

Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene

Faculté d'Électronique et Informatique



Mémoire

Présenté pour l'obtention du diplôme de MAGISTER

En Electronique

Spécialité : Instrumentation Electronique

Par : **Abderrahmane MESRI**

Thème

**Modélisation, commande et interactions de deux
éoliennes à vitesse variable**

Soutenu publiquement le 13/05/2012, devant le jury composé de :

M ^r A.Talha	Professeur	à l'USTHB	Président
M ^{elle} A.Boukhelifa	Maître de Conférences/A	à l'USTHB	Directrice de mémoire
M ^r F.Bouchafaà	Maître de Conférences/A	à l'USTHB	Examineur
M ^r M.Hasni	Maître de Conférences/A	à l'USTHB	Examineur
M ^r A.Larabi	Maître de Conférences/A	à l'USTHB	Examineur

« Au nom d'Allah, le Tout - Miséricordieux, le Très - Miséricordieux La louange est à Allah l'unique et la paix et le salut sur celui qui n'a point de messager après lui et sur sa famille, ses compagnons et tous ceux qui suivent son chemin jusqu'au jour de la résurrection »

Remerciements

D'abord, tout le remerciement est pour Dieu de m'avoir donné la force physique et morale pour accomplir ce travail,

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à la directrice de ce mémoire le docteur A.BOUKhelifa, pour son encadrement, la confiance et l'aide qu'elle m'a accordé pour mener ce travail à terme,

Mes vifs remerciements vont également aux membres de jury de soutenance composé de Messieurs : A.Talha, professeur à l'USTHB, F.Bouchafaà, M.Hasni et A.Larabi, Maîtres de Conférences à l'USTHB. Je les remercie chaleureusement pour leur présence et pour avoir accepté d'examiner le présent mémoire.

Je remercie aussi tous les enseignants et les responsables du Département d'Instrumentation au sein de la faculté d'électronique et d'informatique à L'USTHB pour leurs aides et leurs encouragements.

Sans oublier mes collègues dans le domaine de la recherche et durant les années d'étude, je tiens à les remercier vivement.

Je proclame mes sincères remerciements à tous les gens qui m'ont aidé de près ou de loin pour sa réalisation.

Dédicaces

Je dédie ce travail à :

Mes chers parents et surtout à ma très cher Mère,

Tous mes frères,

A ma sœur,

Toute ma famille,

Tous mes chers amis (frères),

Et tous les collègues de travail,

À ceux qui m'ont soutenu pendant toute la durée de mes études,

À tous ceux qui me sont chers.

...Mesri Aderrahmane.

Sommaire

*« La source de tout savoir est la connaissance de Dieu
-que sa gloire soit exaltée- et ceci ne peut être réalisé
que par la connaissance de sa divine manifestation »*

Sommaire

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

Chapitre I : Conversion de l'énergie éolienne

I.1 Introduction :	4
I.2 Définition de l'énergie éolienne	4
I.3 Les Principales composantes d'une éolienne :	5
I.4 Les différents types d'éoliennes :	6
I.4.1 Les éoliennes à axe vertical :	6
I.4.2 Eolienne à axe horizontal :	7
I.5 Les modes de fonctionnement des éoliennes :	7
I.5.1 Les éoliennes à vitesse fixe :	7
I.5.2 Les éoliennes à vitesse variable :	8
I.6 La convection de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique :	11
I.6.1 Loi de Betz :	11
I.6.2 Production d'énergie mécanique :	13
I.7 Modélisation du système éolien :	14
I.7.1-Modèle du vent	14
I.7.2 Modélisation de la partie mécanique de l'éolienne :	15
I.8 Stratégie de la commande :	21
I.8.1 Maximisation de puissance avec asservissement de la vitesse mécanique :	22
I.8.2 Maximisation de la puissance sans asservissement de vitesse :	23
I.9 Résultat de simulation et interprétation :	25
I.10 Conclusion :	27

Chapitre II : Modélisation et commande de la MADA

II.1 Introduction :	28
II.2 Structure de la MADA :	28
II.3 Modes de fonctionnement de la MADA :	29
II.4 Avantages et inconvénients de la MADA :	31
II.4.1 Avantages de la MADA :	31

II.4.2 Inconvénients de la MADA :	32
II.5 Modélisation de la MADA :	32
II.6 Résultats de simulation et interprétation :	40
II.7 Commande vectorielle de la MADA :	42
II.7.1 Modèle de la MADA avec orientation du flux statorique :	42
II.7.2 Régulation du model de la MADA avec orientation du flux statorique :	45
II.7.3 Robustesse de la régulation :	49
II.7.4 Contrôle de la vitesse mécanique :	50
II.8 Conclusion :	52

Chapitre III : Modélisation des convertisseurs statiques associés à la MADA

III.1 Introduction	54
III.2 Quelques modes d'alimentation de la MADA :	54
III.3 Modélisation du convertisseur MLI :	57
III.4 Stratégies de commande par MLI :	59
III.4.1 Modulation de Largeur d'Impulsions triangulo-sinusoïdale:	59
III.4.2 Modulation de Largeur d'Impulsions Vectorielle :	60
III.5 Evaluation des performances :	65
III.6 Simulations et interprétation :	65
III.7 Résultats de simulation du contrôle de vitesse :	67
III.8 Conclusion :	68

Chapitre IV : Raccordement au réseau et interaction de deux éoliennes

IV.1 Introduction :	69
IV.2 Description et principe de fonctionnement de la cascade :	69
IV.3 Modélisation de la cascade reliée au réseau :	70
IV.3.1 Modèle continu équivalent du convertisseur de puissance :	70
IV.3.2 Modélisation du bus continu :	73
IV.3.3 Modélisation du filtre :	73
IV.3.3.1 Modélisation du filtre dans le repère (a,b,c) :	73
IV.3.3.2 Modélisation du filtre dans le repère de Park :	75
IV.3.4 Modélisation du transformateur :	76

IV.4 Modèle complet de la chaîne de conversion éolienne :	76
IV.5 Commande de la chaîne de conversion éolienne :	78
IV.5.1 Architecture de commande :	78
IV.5.2 Contrôle de la cascade reliée au réseau :	80
a) Contrôle du convertisseur MLI 2 :	80
b) Contrôle des courants envoyés au réseau :	81
c) Régulation des puissances :	82
d) Régulation du bus continu par réglage du transit de la puissance active :	83
IV.6 Raccordement des deux éoliennes à vitesse variable à un bus continu commun :	84
IV.7 Dimensionnement du bus continu :	85
IV.8 Simulations et interprétations :	88
IV.9 Conclusion :	94
Conclusion générale :	96
Bibliographie	99
Annexes.....	104

Introduction Générale

Introduction générale

La consommation d'énergie au cours du siècle dernier, a considérablement augmenté à cause de l'augmentation rapide de l'activité industrielle dans les pays développés et l'investissement des entreprises dans les pays qui assurent un coût de production moins élevé. Les prévisions des besoins en énergie pour les années à venir ne font que confirmer, voire amplifier cette tendance, notamment compte tenu de l'évolution démographique et du développement de certaines zones géographiques [1].

L'augmentation de la consommation de l'énergie dans le monde, se traduit, en réalité, par une augmentation des prix du pétrole qui représente la source la plus importante de l'énergie. La réserve mondiale du pétrole ne peut être exploitée que pour quelques décennies. Le climat de la terre évolue vers le mauvais et les sources naturelles d'eau se raréfient à cause de la pollution qui est due à l'utilisation des sources d'énergies d'origine fossiles telles que le pétrole et le gaz naturel [2]. De même, l'énergie nucléaire n'est pas disponible pour tout le monde pour des raisons politiques ou financières, son installation coûte cher et elle peut être dangereuse au niveau écologique. L'utilisation de ces sources conventionnelles est alors limitée ou n'est pas encouragée pour des raisons liées à l'environnement.

Pour toutes ces raisons le monde se dirige vers les sources renouvelables, le soleil, le vent, les courants sous-marins et d'autres pour produire de l'électricité à condition d'accepter leurs fluctuations naturelles et parfois aléatoires. Actuellement l'électricité renouvelable ne fait qu'une petite portion de l'énergie produite, mais cette portion va augmenter de plus en plus. Les sources d'énergie renouvelable sont appelées aussi la production décentralisée ou la génération d'énergie dispersée vu leurs puissances et leurs installations dans les réseaux de distribution [3].

C'est dans cet objectif que vient s'insérer notre étude qui porte sur l'une des énergies renouvelables en développement en ce moment qui est l'énergie éolienne. Cette dernière semble une des plus prometteuses avec un taux de croissance européen et mondial élevé. Si l'implantation des fermes éoliennes de fortes puissances telles que les sites offshore... sont en pleine expansion, l'idée de décentraliser l'énergie en produisant de petites quantités de façon localisée (proche du besoin) est de plus en plus présente.

Dans le présent mémoire, on s'intéresse à la modélisation, la commande et l'interaction de deux aérogénérateurs à vitesse variable de grandes puissances, à base de machine asynchrone à double alimentation (MADA) couplés au réseau via des convertisseurs statiques. L'utilisation des aérogénérateurs à vitesse variable, permet la maximisation de la puissance récupérée en exploitant le point à puissance maximum (MPPT), relative à chaque vitesse du vent. De plus, l'utilisation de la MADA, nous permet de mieux optimiser la puissance produite, en offrant une plage de fonctionnement plus large ($\pm 30\%$ de la vitesse de synchronisme) que celle de la machine asynchrone à cage. Tout d'abord, nous allons simuler la chaîne de conversion d'une seule éolienne en adoptant le modèle continu équivalent des convertisseurs. Ensuite, nous étudierons le cas de deux éoliennes couplées par un seul convertisseur côté réseau. Une simulation du comportement de deux éoliennes suite à une perturbation sur l'une des deux turbines sera effectuée. Le bilan de puissance mis en jeu est vérifié. Pour présenter ce travail, nous avons organisé notre mémoire de la manière suivante :

Le premier chapitre sera consacré à des généralités sur les éoliennes et les différentes structures d'éoliennes existantes : éoliennes à vitesse fixe et éoliennes à vitesse variable. Puis, pour une turbine particulière, sa modélisation et différentes stratégies de commande seront expliquées dans les différentes zones de fonctionnement.

Dans le deuxième chapitre, nous allons présenter la modélisation de la génératrice asynchrone à double alimentation (MADA), qui assure la conversion de la puissance mécanique disponible sur l'arbre de la turbine en une puissance électrique. Une commande découplée de la puissance active et réactive (P-Q) pour la MADA et un algorithme de contrôle de la vitesse seront présentés.

Le troisième chapitre sera consacré à la modélisation des convertisseurs statiques à MLI à deux niveaux qui assurent l'échange en puissance entre le réseau d'alimentation et le circuit rotorique de la MADA, avec deux stratégies de commande qui seront présentées et simulées.

Dans le dernier chapitre nous allons présenter dans un premier temps, le modèle complet de conversion d'une seule éolienne, basée sur une MADA en adoptant le modèle continu équivalent des convertisseurs. Le dispositif de commande de cette éolienne est alors détaillé. Ensuite, nous allons étudier le cas de deux éoliennes connectées à un bus continu

commun. Cela permettra de mettre en évidence une contrainte de dimensionnement du bus continu par rapport à la puissance transitée.

Chapitre I

Conversion de l'énergie

éolienne

I.1 Introduction :

Depuis ces dernières décennies, la technologie des éoliens n'a cessé d'évoluer. À l'échelle mondiale, l'énergie éolienne depuis une dizaine d'années maintient une croissance de 30% par an. En Europe, principalement sous l'impulsion Allemande, Scandinave et Espagnole, on comptait en 2000 environ 15000 MW de puissance installée. Ce chiffre a presque doublé en 2003, soit environ 27000 MW de puissance éolienne installée dans le monde. En 2010, la puissance d'origine éolienne installée dans le monde est estimée à 70000 MW [4].

