 : Composant de la chaîne électromécanique.

Cependant, ce multiplicateur présente des inconvénients, comme la nécessité d'une maintenance accrue, un taux de panne élevé, des pertes énergétiques supplémentaires, un bruit acoustique parfois gênant et un encombrement important qui nécessite d'allonger la nacelle de l'éolienne. Certains constructeurs d'éoliennes ont donc opté pour des solutions à entraînement direct, où la turbine et la génératrice sont montées sur le même axe [28] [30].



V-5 Modélisation de la turbine

Nous nous intéressons, dans cette section, à la modélisation d'une hélice d'éolienne tripale pour la production électrique de grande puissance. Le dispositif étudié est constitué d'une turbine éolienne ayant des pales de longueur R et entraînant une génératrice à travers un multiplicateur de vitesse de gain G figure (II.4).

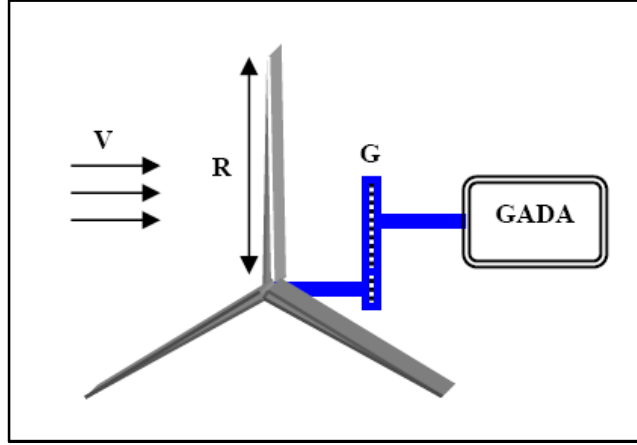


Figure V.4 : schéma d'une turbine avec son multiplicateur

La puissance du vent ou éolienne est définie de la manière suivante [30] :

$$P_v = \frac{\rho S v^3}{2} \quad (V.1)$$

La puissance aérodynamique apparaissant au niveau du rotor de la turbine s'écrit alors [30]:

$$P_{aer} = C_p P_v = C_p \lambda, \beta \frac{\rho S v^3}{2} \quad (V.2)$$

Le coefficient de puissance C_p représente le rendement aérodynamique de la turbine éolienne. La figure V.5 représente le variation de ce coefficient en fonction du ratio de vitesse λ et de l'angle de l'orientation de la pale β [6].

Le ratio de vitesse λ est défini comme le rapport entre la vitesse linéaire des pales et la vitesse du vent [30];

$$\lambda = \frac{\Omega_{turbine} \cdot R}{v} \quad (V.3)$$

Où $\Omega_{turbine}$ est la vitesse de la turbine.

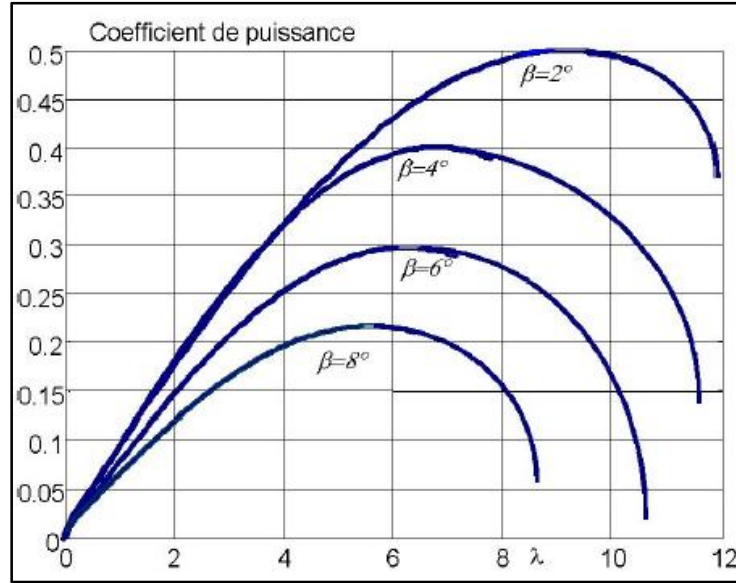


Figure V.5 : Coefficient aérodynamique en fonction du ratio de vitesse

L'expression du coefficient de puissance a été approchée, pour des turbines de forte puissance, par l'équation suivante :

$$C_p = \begin{cases} \frac{16}{27} \lambda^3 & \text{if } \lambda \leq 11 \\ \frac{16}{27} \lambda^3 \left(\frac{11-\lambda}{6} \right) & \text{if } 11 < \lambda \leq 12 \end{cases} \quad (V.4)$$

Connaissant la vitesse de la turbine, le couple aérodynamique est donné par :

$$C_{aer} = \frac{P_{aer}}{\Omega_{turbine}} = C_p \frac{\rho \cdot S \cdot v^3}{2} \frac{1}{\Omega_{turbine}} \quad (V.5)$$

Le multiplicateur adapte la vitesse, lente, de la turbine à la vitesse du générateur (figure II.4), ce multiplicateur est modélisé mathématiquement par les équations suivantes :

$$C_g = \frac{C_{aer}}{G} \quad (V.6)$$

$$\Omega_{turbine} = \frac{\Omega_{mec}}{G} \quad (V.7)$$



La masse de la turbine éolienne est reportée sur l'arbre de la turbine sous la forme d'une inertie $J_{turbine}$ et comprend la masse des pales du rotor de la turbine [6]. Le modèle mécanique proposé considère l'inertie totale J constituée de l'inertie de la turbine reportée sur le rotor de la génératrice et de l'inertie de cette dernière.

$$J = \frac{J_{turbine}}{G^2} + J_g \quad (V.8)$$

Il est à noter que l'inertie du rotor de la génératrice est très faible par rapport à l'inertie de la turbine reportée par cet axe. A titre indicatif, pour une éolienne de 2MW, la longueur d'une pale est de 39m et pèse plus de 6 tonnes. L'équation fondamentale de la dynamique permet de déterminer l'évolution de la vitesse mécanique à partir de la vitesse du couple mécanique total (C_{mec} appliqué au rotor :

$$J \frac{d\Omega_{mec}}{dt} = C_{mec} \quad (V.9)$$

Où J est l'inertie totale qui apparaît sur le rotor de la génératrice. Ce couple mécanique prend en compte, le couple électromagnétique C_{em} produit par la génératrice, le couple des frottements visqueux C_{vis} , et le couple issu du multiplicateur C_g

$$C_{mec} = C_g - C_{em} - C_{vis} \quad (V.10)$$

Le couple résistant du frottement est modélisé par un coefficient de frottement visqueux f :

$$C_{vis} = f \cdot \Omega_{mec} \quad (V.11)$$

Pour une meilleure compréhension de ce système, nous proposons le modèle de la turbine représenté sur la figure (V.6) :