Les éoliennes de la dernière génération fonctionnent à vitesse variable. Ce type de fonctionnement permet d'augmenter le rendement énergétique, par rapport aux éoliennes à vitesse fixe. Ce sont les algorithmes de commande qui permettent de contrôler la vitesse de rotation des éoliennes à chaque instant [5].

Dans ce chapitre nous allons énoncer en première partie des généralités sur les différents types d'éoliennes, ensuite nous nous intéressons à la modélisation de la turbine éolienne à axe horizontal. Deux techniques de maximisation de la puissance produite (MPPT) seront présentées et comparées.

I.2 Définition de l'énergie éolienne

Un aérogénérateur, plus communément appelé éolien, est un dispositif qui capte l'énergie cinétique du vent (fluide en mouvement) afin de la transformer en énergie mécanique. La transformation de cette dernière en énergie électrique est assurée par un générateur électrique synchrone ou asynchrone (Figure I-1) [6].

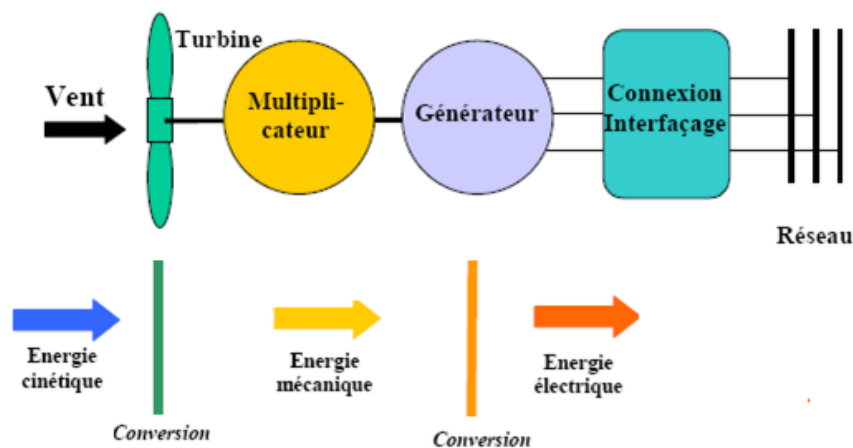


Figure I-1 : Principe de conversion

Les deux étapes qui assurent la conversion de l'énergie éolienne sont les suivantes :

- La première étape consiste à transformer une partie de l'énergie cinétique du vent (fluide en mouvement) en énergie mécanique disponible sur un arbre de transmission.
- La deuxième étape consiste à convertir l'énergie mécanique disponible sur l'arbre de transmission en énergie électrique par l'intermédiaire d'une génératrice (Figure I-1).

I.3 Les Principales composantes d'une éolienne :

Il existe plusieurs configurations possibles d'aérogénérateurs qui peuvent avoir des différences importantes. Néanmoins, une éolienne "classique" est généralement constituée de trois éléments principaux [2,7] :

- **Le mât** : est généralement un tube d'acier ou éventuellement un treillis métallique, il doit être le plus haut possible pour éviter les perturbations près du sol. Toutefois, la quantité de la matière mise en œuvre représente un coût non négligeable et le poids doit être limité. Un compromis consiste généralement à prendre un mât de taille très légèrement supérieure au diamètre du rotor de l'aérogénérateur.
- **La nacelle** : elle regroupe tous les éléments mécaniques permettant de coupler le rotor éolien au générateur électrique : arbres lent et rapide, roulements, multiplicateur, le frein à disque (différent du frein aérodynamique) qui permet d'arrêter le système en cas de surcharge, le générateur qui est généralement une machine synchrone ou asynchrone, les systèmes hydrauliques ou électriques d'orientation des pales (frein aérodynamique) et de la nacelle (nécessaire pour garder la surface balayée par l'aérogénérateur perpendiculaire à la direction du vent). À cela vient s'ajouter le système de refroidissement par air ou par eau, un anémomètre et le système électronique de gestion de l'éolienne.
- **Le rotor** : Il est formé par les pales assemblées dans leur moyeu. Pour les éoliennes destinées à la production d'électricité, le nombre de pales varie classiquement de 1 à 3. Le rotor tripal (concept danois) étant le plus répandu car, il représente un bon compromis entre le coût, le comportement vibratoire et le bruit.

Les rotors à vitesse fixe sont souvent munis d'un système d'orientation de la pale permettant à la génératrice (généralement une machine asynchrone à cage

d'écureuil) de fonctionner au voisinage du synchronisme et d'être connectée directement au réseau sans dispositif d'électronique de puissance.

Les rotors à vitesse variable sont souvent moins coûteux car, le dispositif d'orientation des pales est simplifié. Ce type de rotor est généralement accompagné par une interface d'électronique de puissance qui va être intercalée entre le générateur et le réseau ou la charge. Les pales se caractérisent principalement par leur géométrie dont les performances aérodynamiques dépendent des matériaux dont elles sont constituées (actuellement, les matériaux composites telle que la fibre de verre et plus récemment la fibre de carbone sont très utilisés car, ils allient légèreté et bonne résistance mécanique).

I.4 Les différents types d'éoliennes :

I.4.1 Les éoliennes à axe vertical : Elles sont très peu mises en œuvre 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 au sol directement, mais cela impose que l'éolienne fonctionne avec le vent proche du sol, moins fort qu'en hauteur [2,7].



Figure I-2 : Eolienne de Dorrieus de 4.200 kW et 100 m de diamètre

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. La Figure 1-2 montre une éolienne à axe vertical conçue par l'ingénieur français *Géorges Darrieus*. Elle se caractérise par ses deux pales en forme de C.

I.4.2 Eolienne à axe horizontal : Ce type d'éolienne est plus utilisé vue son efficacité énergétique et sa faible emprise au sol. En effet, ces éoliennes captent le vent en hauteur et loin du sol ; à cette hauteur le vent est beaucoup moins ralenti par le relief. À dimension d'hélice identique, on pourra produire plus de puissance par le biais de cette structure par rapport aux éoliennes à axe vertical [3,9].



Figure I-3 : Eolienne à axe horizontal

De plus l'emprise au sol qui est très faible par rapport aux éoliennes à axe vertical. Ici, seule la tour occupe de la place au sol et contient généralement tous les systèmes de raccordement. Ainsi il n'est pas nécessaire de rajouter un local électrique et l'emprise au sol est vraiment minimale.

I.5 Les modes de fonctionnement des éoliennes :

I.5.1 Les éoliennes à vitesse fixe :

Les premières éoliennes mises en œuvre reposent sur l'utilisation d'une machine asynchrone à cage directement couplée sur le réseau électrique (Figure I-4). Cette machine est entraînée par un multiplicateur et sa vitesse est maintenue approximativement constante par

un système mécanique d'orientation des pales (pitch control). La machine fonctionne alors en hyper-synchronisme avec un glissement $g < 0$ pour un fonctionnement en génératrice [4,7].

La rotation des pales par des actionneurs, hydraulique ou électrique, permet le réglage de l'angle de calage β afin que la puissance électrique transformée puisse être limitée à la puissance nominale de la génératrice. Lors du fort vent, cette technique permet la mise en drapeau des pales ($\beta = 90^\circ$) [10].

Les éoliennes à vitesse fixe possèdent des avantages comme elles possèdent des inconvénients :

Les avantages sont :

- La robustesse de la machine.
- Faible coût.
- La possibilité de supprimer le multiplicateur en augmentant le nombre de paires de pôles.

Les inconvénients sont :

- La puissance extraite est non optimisée.
- Pas de contrôle de l'énergie réactive.
- Système d'orientation des pales relativement complexe.

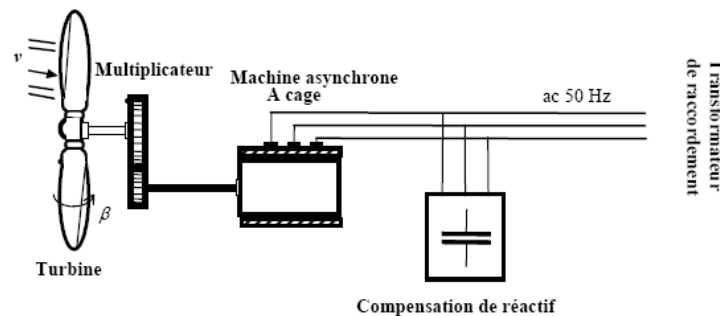


Figure I-4 : Eolienne à vitesse fixe.

I.5.2 Les éoliennes à vitesse variable :

Une éolienne à vitesse variable connectée au réseau est composée d'une turbine, d'un multiplicateur, d'un générateur et d'un convertisseur de puissance. D'autres éléments comme des filtres et des capacités de compensation réactive sont aussi ajoutés pour améliorer la qualité de l'énergie produite. Les transformateurs assurent l'adaptation de la tension au point de connexion de l'éolienne avec le réseau.

La partie électrique de l'éolienne, en général, est une machine synchrone ou asynchrone. Les machines synchrones utilisées sont plutôt à rotor bobiné avec un grand nombre de pôles [3,4,5,7] ; elles tournent, donc, à une vitesse lente et elles sont connectées à des réseaux de moyennes tensions via des convertisseurs statiques. La turbine éolienne est directement reliée au rotor sans multiplicateur de vitesses. Les machines à réluctance variable se classent aussi sous cette catégorie de générateurs [12]. La puissance produite par ces éoliennes est généralement faible.

La machine asynchrone fonctionne en mode générateur. Elle peut être alimentée par le stator (machine à cage ou à rotor bobiné court-circuité) ou par le stator et le rotor à la fois (machine à rotor bobiné).

- **Eolienne à machine asynchrone à cage :**

L'éolienne dans cette configuration entraîne une machine asynchrone à cage connectée au réseau par l'intermédiaire d'un convertisseur de puissance situé au circuit statorique (Figure I-5).

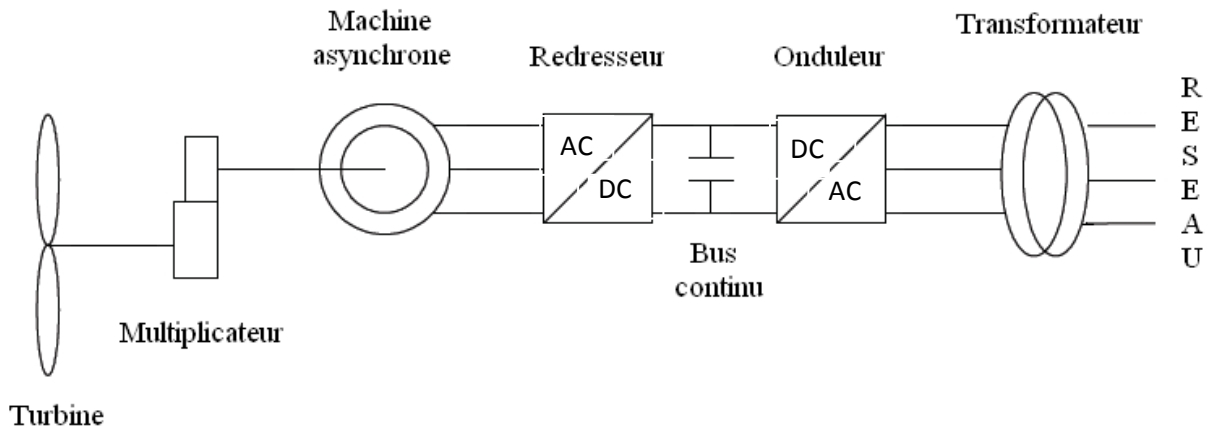


Figure I-5 : Eolienne à machine asynchrone piloté au stator

Le redresseur assure des tensions et des fréquences variables à la sortie du générateur ce qui permet de conduire la vitesse de l'éolienne. Il reçoit ses consignes de tension et de fréquence du processus de la commande. L'onduleur est contrôlé pour garder constante la tension de bus continu (représenté par une capacité sur la figure I-4).