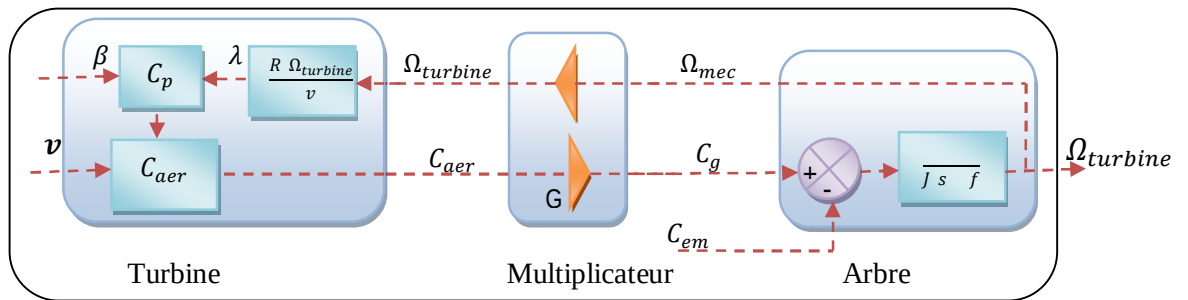


Figure V.6 : Modèle globale simplifier de la turbine

Ce modèle illustre les principes de cause à effet des grandeurs qui interviennent au niveau de la turbine. Cette dernière génère le couple aérodynamique (C_{aer} qui est appliqué au multiplicateur. Les entrées de la turbine sont la vitesse du vent, l'angle d'orientation des pales et la vitesse de rotation de la turbine. Le modèle du multiplicateur transforme la vitesse



mécanique et le couple aérodynamique respectivement en vitesse de la turbine et en couple de multiplicateur. Le modèle de l'arbre décrit la dynamique de la vitesse mécanique, il à deux entrées : le couple du multiplicateur et le couple électromagnétique fournit par la génératrice.

V-6 Commande de la turbine éolienne

Dans cette partie nous nous intéressons à l'une des techniques permettant de maximiser la puissance générée par une éolienne, qui est la **MPPT** (*Maximum Power Point Tracking*). La vitesse du vent étant variable, il apparait clairement l'importance d'un réglage de vitesse. En effet, la machine asynchrone à double alimentation n'offre un rendement maximal que sur un intervalle de vitesse du vent assez réduit (correspondant à $\pm 30\%$ de la vitesse nominale de la MADA) [30].

V-6-1 Caractéristiques puissance- vitesse d'une éolienne :

La caractéristique Puissance – vitesse est illustrée sur la figure (V.7) suivante :

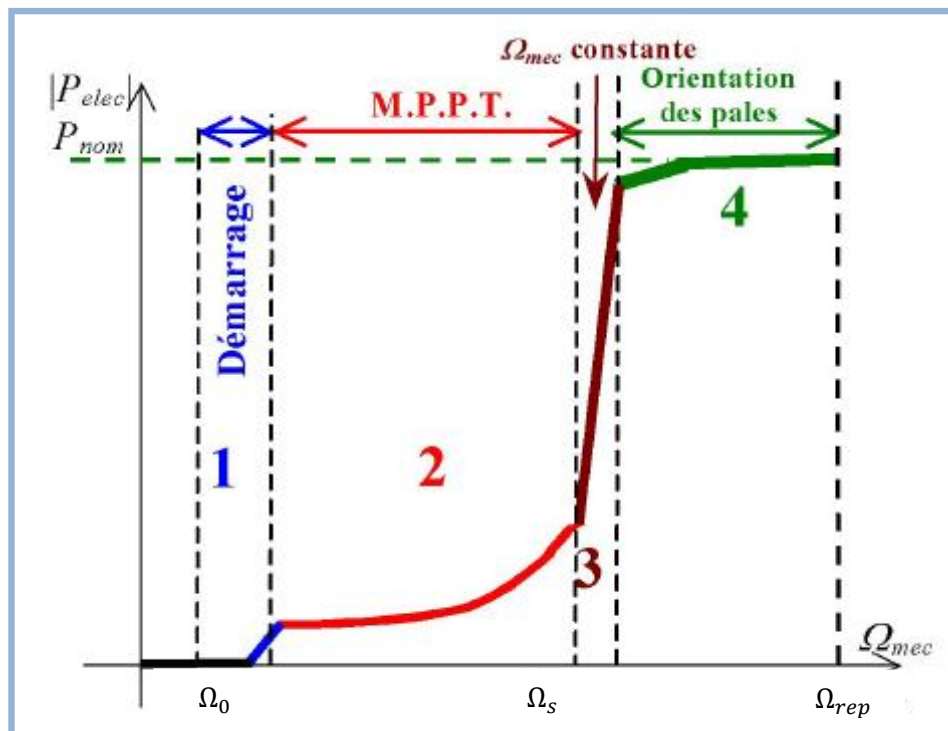


Figure V.7 : Caractéristique Puissance-vitesse typique d'une éolienne de grande puissance



Sur cette figure, quatre zones de fonctionnement peuvent être distinguées :

- Zone 1 : c'est la zone de démarrage, elle commence lorsque la vitesse mécanique est supérieure à une certaine vitesse Ω_0 .
- Zone 2 : lorsque la vitesse de la génératrice atteint une valeur seuil, un algorithme de commande permettant l'extraction de la puissance maximale du vent est appliqué. Pour extraire le maximum de puissance, l'angle (β) de la pale est maintenu constant à sa valeur minimale (environ 2°).
- Zone 3 : Au-delà, l'éolienne fonctionne à vitesse constante. Dans cette zone, la puissance de la génératrice atteint des valeurs plus importantes, jusqu'à 90% de la puissance nominale P_{nom} [31].
- Zone 4 : lorsque la puissance nominale P_{nom} est atteinte, une limitation de puissance générée est opérée à l'aide d'un système d'orientation des pales appelé : Pitch control.
- Au-delà de la vitesse Ω_{rep} , un dispositif mécanique est actionné de manière à éviter une rupture mécanique.