Les pales de la turbine éolienne sont orientables pour permettre de limiter la puissance électrique produite à la valeur nominale de la machine lors des vitesses du vent très importantes.

- **Eolienne à machine asynchrone à double alimentation :**

Dans cette conception le stator de la machine asynchrone est connecté directement au réseau. Le convertisseur de puissance se trouve au circuit rotorique. Le redresseur alimente les enroulements rotoriques par les tensions et la fréquence de consigne qu'il reçoit de la procédure de commande. L'onduleur est contrôlé d'une manière à garder constante la tension du bus continu. Cette configuration a l'avantage de réaliser des économies sur les convertisseurs de puissance car la puissance transitée par le circuit rotorique est faible par rapport à la puissance statorique dans la 1^{ère} configuration [13].

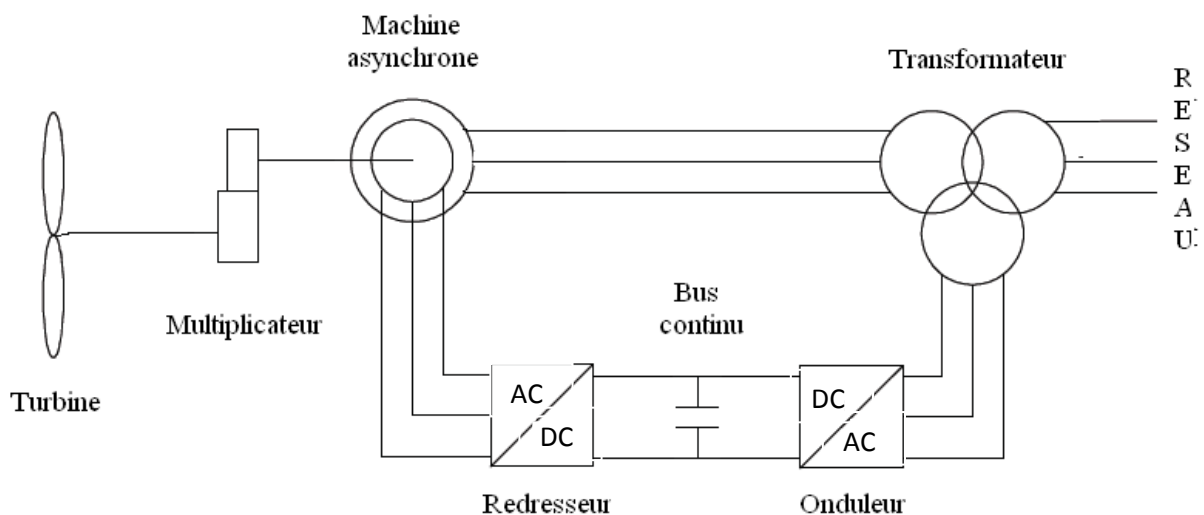


Figure I-6 : Eolienne à vitesse variable basée sur une machine asynchrone pilotée par le rotor

Les principaux avantages des éoliennes à vitesse variable comparés aux générateurs à vitesse fixe sont les suivants :

- Elles augmentent la plage de fonctionnement, ce qui permet d'optimiser la puissance extraite où le maximum de puissance est converti.
- Elles nécessitent un système d'orientation des pales simplifié. En effet, la possibilité de contrôler la vitesse du générateur via le couple électromagnétique permet de réduire le rôle du système d'orientation des pales, qui interviendra essentiellement pour

limiter la vitesse de la turbine et la puissance générée en présence de vitesses de vent élevées. En conséquence, pour de faibles vitesses de vent, l'angle d'orientation des pales devient fixe.

- Elles réduisent les efforts mécaniques par le fait que lors de variation du vent, la vitesse de la turbine est adaptée.
- Elles réduisent le bruit lors des fonctionnements à faible puissance car la vitesse est alors lente.
- Elles permettent une meilleure intégration de l'éolienne dans le réseau électrique.

Les inconvénients sont :

- Elles nécessitent un contrôle-commande plus complexe.
- Contact glissant bague-balais.
- Le coût de l'électronique de puissance.
- La maintenance de la boîte de vitesse si le nombre de paires de pôles n'est pas élevé.

I.6 La convection de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique :

I.6.1 Loi de Betz :

On considère le système éolien à axe horizontal représenté sur la Figure I-7 sur lequel on a représenté la vitesse du vent V_1 en amont de l'aérogénérateur et la vitesse V_2 en aval.

En supposant que la vitesse du vent traversant le rotor est égale à la moyenne entre la vitesse du vent non perturbé V_1 et la vitesse du vent après passage à travers le rotor V_2 soit $(V_1 + V_2)/2$ [13, 14]. La masse d'air en mouvement de densité ρ traversant la surface S des pales en une seconde est :

$$m = \frac{\rho S(V_1 + V_2)}{2} \quad (1.1)$$

La puissance $P_{turbine}$ alors extraite s'exprime par la moitié du produit de la masse et de la diminution de la vitesse du vent [2, 13, 15] (seconde loi de Newton) :

$$P_{turbine} = \frac{m(V_2^2 - V_1^2)}{2} \quad (1.2)$$

Soit en remplaçant m par son expression dans (1.1):

$$P_{turbine} = \frac{\rho S(V_1 + V_2)(V_2^2 - V_1^2)}{4} \quad (1.3)$$

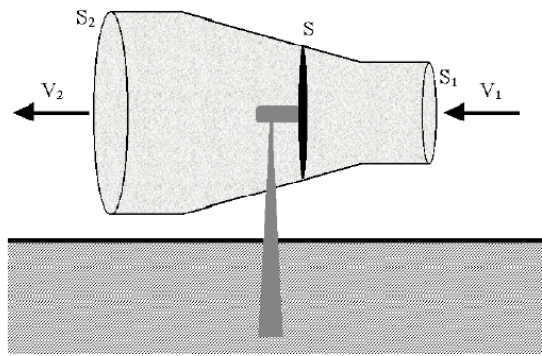


Figure I-7 : Tube de courant autour d'une éolienne

Un vent théoriquement non perturbé traverserait cette même surface S sans diminution de vitesse, soit à la vitesse V_1 , la puissance P_v correspondante serait alors [11] :

$$P_v = \frac{\rho S V_1^3}{2} \quad (1.4)$$

Le ratio entre la puissance extraite du vent et la puissance totale théoriquement disponible est alors :

$$\frac{P_{turbine}}{P_v} = \frac{\left[1 + \left[\frac{V_1}{V_2}\right]\right] \left[1 - \left[\frac{V_1}{V_2}\right]^2\right]}{2} \quad (1.5)$$

Si on représente la caractéristique correspondante à l'équation ci-dessus (Figure I-8), on s'aperçoit que le ratio $P_{turbine}/P_v$ appelé aussi coefficient de puissance C_p présente un maximum de 0,59. C'est cette limite théorique appelée limite de Betz qui fixe la puissance maximale extractible pour une vitesse de vent donnée.

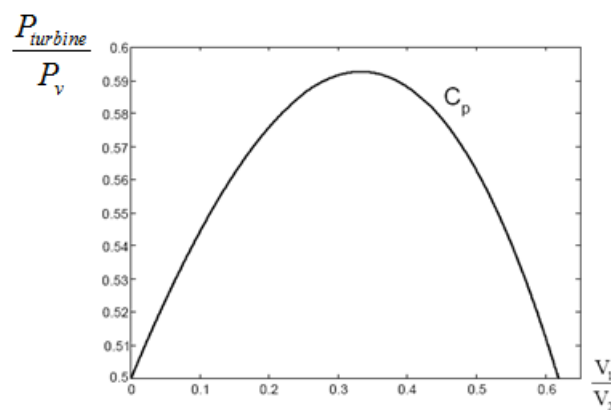


Figure I-8 : Coefficient de puissance

Cette limite n'est en réalité jamais atteinte et chaque éolienne est définie par son propre coefficient de puissance exprimé en fonction de la vitesse relative λ représentant le rapport entre la vitesse de l'extrémité des pales de l'éolienne et la vitesse du vent.

I.6.2 Production d'énergie mécanique :

En combinant les équations (1.1), (1.4) et (1.5), la puissance mécanique $P_{turbine}$ disponible sur l'arbre d'un aérogénérateur s'exprime ainsi :

$$P_{turbine} = \frac{P_{turbine}}{P_v} \cdot P_v = C_p \cdot P_v = \frac{1}{2} C_p (\lambda, \beta) \rho \pi R^2 V_1^3 \quad (1.6)$$

Avec :

$$\lambda = \frac{\Omega_{turbine} \cdot R}{V_1} \quad (1.7)$$

$\Omega_{turbine}$: vitesse de rotation avant multiplicateur et R : rayon de l'aérogénérateur.

Compte tenu du rapport du multiplicateur de vitesses G , la puissance mécanique P_g disponible sur l'arbre du générateur électrique s'exprime par :

$$P_g = \frac{1}{2} C_p \left(\frac{\Omega_g R}{G V_1}, \beta \right) \rho \pi R^2 V_1^3 \quad (1.8)$$

Avec Ω_g : vitesse de rotation après multiplicateur.

Cette relation permet d'établir un ensemble de caractéristiques donnant la puissance disponible en fonction de la vitesse de rotation du générateur pour différentes vitesses de vent pour un angle β fixe. (Figure 1-9) [14].

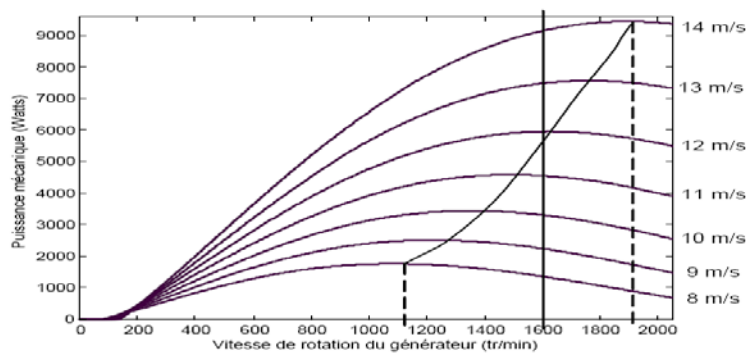


Figure I-9 : Puissance théorique disponible pour un type d'éolienne donné

Au vu de ces caractéristiques, il apparaît clairement que si l'éolienne et par conséquent la génératrice fonctionne à vitesse fixe les maxima théoriques des courbes de puissance ne sont pas exploités. Pour pouvoir optimiser le transfert de puissance et ainsi obtenir le maximum théorique pour chaque vitesse de vent, la machine devra pouvoir fonctionner entre 1100 et 1900 tr/min pour cet exemple (Figure I-9).

I.7 Modélisation du système éolien :

I.7.1-Modèle du vent

Avant de considérer le fonctionnement propre de l'éolienne, il convient de définir la source d'énergie de celle-ci: le vent. Celui-ci peut être modélisé par une simple loi exponentielle jusqu'à des distributions spectrales et spatiales très complexes qui rendent compte de sa phénoménologie turbulente.

La modélisation du vent est primordiale que ce soit pour :

- Définir les conditions de fonctionnement de l'éolienne.
- Définir les sollicitations qui s'appliquent sur les pales.
- Développer et affiner la modélisation du rotor.
- Evaluer le potentiel d'énergie utilisable.
- Fournir une aide pour l'implantation des machines.

La caractérisation du vent sur les différents sites permet de réaliser les bases de données nécessaires à la validation des modèles et au développement de règles de certification (IEC *International Electrotechnical Commission*) et ce, pour des conditions climatiques variées.

-Gradient du vent :

La vitesse de référence est généralement la vitesse moyenne V_0 à une hauteur de 10 m ou à la hauteur de la nacelle H_0 en amont de l'éolienne. La relation qui donne la vitesse du vent en un point qui se situe à une altitude H , est donnée sous la forme :

$$V(H) = V_0 \left[\frac{H}{H_0} \right]^\alpha \quad (1.9)$$

Avec α coefficient de rugosité du sol, compris entre 0,1 et 0,4. De ce fait, plus le disque rotor sera placé haut, plus l'énergie susceptible d'être captée sera importante (car elle est proportionnelle au cube de la vitesse) et moins l'éolienne sera affectée par l'effet de rugosité en amont.

I.7.2 Modélisation de la partie mécanique de l'éolienne :

Dans cette partie nous avons l'arbre de l'éolienne qui porte : la turbine éolienne, le multiplicateur de vitesse et le rotor du générateur. La turbine éolienne se compose de plusieurs pales fixes ou orientables. 80% des fabricants fabriquent des turbines tripales pour des raisons de stabilité, de poids et de fluctuations mécaniques [13]. La turbine éolienne, en général, tourne à une vitesse nominale de 25 à 40 (tr / min). Le multiplicateur adapte la vitesse de la turbine éolienne à celle du générateur électrique qui tourne à environ 1500 (tr / min).

a) Bilan des forces sur une pale :

La Figure I-10 représente la section longitudinale d'une pale d'aérogénérateur. La vitesse du vent arrivant face à cette pale, est représentée par le vecteur $\vec{V}$. Le vecteur $\vec{V}_{rot}$ représente la composante de vent due à la rotation de l'aérogénérateur. La résultante de ces deux vecteurs est appelée $\vec{V}_{res}$. L'action du vent sur la pale produit une force $\vec{F}_{res}$ qui se décompose en une poussée axiale $\vec{F}_{ax}$ directement compensée par la résistance mécanique du mat et une poussée en direction de la rotation $\vec{F}_{rot}$ qui produit effectivement le déplacement.

Chaque turbine éolienne est ainsi dimensionnée pour que cette force atteigne sa valeur nominale pour une vitesse de vent nominale donnée. Lorsque la vitesse de vent devient trop élevée ou si la génératrice nécessite une vitesse de rotation fixe, la puissance extraite par l'éolienne doit être annulée ou limitée à sa valeur nominale [16].

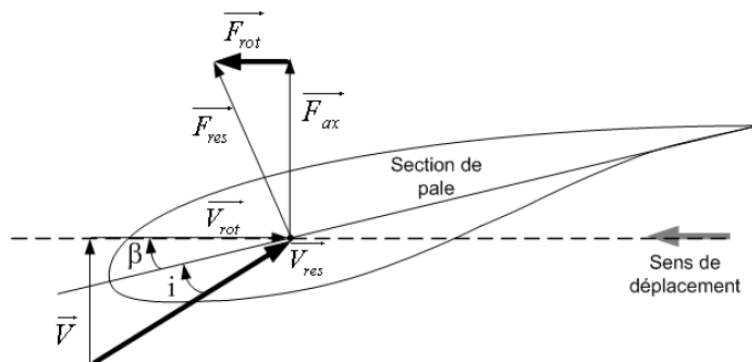


Figure I-10 : Bilan des forces sur une pale

b) Systèmes de régulation de la vitesse de rotation de l'éolienne :

- Système à décrochage aérodynamique "stall" :

Dans certains cas, les éoliennes connectées au réseau électrique nécessitent une vitesse de rotation fixe pour des raisons de cohérence de fréquence avec le réseau. Le système de limitation de vitesse le plus simple et le moins coûteux est un système de limitation naturelle (intrinsèque à la forme de la pale) dit "stall". Il utilise le phénomène de décrochage aérodynamique. Lorsque l'angle d'incidence i devient important, c'est-à-dire lorsque la vitesse du vent dépasse sa valeur nominale V_n , l'aspiration créée par le profil de la pale n'est plus optimale ce qui entraîne des turbulences à la surface de la pale (Figure I-11) et par conséquent une baisse du coefficient de puissance. Ceci empêche alors une augmentation de la vitesse de rotation.

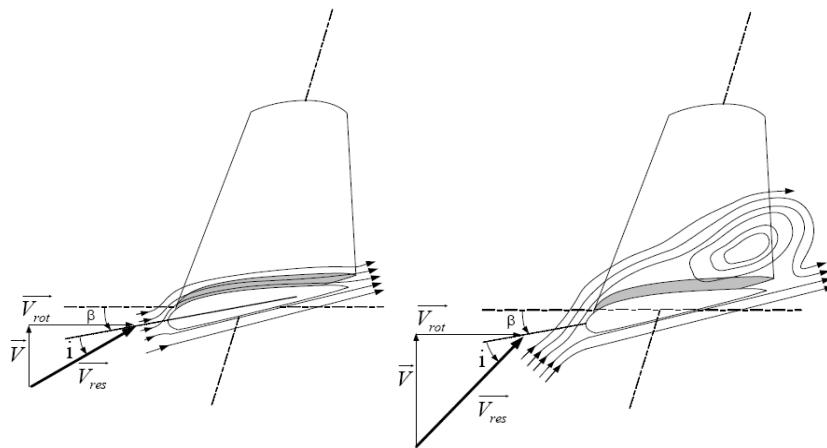


Figure I-11 : Flux d'air sur un profil de pale "stall"

Ce système est simple et relativement fiable, mais il manque de précision car, il dépend de la masse volumique de l'air et de la rugosité des pales donc de leur état de propreté. Il peut, dans certains cas, être amélioré en autorisant une légère rotation de la pale sur elle-même (système "stall actif") permettant ainsi de maximiser l'énergie captée pour les faibles vitesses de vent. Pour les fortes vitesses de vent, la pale est inclinée de façon à diminuer l'angle de calage β et renforcer ainsi l'effet "stall" de la pale. La répercussion des variations de la vitesse du vent sur le couple mécanique fourni par l'éolienne est ainsi moins importante [17].

- **Système d'orientation des pales "pitch" :**

Le rôle du système d'orientation est la limitation de la puissance générée. Avec dans un tel système, les pales sont tournées par un dispositif de commande appelé (Pitch control). En agissant sur l'angle d'orientation des pales, on peut modifier les performances de la turbine et plus précisément le coefficient de puissance (la Figure I-12). En effet, les pales sont face au vent en basse vitesse et pour les fortes vitesses elles s'inclinent pour dégrader le coefficient de puissance.

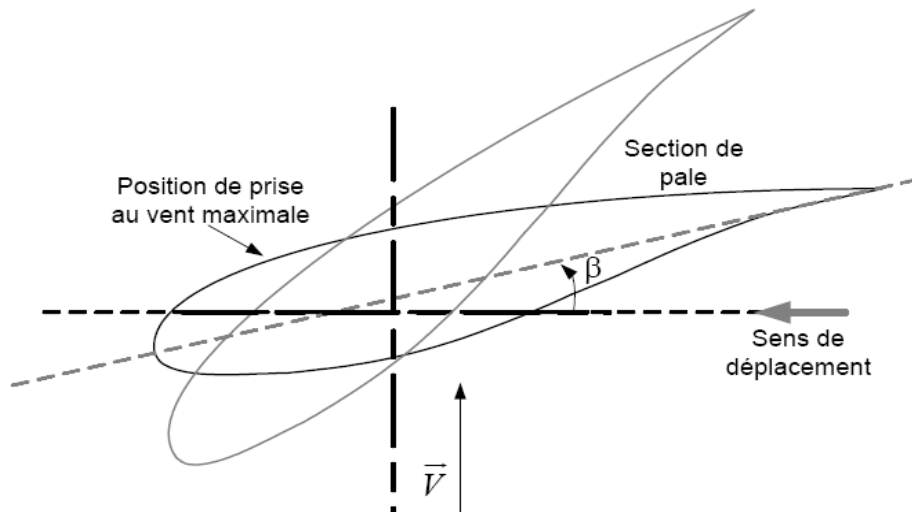


Figure I-12 : Système d'orientation des pales "pitch"

Le système d'orientation de l'angle des pales pitch est approché par une fonction de transfert de 1^{er} ordre dans [18] et par un intégrateur dans [19, 20, 21]. Cet actionneur est commandé en boucle fermée pour asservir l'angle de calage des pales avec des contraintes sur β [22, 23], voir la figure I-13 :

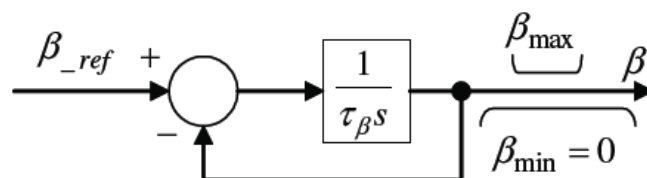


Figure I-13 : Modèle et commande de système de calage de pale

c) Modèle de la turbine éolienne :

La turbine d'une éolienne est constituée d'une turbine comprenant des pales de longueur R entraînant une machine électrique (génératrice) à travers un multiplicateur de vitesses de gain G (figure I-14) [13,15].

Le coefficient de puissance $C_p(\lambda, \beta)$ dépend du nombre de pales du rotor et de leur forme géométrique et aérodynamique (longueur, profil de section). Celles-ci sont conçues en fonction des caractéristiques d'un site, puissance nominale souhaitée, type de régulation (en pitch ou par décrochage) et du type de fonctionnement (à vitesse fixe ou à vitesse variable). $C_p(\lambda, \beta)$ peut être obtenu, par exemple, par des essais en soufflerie. Il se présente sous la forme d'une fonction non linéaire de λ et β , décrite par une famille de polynômes.

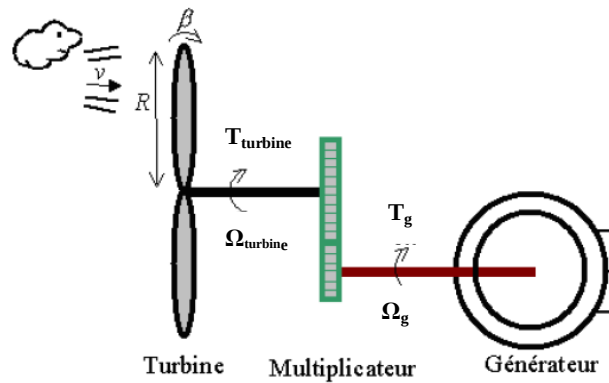


Figure I-14 : Schéma de la turbine.