En pratique, le passage de la zone 2 à la zone 4 est un peu particulier. En effet, la vitesse de rotation est contrôlée par le couple électromagnétique C_{em} en zone 2, alors qu'en zone 4, c'est la puissance qui doit être contrôlée par un dispositif d'orientation des pales. Ce dernier a une dynamique plus lourde que la dynamique électrique de la machine. Ainsi, la lenteur de la régulation de l'angle β peut entraîner un dépassement de la vitesse Ω_{mec} limite lors d'une rafale de vent pendant un fonctionnement entre les deux zones 2 et 4. Il est donc intéressant d'anticiper l'action du dispositif d'orientation en réglant la couple C_{em} de manière à contrôler la vitesse Ω_{mec} dans la zone 3, intermédiaire.

V-6-2 Technique d'extraction du maximum de la puissance

V-6-2-1 Bilan des puissances

La puissance capturée par une turbine éolienne peut être essentiellement maximisée en ajustant le coefficient de puissance C_p . Ce coefficient étant dépendant de la vitesse de la génératrice (ou encore du ratio de vitesse λ), l'utilisation d'une éolienne à vitesse variable permet de maximiser cette puissance. Il est donc nécessaire de concevoir des stratégies de commande permettant de maximiser la puissance électrique générée en ajustant la vitesse de rotation de la turbine à sa valeur de référence quel que soit la vitesse du vent.



En régime permanent, la puissance aérodynamique P_{aer} , diminuée des pertes (représentées par les frottement visqueux), est convertie directement en puissance électrique (figure V.8). L'expression (V.12) le montre clairement :

$$P_{elec} = P_{aer} - Pertes \quad (V.12)$$

La puissance mécanique P_{mec} stockée dans l'inertie J et apparaissant sur l'arbre de la génératrice est exprimée comme étant le produit entre le couple mécanique C_{mec} et la vitesse mécanique Ω_{mec} :

$$P_{mec} = C_{mec} \cdot \Omega_{mec} \quad (V.13)$$

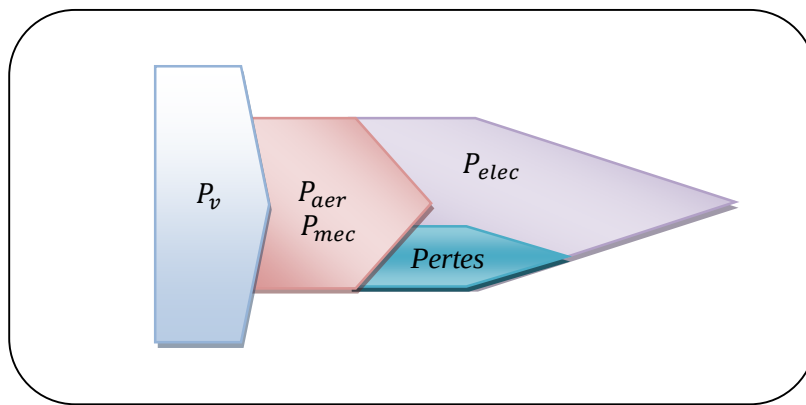


Figure V.8 : diagramme de conversion de puissance

Dans notre étude, nous présentons une stratégie pour contrôler le couple électromagnétique (d'une manière indirecte la puissance électromagnétique convertie) afin de réguler la vitesse mécanique de manière à maximiser la puissance générée. Ce principe est connu sous la terminologie Maximum Power Point Tracking (M.P.P.T) et qui correspond à la zone 2 de la caractéristique de fonctionnement de l'éolienne. On distingue deux familles de structure de commandes qui sont :

- Ø Le contrôle par asservissement de la vitesse mécanique.
- Ø Le contrôle sans asservissement de la vitesse mécanique.

Notre choix se porte à l'étude du contrôle par asservissement de la vitesse mécanique seulement.



V-6-2-2 Maximisation de la puissance par asservissement de la vitesse

a) Principe

Le vent est une grandeur stochastique, de nature très fluctuante, cette fluctuation constitue le perturbateur principal de la chaîne de conversion éolienne et qui créent donc des variations de la puissance.

Pour cette étude, on suppose que la machine électrique et le variateur sont idéaux et donc, quelle que soit la puissance générée, le couple électromagnétique développé est à tout instant égal à sa valeur de référence.

$$C_{em} = C_{em-ref} \quad (V.14)$$

Les techniques d'extraction du maximum de puissance consistent à déterminer la vitesse de la turbine qui permet d'obtenir le maximum de puissance générée. Plusieurs dispositifs de commande peuvent être imaginés [39][40].

La vitesse de génératrice est influencée par l'application de trois couples ; un couple éolien C_g , un couple électromagnétique C_{em} et un couple résistant C_f . En regroupant les trois couples, la vitesse mécanique n'est plus régie que par l'action de deux couples, celui issu du multiplicateur C_g et le couple électromagnétique C_{em} .

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_g - f \cdot \Omega_{mec} - C_{em}) \quad (V.15)$$

Cette structure de commande consiste à régler le couple apparaissant sur l'arbre de la turbine de manière à fixer sa vitesse à une référence.

Le couple électromagnétique de référence C_{em-ref} permettant d'obtenir une vitesse mécanique de la génératrice égale à la vitesse de référence Ω_{ref} est obtenu par la relation suivante :

$$C_{em-ref} = C_{ass}(\Omega_{ref} - \Omega) \quad (V.16)$$

Où

- C_{ass} est le régulateur de vitesse.
- Ω_{ref} est la vitesse mécanique de référence.

Cette vitesse de référence dépend de la vitesse de la turbine $\Omega_{turbine-ref}$ pour maximiser la puissance extraite. En tenant compte du gain du multiplicateur, nous pouvons écrire :

$$\Omega_{ref} = G \cdot \Omega_{turbine-ref} \quad (V.17)$$

Ω_{ref} dépend de la vitesse de la turbine à fixer $\Omega_{turbine-ref}$, correspondant à un ratio de vitesse optimal λ_{Cpmax} (à $\beta = 2^\circ$) permettant d'obtenir la valeur maximale du C_p .

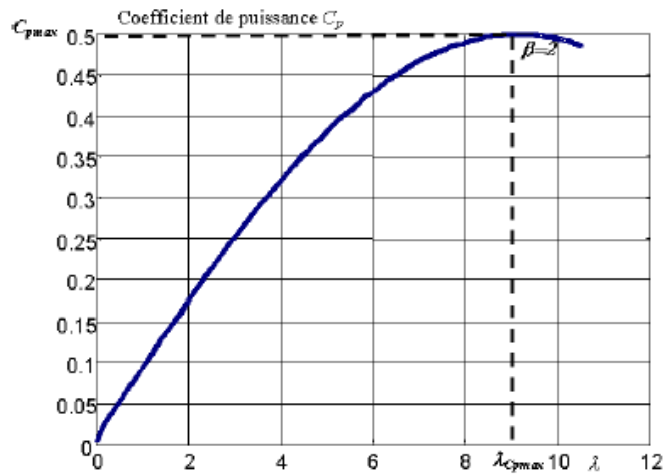


Figure V.9 : Fonctionnement optimal de la turbine

b) Conception du correcteur de vitesse :

L'action du correcteur de vitesse doit accomplir deux tâches :

- Asservir la vitesse mécanique à sa valeur de référence.
- Atténuer l'action du couple éolien qui constitue une entrée perturbatrice.