En pratique, la valeur du coefficient de puissance $C_{p,max}$ est réduite à environ 0,5 pour les éoliennes de grande taille à cause des frottements. Le coefficient de puissance $C_p(\lambda, \beta)$ pour l'éolienne de 1.5 MW dont les paramètres sont donnés dans l'annexe, a été calculé en adoptant l'équation suivante [7, 24, 25] :

$$C_p(\lambda, \beta) = \lambda \times 0.0068 + 0.5176 \left(\frac{166}{\lambda_i} - 0.4\beta - 5 \right) \exp \left(\frac{-21}{\lambda_i} \right) \quad (1.10)$$

Où

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1}$$

Pour voir l'influence de l'angle de calage sur le coefficient de la puissance C_p , nous avons tracé ce dernier pour différentes valeurs de l'angle de calage β (Figure I-15) :

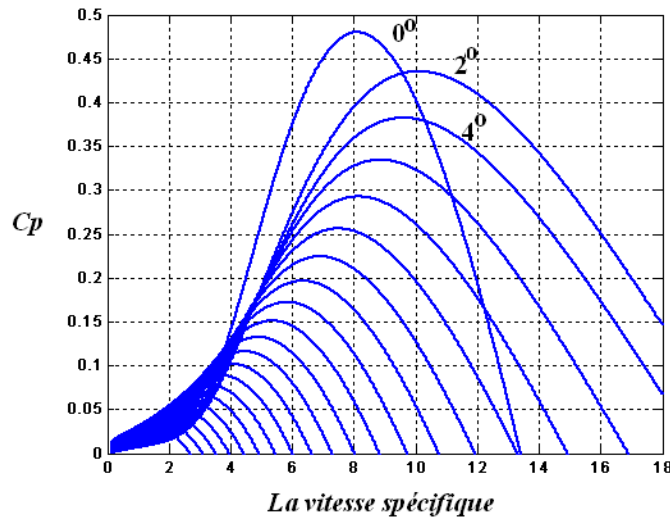


Figure I-15 : Influence de l'angle de calage β sur le coefficient de puissance (Eolienne 1.5MW)

Connaissant la vitesse de rotation de la turbine ($\Omega_{turbine}$), le couple aérodynamique est donc directement déterminé par :

$$T_{turbine} = \frac{P_{turbine}}{\Omega_{turbine}} = C_p(\lambda, \beta) \frac{\rho S V_1^3}{2} \cdot \frac{1}{\Omega_{turbine}} \quad (1.11)$$

d) Modèle du multiplicateur :

Le multiplicateur adapte la vitesse (lente) de la turbine à la vitesse de la génératrice. Ce multiplicateur est modélisé mathématiquement par un gain G comme suit :

$$T_g = \frac{T_{turbine}}{G} \quad (1.12)$$

$$\Omega_{turbine} = \frac{\Omega_g}{G} \quad (1.13)$$

Où :

T_g = Le couple issu du multiplicateur.

Ω_g = La vitesse d'entraînement de la génératrice.

e) Equation dynamique de l'arbre :

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 et la masse du rotor de la turbine.

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 la génératrice J_g .

$$J = \frac{J_{turbine}}{G^2} + J_g \quad (1.14)$$

L'équation fondamentale de la dynamique permet de déterminer l'évolution de la vitesse mécanique à partir du couple mécanique total (T_{mec}) appliqué au rotor [26] :

$$J \frac{d\Omega_g}{dt} = T_{mec} \quad (1.15)$$

Où J est l'inertie totale qui apparaît sur le rotor de la génératrice. Le couple T_{mec} prend en compte, le couple électromagnétique T_{em} produit par la génératrice, le couple des frottements visqueux T_{vis} et le couple issu du multiplicateur T_g :

$$T_{mec} = T_g - T_{em} - T_{vis} \quad (1.16)$$

Le couple résistant dû aux frottements est modélisé par un coefficient de frottement visqueux f_r :

$$T_{vis} = f_r \cdot \Omega_g \quad (1.17)$$

Ce graphe illustre les principes de la cause à effet des grandeurs qui interviennent au niveau de la turbine. Cette dernière génère le couple aérodynamique (relation (1.11)) 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 (relation (1.12) et (1.13)). Le modèle de l'arbre décrit la dynamique de la vitesse mécanique, il a donc deux entrées : le couple du multiplicateur, le couple électromagnétique fourni par la génératrice.

D'après le schéma on constate que la vitesse de la turbine peut être contrôlée par action sur deux entrées : l'angle de la pale et le couple électromagnétique de la génératrice. La vitesse du vent est considérée comme une entrée perturbatrice à ce système.

Le schéma bloc correspondant à cette modélisation de la turbine se déduit aisément du graphe informationnel causal et est représenté sur la figure I-16 :

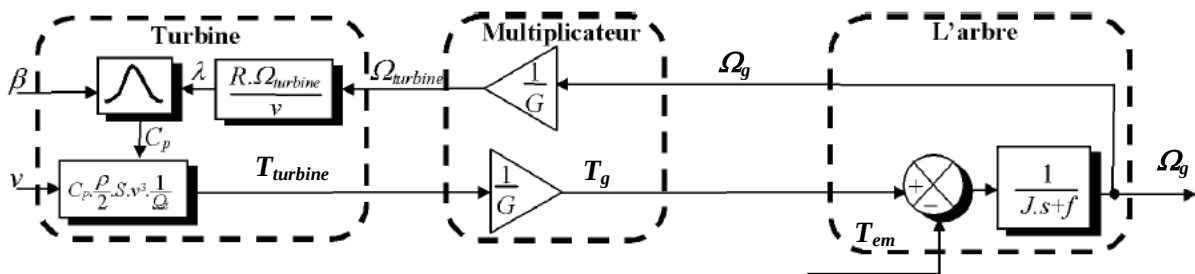


Figure I-16 : schéma bloc du modèle de la turbine

I.8 Stratégie de la commande :

La commande de l'éolienne vise à maximiser son exploitation tant que les limites de sécurité sont respectées. Deux zones de contrôle sont distinguées selon la vitesse du vent [14,26], voir la figure I-17.

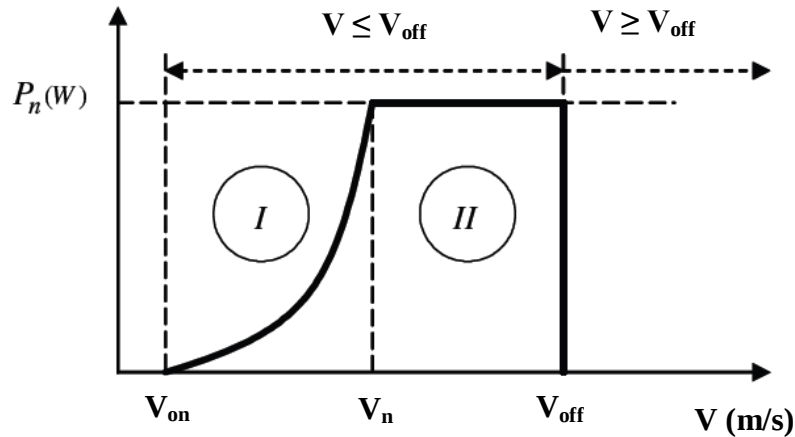


Figure I-17 : Caractéristique puissance électrique – vitesse du vent

Zone I : (λ_{opt} , $C_{p,max}$, $\beta=0$) :

C'est la zone d'optimisation de la puissance capturée par la turbine. Le contrôle vise à faire varier la vitesse de rotation de l'éolienne de manière à rester aux alentours de λ_{opt} . L'angle de calage étant fixe, le coefficient de puissance de l'éolienne est égal à sa valeur maximale $C_{p,max}$ [16, 27].

Zone II : ($\Omega_{g,nom}$, P_{mon}) :

Dans cette zone, la vitesse de rotation est toujours égale à sa valeur nominale. Le contrôle de l'angle de calage des pales vise à maintenir la puissance électrique produite par l'éolienne constante à sa valeur nominale. Si la vitesse du vent dépasse sa limite V_{off} , l'angle d'orientation des pales est alors égale à 90° afin d'arrêter la conversion de l'énergie éolienne pour des raisons de sécurité.

Dans la zone I, on présente les différentes stratégies pour contrôler le couple électromagnétique afin de régler la vitesse mécanique de manière à maximiser la puissance électrique générée. Ce principe est connu sous la terminologie Maximum Power Point Tracking (M.P.P.T). On distingue deux familles de structures de commande [5,28] :

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

I.8.1 Maximisation de puissance avec asservissement de la vitesse mécanique :

Le vent est une grandeur fluctuante. La fluctuation du vent constitue la perturbation principale de la chaîne de conversion éolienne et crée donc des variations de puissance. Pour cette étude, on supposera que la machine électrique utilisée développe un couple électromagnétique égal à sa valeur de référence à tout instant.

$$T_{em} = T_{em_ref} \quad (1.18)$$

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.

La vitesse est influencée par l'application de trois couples : un couple éolien, un couple électromagnétique et un couple résistant. En regroupant l'action de ces trois couples, la vitesse mécanique n'est plus régie que par l'action de deux couples, le couple issu du multiplicateur T_g est le couple électromagnétique T_{em} :

$$\frac{d\Omega_g}{dt} = \frac{1}{J} \cdot (T_g - T_{em} - f_r \cdot \Omega_g) \quad (1.19)$$

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. Pour réaliser ceci, les règles d'inversion du G.I.C. obligent l'utilisation d'un asservissement de la vitesse.

La relation (1.19) est causale, le couple électromagnétique de référence T_{em_ref} permettant d'obtenir une vitesse mécanique de la génératrice égale à la vitesse de référence Ω_{g_ref} est obtenu par une relation inverse indirecte :

$$T_{em_ref} = C_\Omega \cdot (\Omega_{g_ref} - \Omega_g) \quad (1.20)$$

Où

- C_Ω est le régulateur de vitesse.
- Ω_{g_ref} est la vitesse mécanique de référence.

Cette vitesse de référence dépend de la vitesse de la turbine à fixer ($\Omega_{turbine_ref}$) pour maximiser la puissance extraite. En prenant en compte le gain du multiplicateur, on a donc :

$$\Omega_{g_ref} = G \cdot \Omega_{turbine_ref}$$

La référence de la vitesse de la turbine correspond à celle correspondant à la valeur optimale du ratio de $\lambda_{cp,max}$ (à $\beta = \beta_{optimale}$). Cette dernière est obtenue à partir de l'équation 1.7 :

$$\Omega_{turbine_ref} = \frac{\lambda_{cp,max} \cdot V_1}{R}$$

Le correcteur de vitesse doit assurer deux choses :

- L'asservissement de la vitesse mécanique Ω_g à sa valeur de référence.
- L'atténuation de l'effet du couple éolien qui constitue une entrée perturbatrice.

Le schéma bloc simplifié se déduit facilement du G.I.C (figure I-18).

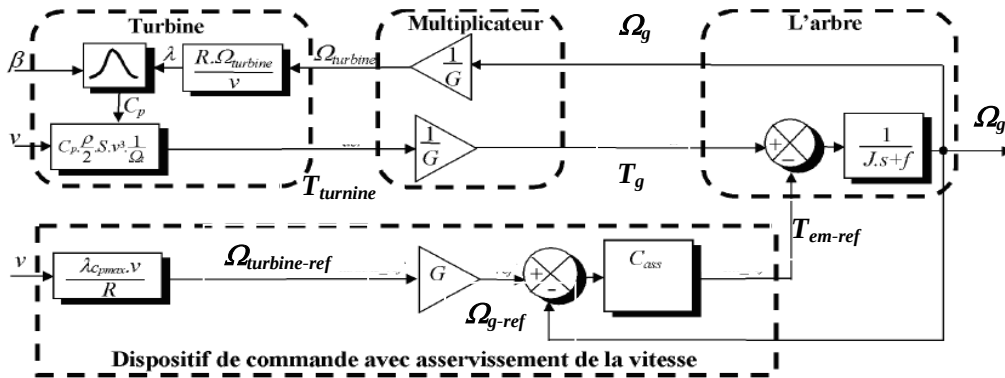


Figure I-18 : Schéma bloc de maximisation de puissance extraite avec asservissement de la vitesse

I.8.2 Maximisation de la puissance sans asservissement de vitesse :

En pratique, une mesure précise de la vitesse du vent est difficile à réaliser. Ceci pour deux raisons :

- L'anémomètre est situé derrière le rotor de la turbine, ce qui rend la lecture de la vitesse du vent difficile.
- Le diamètre de la surface balayée par les pales étant important, une variation sensible du vent apparaît selon la hauteur où se trouve l'anémomètre. L'utilisation d'un seul anémomètre conduit donc à n'utiliser qu'une mesure locale de la vitesse du vent qui n'est donc pas suffisamment représentative de sa valeur moyenne apparaissant sur l'ensemble des pales.