La figure (V.10) représente le schéma bloc de la MPPT avec asservissement de vitesse :

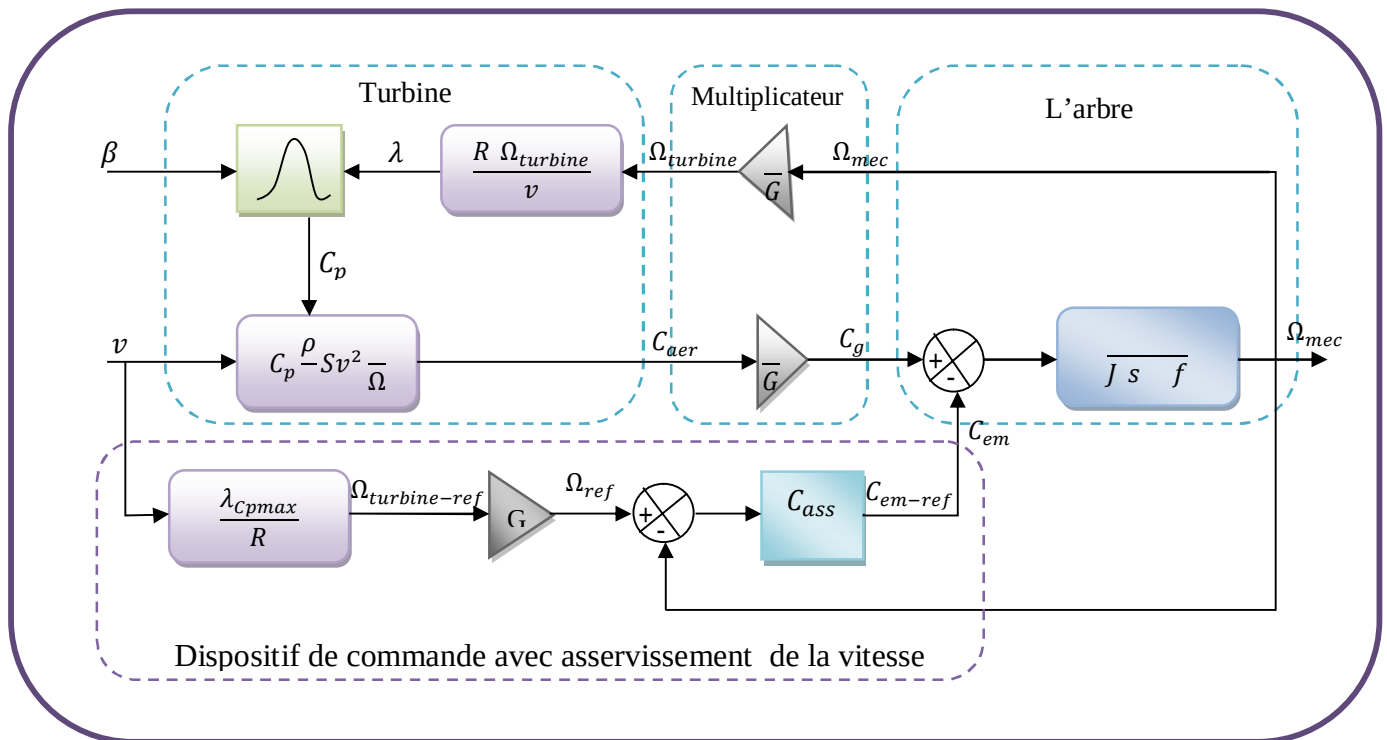


Figure V.10 : schéma bloc de la maximisation de la puissance avec asservissement de la vitesse



Différentes technologies de correcteurs peuvent être considérées pour l'asservissement de la vitesse. Notre choix se porte sur un correcteur Proportionnel Intégral (PI).

c) Synthèse du régulateur de vitesse (PI) :

La figure (V.10) montre un système en boucle fermée corrigé par régulateur Proportionnel Intégral PI.

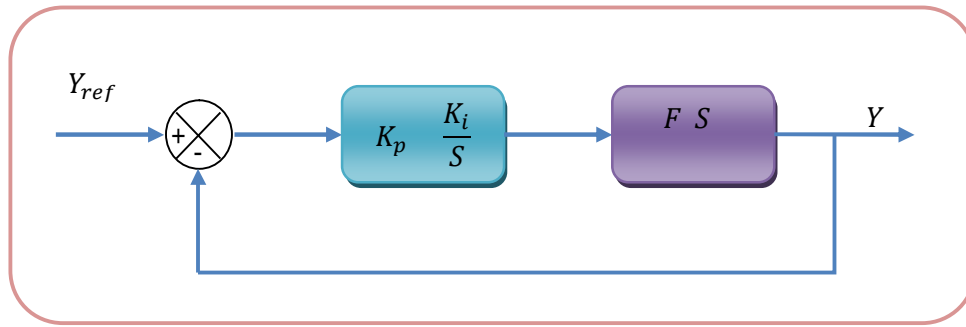


Figure V.10 : schéma bloc d'un système régulé par un PI

La forme du correcteur est comme suite :

$$C_s = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (V.18)$$

Avec :

- K_p : Gain proportionnel du régulateur.
- K_i : Gain intégral du régulateur.

Considérant la fonction de transfert suivante pour un processus associé à ce correcteur :

$$F S = \frac{K}{1+\tau s} \quad (V.19)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte est la suivante :

$$F_{BO} S = K \frac{K_p + \frac{K_i}{s}}{1+\tau s} = \frac{K(K_p s + K_i)}{s(1+\tau s)} = K K_i \frac{1 + \frac{K_p s}{K_i}}{s(1+\tau s)} \quad (V.20)$$

On prend : $\tau = \frac{K_p}{K_i}$ la fonction de transfert elle devient $F_{BO} S = \frac{K_i K}{s}$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit alors : $F_{BF} S = \frac{K_i K}{K_i K + s} = \frac{1}{1 + \frac{1}{K_i K} s}$

Pour atteindre 95% de la consigne, le temps de réponse t_r du système est estimé par :



$$t_r = \frac{\tau}{K_i K}$$

$$\text{Or : } K_i = \frac{K_p}{\tau}$$

$$\text{Donc : } t_r = \frac{1}{K_i K}$$

$$\text{D'où : } k_p = \frac{\tau}{t_r K} \quad \text{et} \quad k_i = \frac{1}{t_r K}$$

V-7 résultats de la simulation

Au terme de cette étude, nous présentons les résultats des simulations réalisées en associant la commande de l'éolienne (MPPT) au deux des commandes de la MADA présentées dans le chapitre (III) et le chapitre (IV), qui sont la commande vectorielle avec régulateur de courant et de puissance et la commande direct de la puissance (DPC avec la table de commande).

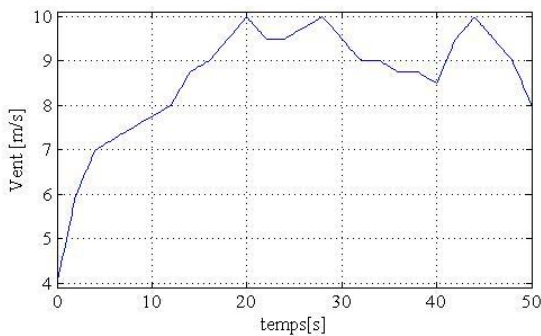


Figure V.11 : Profil du vent en (m/s)

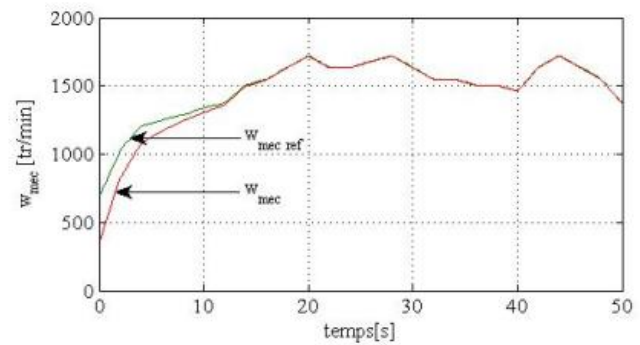


Figure V.12 : Vitesse mécanique de la MADA en (tr/min)

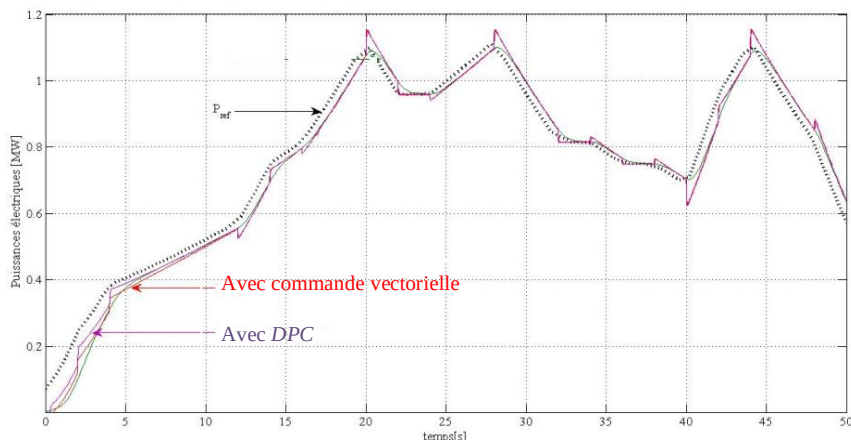


Figure V.13 : Puissance active délivrée par la MADA en (MW)

A travers ces figure, et notamment la figure (V.13), nous pouvons conclure que les deux commandes présentées dans le chapitre (III) et le chapitre (IV), à savoir, la commande vectorielle avec régulateurs de courants et de puissances et la commande directe de la puissance, s'adapte parfaitement au spécificités du fonctionnement éolien. Aussi, nous



remarquons que les deux commandes donnent des résultats assez proches, sauf pendant le changement brutal de la vitesse du vent où la *DPC* présentes des piques, qui sont probablement causés par l'utilisation des régulateurs à hystérésis.

Quant à la puissance réactive, elle n'est affectée par le changement de vitesse de la MADA, puisque elle ne dépend que de la tension au rotor. Donc les allures de la puissance réactive restent inchangées.

V-8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons modélisé les différents éléments d'une éolienne à vitesse variable ainsi que le contrôle de la vitesse de rotation de la turbine.

Après avoir présenté les différentes zones de fonctionnement, nous avons pu voir la zone particulière, de maximisation de l'énergie extraite du vent. Cette opération est réalisée par la techniques MPPT.

En suite nous avons vu, dans ce chapitre, le principe de la maximisation de puissance par asservissement de la vitesse de rotation de la turbine, dans cette partie, nous avons décrit le correcteur qui permet le réglage de la vitesse de rotation. Ce correcteur est validé au moyen des résultats de simulation.

Conclusion générale

Conclusion générale

Dans ce mémoire , nous avons mis l'accent sur la production d'électricité à partir des turbine éolienne, dans ce contexte, nous avons présenté quelques types d'éolienne, et nous somme arrêté sur celles à axe verticale an présentant les différents éléments qui constituent ce type d'éolienne. Par la suite, nous avons présenté la machine asynchrone à double alimentation ; en évoquant ces avantages et inconvénients, puis nous avons exposé quelque association possibles des convertisseurs de puissance pour les applications éoliennes.

Nous avons établi en premier lieu un modèle de la machine asynchrone à double alimentation dans un repère diphasé de PARK (d-q), les résultats de la simulation ont montré la fiabilité de la machine asynchrone à double alimentation à vide et en charge.

Suite à ces résultats concluants, nous nous sommes lancés à la recherche de la stratégie de commande adéquate à ce genre de fonctionnement. Pour cela, nous avons traité l'étude de la commande vectorielle en puissances et la DPC.

Nous nous sommes intéressées dans le cas de la commande vectorielle à la régulation des courants et des puissances (active et réactive). En effet, nous avons mis au point une régulation des deux grandeurs significatives ; c'est-à-dire, nous avons modélisé notre système avec des régulateurs de courants et de puissances. Les résultats de cette dernière simulation montrent que les courants ainsi que les puissances mesurés suivent exactement leurs références. Le but recherché étant la validation d'une commande vectorielle en puissance de la machine asynchrone à double alimentation en fonctionnement générateur.