Une mesure erronée de la vitesse conduit donc forcément à une dégradation de la puissance captée selon la technique d'extraction précédente. C'est pourquoi la plupart des turbines éoliennes sont contrôlées sans asservissement de vitesse [29].

Cette seconde structure de commande repose sur l'hypothèse que la vitesse du vent varie très peu en régime permanent. Dans ce cas, à partir de l'équation dynamique de la turbine, on obtient l'équation statique décrivant le régime permanent de la turbine [7, 13, 16, 24] :

$$J \cdot \frac{d\Omega_g}{dt} = T_{mec} = 0 = T_g - T_{em} - T_{vis} \quad (1.21)$$

Ceci revient à considérer le couple mécanique T_{mec} développé comme étant nul. Donc, en négligeant l'effet du couple des frottements visqueux ($T_{vis} \approx 0$), on obtient :

$$T_{em} = T_g \quad (1.22)$$

Le couple électromagnétique de réglage est déterminé à partir d'une estimation du couple éolien :

$$T_{em_ref} = \frac{T_{turbine_estimé}}{G}$$

Le couple éolien peut être déterminé à partir de la connaissance d'une estimation de la vitesse du vent et de la mesure de la vitesse mécanique en utilisant l'équation 1.13 :

$$T_{turbine_estimé} = C_p \frac{\rho \cdot S}{2} \cdot \frac{1}{\Omega_{turbine_estimé}} \cdot V_1^3$$

Une estimation de la vitesse de la turbine $\Omega_{turbine_estime}$ est calculée à partir de la mesure de la vitesse mécanique :

$$\Omega_{turbine_estime} = \frac{\Omega_g}{G}$$

La mesure de la vitesse du vent apparaissant au niveau de la turbine étant délicate, une estimation de la valeur peut être obtenue à partir de l'équation 1.7 comme suit :

$$V_{1estimé} = \frac{\Omega_{turbine_estime} \cdot R}{\lambda}$$

Le couple électromagnétique est donc donné par la relation suivante :

$$T_{em_ref} = \frac{C_p}{\lambda^3} \cdot \frac{\rho \cdot \pi \cdot R^5}{2} \cdot \frac{\Omega_g^2}{G^3} \quad (1.23)$$

Pour extraire le maximum de la puissance générée, il faut fixer le ratio de la vitesse à la valeur λ_{Cpmax} qui correspond au maximum du coefficient de puissance C_{pmax} . Le couple électromagnétique de référence doit alors être réglé à la valeur suivante :

$$T_{em_ref} = \frac{C_p}{\lambda_{Cpmax}^3} \cdot \frac{\rho \cdot \pi \cdot R^5}{2} \cdot \frac{\Omega_g^2}{G^3} \quad (1.24)$$

La représentation sous forme de schéma-blocs est montrée à la figure I-19 :

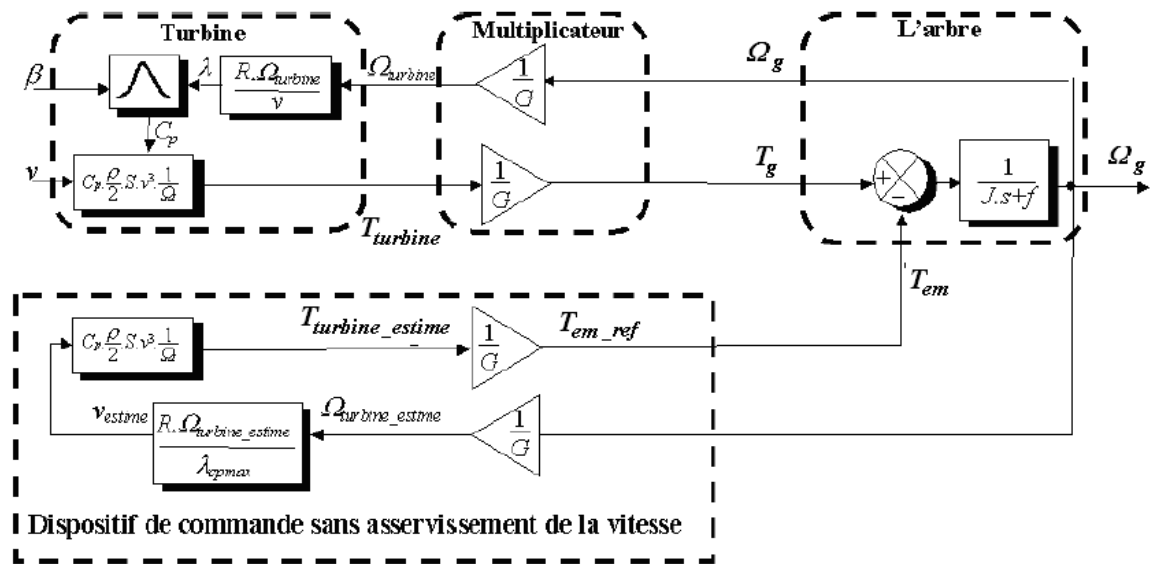


Figure I-19 : Schéma bloc de la maximisation de la puissance extraite sans asservissement de vitesse

I.9 Résultat de simulation et interprétation :

Les deux stratégies de commande qui ont été présentées, sont simulées sous l'environnement MATLAB/SIMULINK, en considérant un profil de vent variable autour de 10.8 m/s (Figure I-20). La machine est supposée déjà magnétisée.

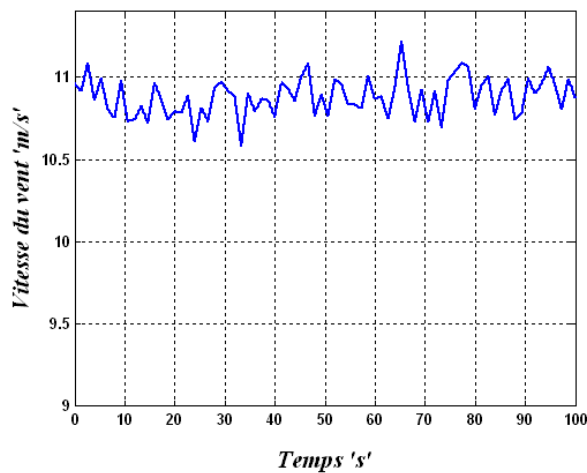


Figure I-20 : Le profil du vent utilisé

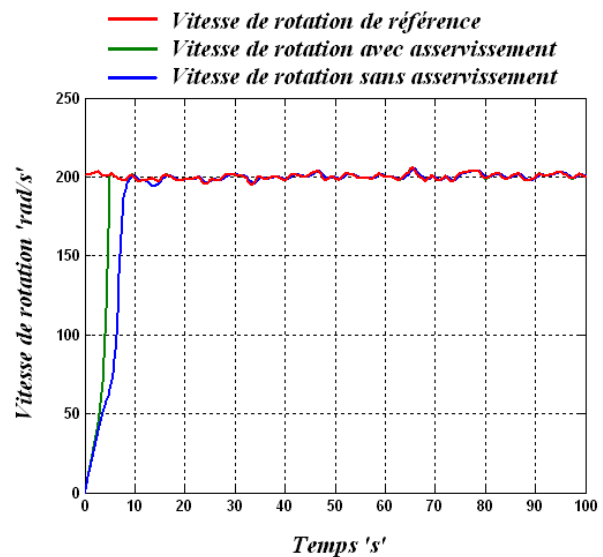


Figure I-21 : vitesse mécanique

D'après les résultats qui sont obtenu par simulation, nous constatons que la variation de la vitesse de la génératrice est adaptée à la variation de la vitesse du vent (Figure I-21) de manière à extraire le maximum de puissance. La figure I-23, montre que la régulation de la vitesse de rotation de la génératrice par la méthode dite avec asservissement de vitesse, est meilleure que celle dite sans asservissement de vitesse de point de vue temps de repense et erreur dynamique.

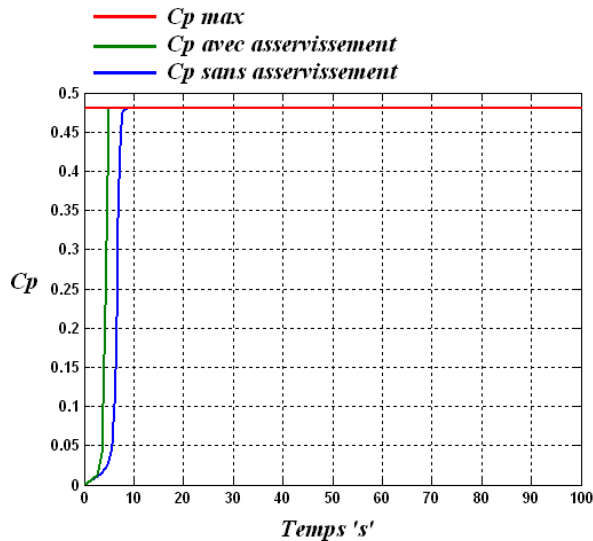


Figure I-22 : Régulation du coefficient de puissance C_p

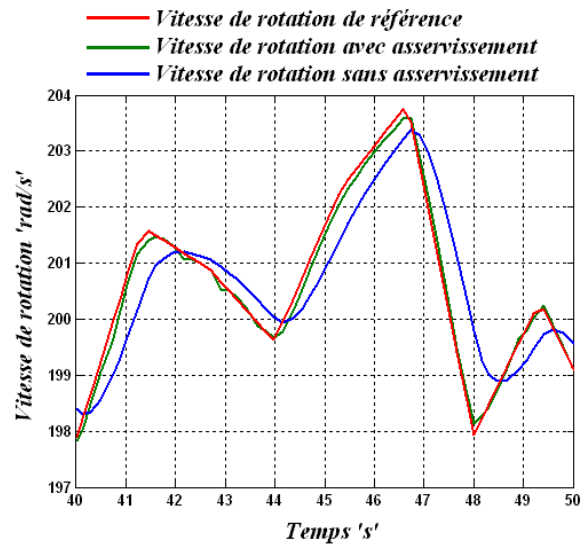


Figure I-23 : Zoom sur la figure I-21

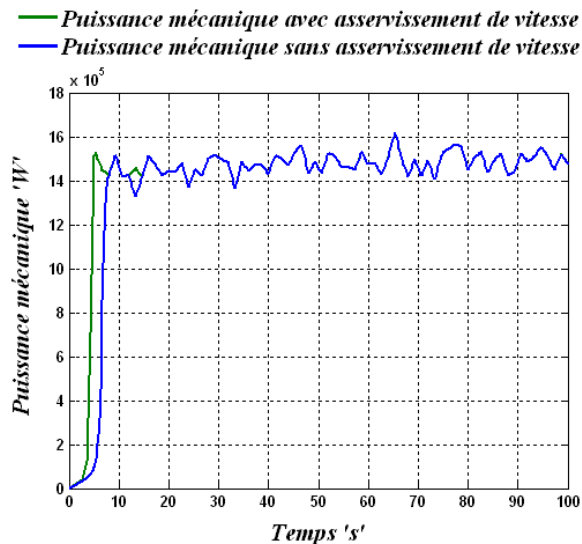


Figure I-24 : La puissance mécanique maximisée

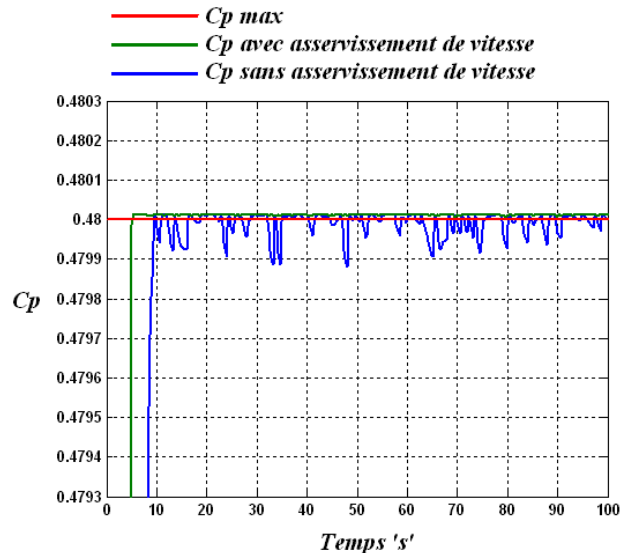


Figure I-25 : Zoom sur la figure I-22

La puissance mécanique récupérée par l'éolienne est maximisée du moment où le coefficient C_p est ajusté autour de sa valeur maximale ($C_{pmax}=0.48$) dans les deux stratégies

de commande (voir figures I-22 et I-24). Le coefficient de puissance C_P régulé par la méthode dite sans asservissement de la vitesse présente quelque fluctuation autour de sa valeur maximale, contrairement à celui régulé par la méthode dite avec asservissement de vitesse (voir figures I-25).