Pour pouvoir appliquer la DPC à la machine asynchrone à double alimentation, nous avons jugé utile de commencer par l'étude de la commande directe de couple. En effet, la DTC est exclusivement dédiée à la commande des moteurs, mais le but désiré par la présentation de cette commande est le faite que la DPC se repose entièrement, par son principe et sa structure de contrôle, sur la DTC, la seule divergence entre les deux commandes réside dans le faite que les variables à contrôlée dans la DTC sont le couple électromagnétique et le flux rotorique, tandis que dans la DPC, ce sont la puissance active et réactive de la MADA.

Dans la DPC, les puissances active et réactive sont calculées à partir des positions des tensions rotoriques. Les résultats obtenus à travers la simulation de cette commande sont très

concluants et montre une robustesse et une stabilité assez satisfaisantes.

A la fin de notre étude, nous avons abordé la conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie électrique, à travers les turbine éolienne, en détail. Ainsi, nous avons établis le modèle de la turbine en prenant en considération tous les rentrant dans la conversion, tel que : la longueur des pâles, vitesse du vent..., en suite, nous nous sommes lancé à la recherche de technique d'extraction du maximum de puissance de la turbine et nous avons développé la technique de maximisation de puissance avec asservissement de vitesse. Cette méthode consiste à asservir la vitesse de rotation de la turbine de manière a extraire le maximum de puissance. Nous avons présenté les résultats de simulation de l'association turbine à la machine asynchrone à double alimentation, avec la commande vectorielle et la commande directe de la puissance.

Perspectives :

Comme perspectives à ce travail nous envisageons :

- Ø L'élaboration d'une chaine de conversion complète éolienne-MADA en appliquant la stratégie de commande la mieux adaptée.
- Ø La réalisation d'un bon d'essais expérimentale à base de carte d'acquisition type DSP.

Bibliographie

[1] : Économie d'énergie faisant vite sa chauffe, dans l'air du temps l'énergie éolienne. Guide publié par le ministère de l'écologie, de l'énergie, du développement durable et l'aménagement du territoire. France, Février 2009.

[2]: Chems Eddine CHITOUR. Les énergies renouvelables et la maîtrise de l'énergie en Algérie. Actes du séminaire du 25 juin 2008. Edition SONELGAZ

[3]: Eolien ; rumeurs et réalités. Brochure du service public de Wallonie, Direction générale opérationnelle. Aménagement du territoire, Logement, Patrimoine et Energie. 2008.

[4] : Armand BOYETTE. Contrôle commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne. Thèse de doctorat de l'université Henri Poincaré, 2006.

[5] : Naima MEKAOUI. Contribution à la modélisation et à la commande d'une Mini-Centrale Eolienne à base de machine à induction simple et double alimentée. Thèse de magister de l'université de Batna, 2004.

[6] : Salma EL AIMANI. Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension. Doctorat de l'école centrale de Lille et de l'université des sciences et technologies de Lille. Décembre 2004.

[7] : Laid KHETTACHE. Etude et commande d'un système éolien à base d'une machine électrique double alimentée. Thèse de magister de l'université de Batna, 2007.

[8] : B. Multon, X. Roboam, B. Dakyo, C. Nichita, O. Gergaud, H. Ben Ahmed, "Aérogénérateurs électriques", Techniques de l'ingénieur D3960, Novembre 2004.

[9] : Georges SALLOUM. Contribution a la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation. Thèse de doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, Mars 2007.

[10] : Paul-Etienne Vidal. Commande non linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation. Thèse de doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, décembre 2004.

[11]: Sejir KHOJET EL KHIL. Commande vectorielle d'une machine asynchrone doublement alimentée (MADA). Thèse de doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, décembre 2006.

[12] : Frédéric Poitiers. Etude et la commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne. Ecole polytechnique de l'université de Nantes, 2003.

[13] : J-O Krah, J. Holtz. High performance current regulation and efficient PWM implementation for low inductance servo motors. IEEE transactions on industry applications, Vol.35, No. 5. Octobre 1999.

- [14]: Joachim Holtz. Sensorless speed and position control of induction motors. 27th annual conference of the IEEE industrial society, ICON, Denver. Decembre 2001.
- [15]: J.Holtz, J.Quan, G.Schmit, J. Pontt O, J. Rodriguez P, P. Newman, H. Miranda. Design of fast and robust current regulators for high power drives based on complex state variables. IEEE transactions on industry applications, Vol. 40. 2004.
- [16]: AIBECH Abderrazak. Commande vectorielle robuste d'une machine asynchrone avec estimation du flux rotorique en temps réel. Thèse de magister de l'université M'HAMED BOUGARA-BOUMERDES, 2008.
- [17]: R.TOUFOUTI, S.MEZIANE, H.BENALLA. Direct torque control for induction motor using intelligent techniques. Article du journal des technologies théoriques et appliqués, université de Constantine, 2007.
- [18]: Carlos DE ALMEIDA MARTINS. Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par Convertisseur Multi niveaux à Fréquence Imposée. Thèse de Doctorat. Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle de l'ENSEEIH. Septembre 2000.
- [19]: H.F.Abdul wahab, H.Sanusi. Simulink Model of Direct Torque control of Induction Machine. Article de l'université Kebangsaan de Malaisie publié dans « American Journal of Applied Sciences ».2008
- [20]: H.YANTOUR, J.SAADI, A.KHOUMSI. Modélisation et simulation d'une commande directe du couple appliquée à la machine asynchrone (dte). Article
- [21]: Benjamin AYACHE, Benjamin BRADU, Alexandre MORAUX. Commande d'une MAS par méthode DTC (Direct Torque Control). Article, 04 Janvier 2006.
- [22]: Milan Zalman, Ivica Kuric. direct torque and flux control of induction machine and fuzzy controller. Journal of ELECTRICAL ENGINEERING, VOL. 56, NO. 9-10, 2005.
- [23]: A.Elbacha, M.T.Lamichich, M.Cherkoui. Contrôle direct de couple d'une machine asynchrone, système de régulation de vitesse avec anti-emballement. Article de l'université Cadi-Ayyd Marrakech, de la Faculté des Sciences et Techniques guéliz Marrakech et de l'Ecole Mohammedia des Ingénieurs Rabat.
- [24]: Marcos Vinicius Lazarini and Ernesto Ruppert Filho. Sensorless three-phase induction motor direct torque control using sliding mode control strategy laboratory set-up for motor speed control teaching. Electrical and Computer Engineering School University of Campinas (UNICAMP) – Brazil. International Conference on Engineering Education – ICEE 2007.
- [25]: GONZALO ABAD BIAIN. Predictive direct control techniques of the doubly fed induction machine for wind energy generation applications. Juin 2008.

[26]: Etienne Tremblay. Contribution à la commande de l'éolienne à MADA en permettant l'amélioration de la qualité de l'onde du réseau électrique. Janvier 2009.

[27] : Abdenour ABDELLI. Optimisation multicritère d'une chaîne éolienne passive. Thèse de doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, octobre 2007.

[28] : Ivan MENY. Modélisation et réalisation d'une chaîne de conversion éolienne petite puissance. Article Laboratoire d'électrotechnique de Montpellier (LEM), 2005.

[29] : Adam MIRECKI. Etude comparative de chaînes de conversion d'énergie dédiées à une éolienne de petite puissance. Thèse de doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, 2005.

[30] : Laid KHETTACHE. Etude et commande d'un système éolien à base d'une machine électrique double alimentée. Thèse de magister de l'université de Batna, 2007.

[31]: Salma El Aimani. Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension. Doctorat délivré conjointement par l'école centrale de Lille et l'université des sciences et technologies de Lille. Décembre 2004.

[32] : Nicolas PATIN. Analyse d'architectures, modélisation et commande de générateurs pour réseaux autonomes, application aux générateurs de bord d'avions. Thèse de doctorat de l'école normale supérieure de Cachan, janvier 2008.

[33]: C. BELFEDAL, S. MOREAU, A. A. NAASSANI, M.A DENAI, T. ALLAOUI. COMPARISON OF PI AND HYSTERESIS CONTROL OF THE ACTIVE AND REACTIVE POWER OF DOUBLY FED INDUCTION GENERATOR FED BY THREE-LEVEL INVERTER.

[34]: A. DENDOUGA, R. ABDESSEMED, M. L. BENDAAS, A. CHAIBA. SLIDING MODE CONTROL OF ACTIVE AND REACTIVE POWER GENERATED BY A DOUBLY-FED INDUCTION GENERATOR (DFIG). Université de Batna.

[35]: Chems Eddine CHITOUR. Les énergies renouvelables et la maîtrise de l'énergie en Algérie. Actes du séminaire du 25 juin 2008. Edition SONELGAZ.

[36]: Y-A- Chapuis, D. Roye et S. Courtine. Commande directe du couple d'une machine asynchrone par le contrôle direct de son flux statorique. Juin 1995.

[37] : D. Telford, M. W. Dunnigan, and B. W. Williams. A Novel Torque-Ripple Reduction Strategy for Direct Torque Control. IEEE transactions on industrial electronics, vol. 48, N 4. Août 2001.

[39] : J. C. Trounce, S. D. Round, R. M. Duke. Comparison by simulation of three-level induction motor Torque control schemes for electric vehicle applications. University of Canterbury
New Zealand.

[40] : D. Roye., « Commande des machines à courant alternative. Le procédé, description et modélisation », Articles de l'Ecole d'Eté d'Automatique de Grenoble, 1997.

[41] : Domenico Casadei, Giovanni Serra and Angelo Tani. Improve:ment of Direct Torque Control Performance by Using a Discrete SVM Technique. Dipartimento di Ingegneria Elettrica Wale Risorgimento, 240136 Bologna – Italy.

[42]: C. Belfedal, S.Moreau, G.Champenois, T.Allaoui. Comparison of PI and Direct Power Control with SVM of Doubly Fed Induction Generator.M.Denai. 2008.

ANNEXES

ANNEXE 1 :

Transformations utiles pour l'étude de la MADA :

A1.1 Transformation triphasée diphasée :

Le but de cette transformation est de passer d'un système triphasé ($a-b-c$) à un système diphasé équivalent ($\alpha-\beta$) comme le montre la figure A1.1

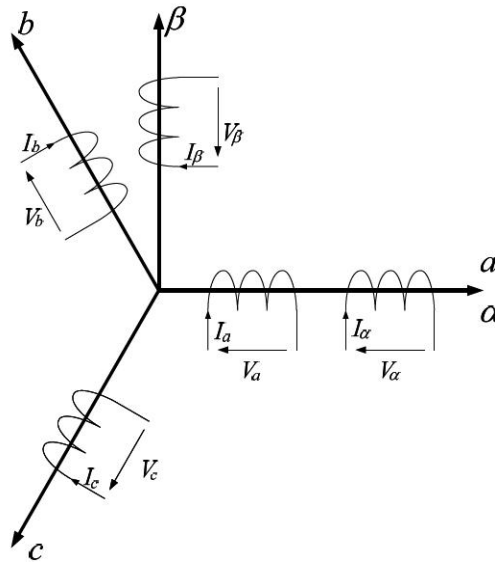


Figure A1.1 : Représentation schématique d'une transformation triphasée_diphasée

L'axe α étant confondu avec l'axe a .

Il existe deux types de transformations vers le repère ($\alpha - \beta$) :

- La transformation de *Clarke* qui conserve l'amplitude mais pas la puissance ni le couple.
- La transformation de *Concordia* qui conserve la puissance mais pas l'amplitude des grandeurs de phase.

Soit une grandeur triphasée équilibrée $X_{a\ b\ c}$; la diphasée équivalente $X_{\alpha\ \beta\ 0}$ donnée par la transformation de *Concordia* sera :

$$X_{\alpha\ \beta\ 0} = T_{32} X_{a\ b\ c} \quad (A1.1)$$

Sachant que :



$$X_{a,b,c} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad X_{\alpha,\beta,0} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad T_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

L'équation (A1.1) devient :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{A1.2})$$

Pour passer des grandeurs diphasées aux grandeurs triphasées, il suffit de multiplier $X_{\alpha,\beta,0}$ par la matrice $T_{23} = T_{32}^{-1}$.

Le choix d'une matrice normée (Concordia) est souvent utilisé pour des raisons de symétrie des transformations directe et inverse.

La matrice de passage de Clarke est donnée par :

$$T_{32} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{A1.3})$$

A1.2 Transformation de Park :

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée - diphasée et d'une rotation, elle permet de passer du repère $(a-b-c)$ vers le repère $(\alpha-\beta)$ puis vers le repère $(d-q)$.