I.10 Conclusion :

Après avoir présenté les différentes zones de fonctionnement, nous avons travaillé sur la zone relative à la maximisation de la puissance extraite du vent. L'opération de la maximisation de la puissance, est réalisée par le contrôle du couple électromagnétique généré.

Pour ce faire, deux techniques MPPT sont présentées. Ces deux stratégies de commande permettent la maximisation de la puissance récupérée par l'éolienne. La maximisation de la puissance sans asservissement de vitesse nous permet d'éliminer le problème de mesure de la vitesse du vent dans une éolienne. Cette méthode est recommandée dans le cas où la vitesse du vent ne varie pas trop autour de sa valeur moyenne. Par contre, la maximisation de la puissance avec asservissement de vitesse est recommandée dans le cas où la vitesse du vent présente des variations importantes autour de sa valeur moyenne, car elle présente un bon suivi de la référence et un temps de réponse relativement court.

Dans le chapitre suivant, nous nous intéressons à la modélisation et à la commande de la machine asynchrone à double alimentation (MADA).

Chapitre II

Modélisation et commande de la MADA

II.1 Introduction :

Après avoir présenté la partie mécanique de la chaîne de conversion éolienne au chapitre I, nous allons étudier dans ce chapitre, la génératrice qui permet de transformer l'énergie mécanique disponible sur l'arbre de la turbine éolienne en une énergie électrique, et d'appliquer sur celle-ci, une loi de commande, qui permet de contrôler indépendamment les puissances active et réactive échangées avec le réseau.

Intégrée dans un système éolien, une génératrice asynchrone à double alimentation (GADA), permet de faire fonctionner l'éolienne sur une large plage de vitesses de vent et d'en tirer le maximum de puissance possible pour chaque vitesse de vent. Son circuit statorique est connecté directement au réseau électrique. Par contre, son circuit rotorique est relié au réseau par l'intermédiaire de convertisseurs statiques. Etant donné que la puissance rotorique transitée est faible par rapport à celle du stator, le coût des convertisseurs côté rotor s'en trouve réduit en comparaison avec une éolienne à vitesse variable connectée par son stator au réseau à travers des convertisseurs de puissance. C'est la raison principale pour laquelle on trouve cette génératrice pour la production en forte puissance [8,13].

II.2 Structure de la MADA :

La machine asynchrone à double alimentation est aussi couramment appelée machine généralisée car, sa structure permet de considérer son comportement physique de façon analogue à celui d'une machine synchrone, à la différence près que le rotor n'est plus une roue polaire alimentée en courant continu ou un aimant permanent, mais il est constitué d'un bobinage triphasé alimenté en alternatif. La Figure II-1 représente les enroulements rotoriques d'une machine asynchrone à double alimentation montés en étoile. Les trois phases sont reliées à un système de contacts glissants qui permettent l'accès aux courants et tensions du rotor [14,15].

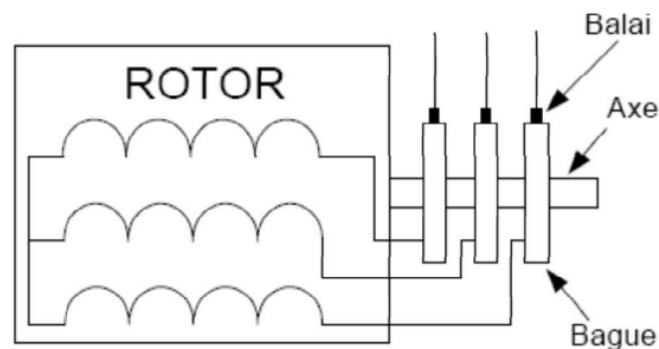


Figure II-1 : enroulement rotorique d'une MADA

II.3 Modes de fonctionnement de la MADA :

Comme toute autre machine, la MADA fonctionne en moteur ou en générateur, mais la différence est que le mode de fonctionnement en moteur ou en générateur n'est plus imposé par la vitesse de rotation [15,25,30]. En effet, on sait qu'une machine à cage doit tourner en dessous de sa vitesse de synchronisme pour être en moteur et au-dessus pour être en générateur. Par contre, dans le cas de la MADA, c'est la commande des tensions rotorique qui permettent de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en hyper-synchronisme ou en hypo-synchronisme aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur [31,14]

➤ Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone :

Le fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone est réalisé lorsque la vitesse du rotor $\Omega_g < \Omega_s$ la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement transite par le rotor pour être réinjectée au réseau. La machine asynchrone à cage classique peut fonctionner ainsi, mais la puissance de glissement est alors dissipée par effet joule dans le rotor. La figure II-2 montre l'écoulement de puissance relative à ce mode de fonctionnement.

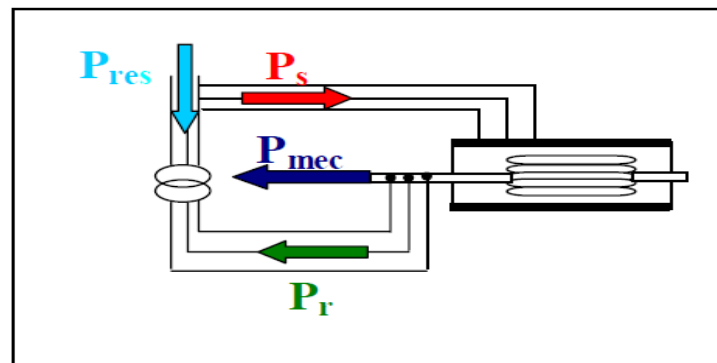
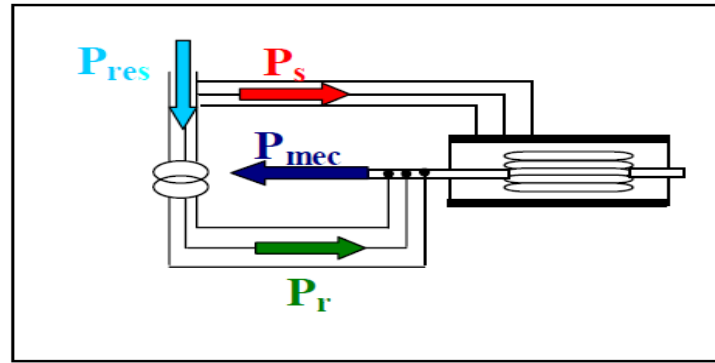


Figure II-2 : fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone

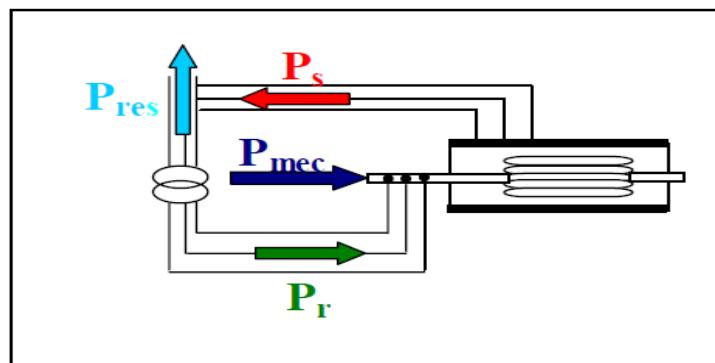
➤ Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone :

Le fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone est réalisé lorsque la vitesse du rotor $\Omega_g > \Omega_s$ et que les puissances statorique et de glissement sont fournies par le réseau. La machine à cage classique ne peut pas avoir ce mode de fonctionnement. La figure II-3 montre l'écoulement de puissance relative à ce mode de fonctionnement.

Figure II-3 : *fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone*

➤ **Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone :**

Le fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone est réalisé lorsque la vitesse du rotor $\Omega_g < \Omega_s$ la puissance est fournie au réseau par le stator et la puissance de glissement est fournie par le réseau. La machine asynchrone à cage classique ne peut pas avoir ce mode de fonctionnement. La figure II-4 montre l'écoulement de puissance relative à ce mode de fonctionnement.

Figure II-4 : *fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone*

➤ **Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone :**

Le fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone est réalisé lorsque la vitesse du rotor $\Omega_g > \Omega_s$ et que la puissance est fournie par le stator au réseau et la puissance de glissement est récupérée via le rotor pour être réinjectée au réseau. La machine asynchrone à cage classique peut avoir ce mode de fonctionnement, mais dans ce cas la puissance de

glissement est dissipée par effet joule dans le rotor. La figure II-5 montre l'écoulement de puissance relative à ce mode de fonctionnement.

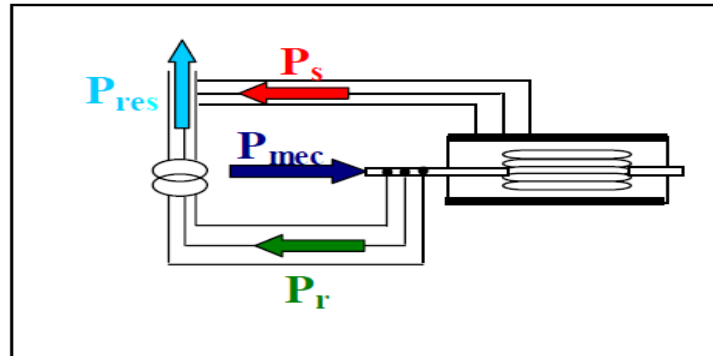


Figure II-5 : *fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone.*

II.4 Avantages et inconvénients de la MADA :

Comme toutes autres machines, la MADA présente quelques avantages et inconvénients qui sont liés à plusieurs facteurs, sa structure, sa stratégie de commande et ses applications.

II.4.1 Avantages de la MADA :

Comme avantages de la MADA, on peut citer :

- Du moment que le rotor est accessible, cela nous offre l'occasion d'avoir plusieurs degrés de liberté pour bien contrôler le transfert des puissances et améliorer le facteur de puissance avec toutes les possibilités de récupération ou l'injection d'énergie dans les enroulements de la machine [32].
- La MADA nous offre aussi une large plage de variation de la vitesse autour de la vitesse de synchronisme, cela améliore sans doute l'optimisation de l'énergie récupérée. De plus, l'application de la commande vectorielle associée à une technique de commande moderne permet d'obtenir un couple nominal sur une grande plage de vitesse [33,34].
- L'opportunité de faire varier la vitesse de la MADA par action sur la fréquence d'alimentation des enroulements rotoriques, permet de réduire la taille des convertisseurs d'environ 70 %, ce qui donne un avantage économique par rapport à la machine asynchrone à cage [33].

- En fonctionnement générateur, l'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de vitesse [33].

II.4.2 Inconvénients de la MADA :

Puisque la MADA est une machine asynchrone, cela veut dire que sa structure est non linéaire et par conséquent sa commande est relativement complexe. En plus de ça, on peut citer les inconvénients suivants :

- Dans certain cas, nous utilisons un nombre de convertisseurs (deux redresseurs et deux onduleurs ou un redresseur et deux onduleurs) plus importants que la machine à cage (un redresseur et un onduleur) [34].