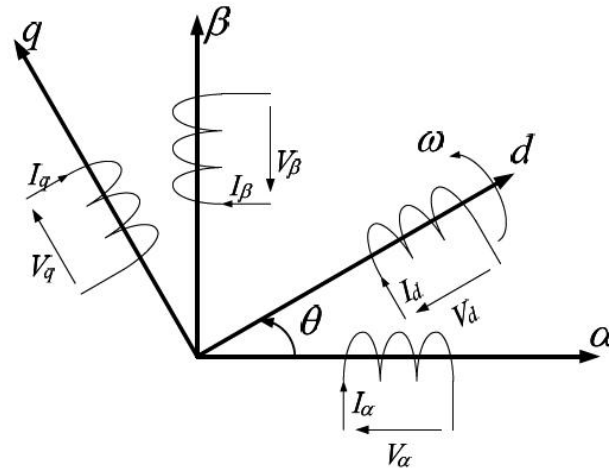


Figure A1.2 : Représentation schématique d'une transformation de Park

Le repère $(\alpha-\beta)$ est un repère fixe par rapport au repère $(a-b-c)$ alors que le repère $(d-q)$ est un repère tournant, l'angle que forme le repère $(d-q)$ avec le repère $(\alpha-\beta)$ est appelé angle de transformation ou angle de Park.

La matrice de passage est donnée par :

$$P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}$$

Cette matrice de rotation $P(\theta)$ conserve les équivalences énergétique et magnétique instantanées et donne des grandeurs continues.

Pour obtenir les grandeurs $(\alpha-\beta)$ à partir des grandeurs $(d-q)$, nous utilisons la transformation inverse $P(\theta)^{-1}$.

Pour obtenir les grandeurs $(d-q)$ directement à partir des grandeurs $(a-b-c)$, nous utilisons la transformation $T_{32} \cdot X_{a,b,c} \cdot P(\theta)$.



ANNEXE 2 :

Correcteurs à hystérésis

Ce correcteur à deux niveau n'autorise le contrôle de la puissance que dans un seul sens de rotation, ainsi seuls les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux par conséquent, la diminution de la puissance n'est possible que par la sélection du vecteur nul. Avec ce correcteur, il n'est possible d'inverser le sens de rotation que par le croisement de deux phases de la machine.

Cependant ce correcteur est plus simple à réaliser, de plus, en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones, on s'aperçoit que pour chaque zone i , il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des semi conducteurs, diminuant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur.

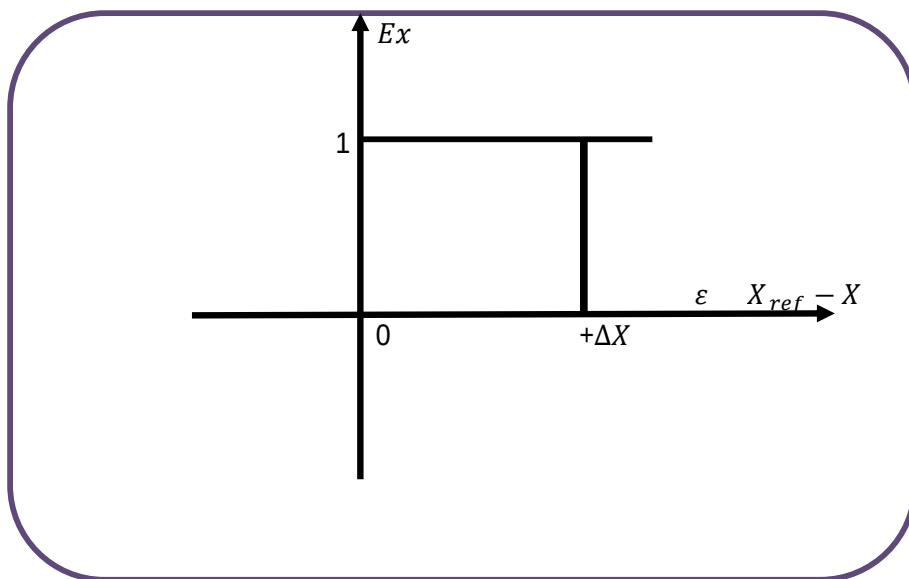


Figure A2.1: Correcteur à trois niveaux de la puissance active

A2.2 Correcteurs à hystérésis à trois niveaux :

Ce type de correcteur permet de contrôler la machine dans deux sens de rotation, pour un couple mécanique positif ou négatif. La sortie du correcteur, représentée par une variable



booléenne **E_p** permet de diminuer ou d'augmenter la puissance et même la maintenir constante. Donc ce correcteur est le plus adapté pour notre commande de la puissance active.

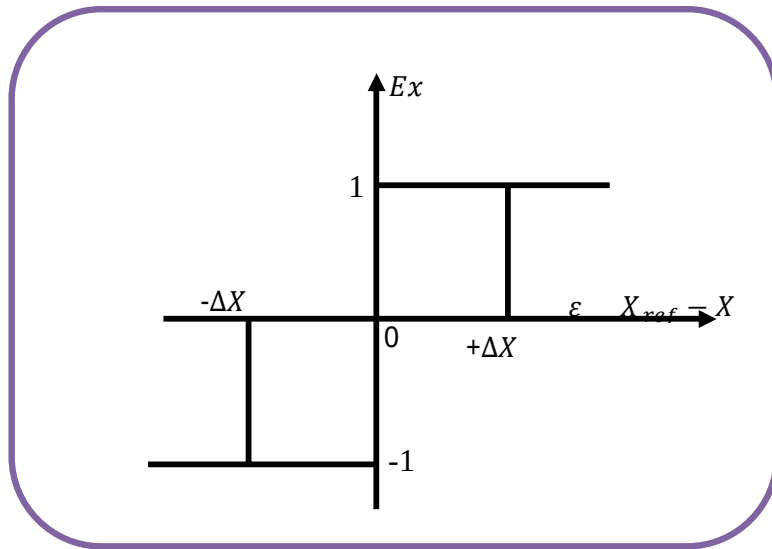


Figure A2.2 : Correcteur à trois niveaux de la puissance active

Dans les figures (A2.1) et A2.2), « X » représente la grandeur à réguler, dans notre cas, « X » représente la puissance active ou la puissance réactive.

ANNEXE 3:

Paramètre de la MADA et de la turbine éolienne

Turbine éolienne :

Nombre de pale : $N=3$

Longueur de la pale : $R=36,5$ m

Gain du multiplicateur : $G=104$

Inertie de l'arbre : $J=50$ kg.m²

Coefficient du frottement visqueux : f_v

MADA :

Tension d'alimentation : $V= 690$

Fréquence de l'alimentation : $f= 50$

Puissance nominale de la machine : P_n *MW*

Nombre de paires de pôles : $p=2$

Résistance statorique : R_s Ω

Résistance rotorique : R_r Ω

Inductance statorique : L_s *H*

Inductance rotorique : L_r *H*

Inductance mutuelle : M *H*

Coefficient du frottement visqueux : f_{vm}

Couple nominal : C_n *n.m*