- Un autre inconvénient apparaît lors de l'étude de cette machine, c'est celui de la stabilité notamment en boucle ouverte. En effet, dans le cas de la machine asynchrone conventionnelle celle-ci est garantie par la relation fondamentale de l'autopilotage réalisant l'asservissement de la vitesse par la fréquence du stator. Par conséquent, les deux forces magnétomotrices du stator et du rotor deviennent synchronisées. Mais dans le cas de la machine asynchrone à double alimentation, la rotation des forces magnétomotrices devient fonction des fréquences imposées par les deux sources d'alimentation externes. De ce fait, une certaine synchronisation entre elles est exigée afin de garantir une stabilité à la machine [35].

II.5 Modélisation de la MADA :

-Hypothèses simplificatrices :

Pour notre étude, nous considérons les hypothèses suivantes [7, 14, 36]:

- Le circuit magnétique n'est pas saturé, ce qui permet d'exprimer les flux comme fonctions linéaires des courants.
- Les pertes (par hystérésis et courant de Foucault) sont négligées.
- Les forces magnétomotrices créées par chacune des phases des deux armatures sont à répartition sinusoïdales d'où résulte du fait que l'entrefer est constant, et que les inductances mutuelles entre deux enroulements varient sinusoïdalement en fonction de l'angle entre leurs axes magnétiques.

- Les résistances ne varient pas avec la température et l'effet de peau négligé. De ce fait, tous les coefficients d'inductance propre sont constants et les coefficients d'inductance mutuelle ne dépendent que de la position des enroulements.

La modélisation de la machine (MADA) sera faite dans un référentiel biphasé lié au champ tournant, ce qui permet d'aboutir à un modèle mathématique plus simple et adapté au réglage découplé des puissances active et réactive au niveau du stator.

-Modèle de la MADA dans le repère triphasé :

La machine asynchrone à double alimentation comporte trois bobines statoriques (S_a , S_b , S_c) décalées entre elles par un angle de 120° , et aussi trois bobines rotoriques (R_a , R_b , R_c), disposées de la même façon que celles du stator (figure II-6).

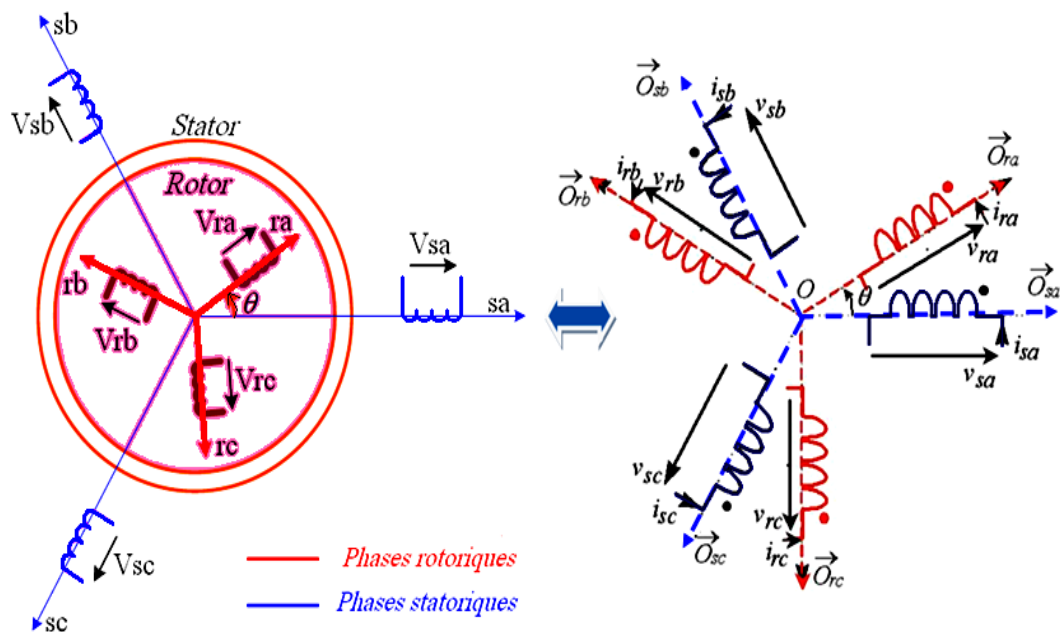


Figure II-6 : représentation de la MADA.

-Equations électriques de la MADA :

Les équations électriques au niveau du stator et du rotor sont données par le système suivant [26, 37] :

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d\Phi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d\Phi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d\Phi_{sc}}{dt} \end{cases} \quad \begin{cases} V_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d\Phi_{ra}}{dt} \\ V_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d\Phi_{rb}}{dt} \\ V_{rc} = R_r i_{rc} + \frac{d\Phi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (2.1)$$

-Equations magnétiques :

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

$$\begin{bmatrix} \Phi_s \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [l_s] & [M_{sr}] \\ [M_{sr}] & [l_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix}$$

Avec :

$$[\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} ; [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} ; [i_s] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} ; [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

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

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

Cette dernière matrice est nommée inductance mutuelle entre le rotor et le stator, avec « θ » est l'écart angulaire entre les axes du stator et du rotor.

-Equation mécanique :

L'équation mécanique qui détermine la dynamique de la machine est donnée par :

$$T_{em} - T_r - f_r \Omega_g = J \frac{d\Omega_g}{dt} \quad (2.3)$$

-Matrice de Park

La matrice de Park est une matrice qui assure le passage d'un repère triphasé (a,b,c) vers un repère orthonormé (d,q,o) qui tourne à la vitesse $d\Psi/dt$. Cette dernière sera appliquée aux courants, tensions, et le flux [14,15].

La matrice de Park est définie comme suit:

$$[P(\Psi)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\Psi) & \cos(\Psi - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\Psi + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\Psi) & -\sin(\Psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\Psi + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

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

D'autre part :

$$[P(\Psi)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\Psi) & -\sin(\Psi) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\Psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\Psi - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\Psi + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\Psi + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

-Modèle de la machine dans le référentiel (d,q,o) :

L'application de la transformation de Park sur le système d'équations (2.1) permet décrire :

$$[P(\Psi)]^{-1} [V_{dqo}] = [R][P(\Psi)]^{-1} [i_{dqo}] + \frac{d}{dt} [P(\Psi)]^{-1} [\Phi_{dqo}] \quad (2.6)$$

$$[V_{dqo}] = [R][i_{dqo}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{dqo}] + [P] \frac{d}{dt} [P(\Psi)]^{-1} [\Phi_{dqo}] \quad (2.7)$$

Avec :

$$[P(\Psi)] \frac{d}{dt} [P(\Psi)]^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \left[\frac{d\Psi}{dt} \right] \quad (2.8)$$

Tel que :

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

$\Psi = \theta_s - \theta$: Pour les grandeurs rotoriques.

En remplaçant la relation (2.8) dans (2.7) on obtient le modèle biphasé suivant :

$$\begin{cases} V_d = Ri_d + \frac{d\Phi_d}{dt} - \frac{d\Psi}{dt} \Phi_q \\ V_q = Ri_q + \frac{d\Phi_q}{dt} + \frac{d\Psi}{dt} \Phi_d \\ V_0 = Ri_0 + \frac{d\Phi_0}{dt} \end{cases} \quad (2.9)$$

Pour les grandeurs statoriques on a : $R=R_s$, $\Phi_d=\Phi_{ds}$, $\Phi_q=\Phi_{qs}$, $V_d=V_{ds}$, $V_q=V_{qs}$ et $\Psi=\theta_s$

Pour les grandeurs rotoriques on a : $R=R_r$, $\Phi_d=\Phi_{dr}$, $\Phi_q=\Phi_{qr}$, $V_d=V_{dr}$, $V_q=V_{qr}$, et $\Psi=\theta_r=(\theta_s - \theta)$.

La composante homopolaire étant considérée nulle, le système (2.9) peut s'écrire sous la forme :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \cdot \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \cdot \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \cdot \Phi_{dr} \end{array} \right. \quad (2.10)$$

-Transformation de PARK du flux :

L'application de la transformation de Park sur les flux statorique et rotorique donne :

$$\left\{ \begin{array}{l} [\Phi_{dqos}] = [P(\theta_s)] \cdot [\Phi_s] \\ [\Phi_{dqor}] = [P(\theta_r)] \cdot [\Phi_r] \end{array} \right. \quad (2.11)$$

Au stator :

$$\left\{ \begin{array}{l} [\Phi_{dqos}] = [P(\theta_s)] \cdot [l_s] \cdot [i_s] + [M_{sr}] \cdot [i_r] \\ [\Phi_{dqos}] = [P(\theta_s)] \cdot [l_s] \cdot [P(\theta_s)]^{-1} [i_{dqor}] + [P(\theta_s)] \cdot [M_{sr}] \cdot [P(\theta_s)]^{-1} [i_{dqor}] \end{array} \right. \quad (2.12)$$

Au rotor :

$$\left\{ \begin{array}{l} [\Phi_{dqos}] = [P(\theta_r)] \cdot [l_r] \cdot [i_r] + [M_{sr}] \cdot [i_s] \\ [\Phi_{dqos}] = [P(\theta_r)] \cdot [l_r] \cdot [P(\theta_r)]^{-1} [i_{dqor}] + [P(\theta_r)] \cdot [M_{sr}] \cdot [P(\theta_r)]^{-1} [i_{dqos}] \end{array} \right. \quad (2.13)$$

Les systèmes d'équations (2.12) et (2.13) s'écrivent sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \\ \Phi_{os} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 & 3/2 M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 & 0 & 3/2 M_{sr} & 0 \\ 0 & 0 & l_s + 2M_s & 0 & 0 & 0 \\ 3/2 M_{sr} & 0 & 0 & l_r - M_r & 0 & 0 \\ 0 & 3/2 M_{sr} & 0 & 0 & l_r - M_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_r + 2M_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{os} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

On note :

$$L_s = l_s - M_s; L_r = l_r - M_r$$

$$L_{os} = L_s + 2M_s; L_{or} = L_r + 2M_r$$

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

Si on ne tient pas compte de la composante homopolaire du système (2.14) on obtient :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

En combinant les deux systèmes équations (2.10) et (2.15) on abouti à :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s s & -\omega_s L_s & Ms & -\omega_s M \\ \omega_s L_s & R_s + L_s s & \omega_s M & Ms \\ Ms & -\omega_s M & R_r + L_r s & -\omega_r L_r \\ \omega_r L_r & Ms & \omega_r L_r & R_r + L_r s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Où « s » est l'opérateur de LAPLACE

-Expression du couple :

La puissance active au niveau du stator est donnée par la formule suivante [26] :

$$P_{abc} = V_{ds} \cdot i_{ds} + V_{qs} \cdot i_{qs}$$

On remplace les tensions par leurs valeurs on obtient :

$$\begin{cases} P_{abc} = R_s i_{ds}^2 + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} i_{ds} - \omega_s \Phi_{qs} i_{ds} + R_s i_{qs}^2 + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} i_{qs} + \omega_s \Phi_{ds} i_{qs} \\ P_{abc} = R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + \left(\frac{d\Phi_{ds}}{dt} i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} i_{qs} \right) + \omega_s (\Phi_{ds} i_{qs} - \Phi_{qs} i_{ds}) \\ P_{abc} = P_j + P_r + P_{el} \end{cases} \quad (2.17)$$

Avec :

$$\begin{cases} P_j = R_s(i_{ds}^2 + i_{qs}^2) \\ P_r = \left(\frac{d\Phi_{ds}}{dt} i_{ds} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} i_{qs} \right) \\ P_{el} = \omega_s (\Phi_{ds} i_{qs} - \Phi_{qs} i_{ds}) \end{cases} \quad (2.18)$$

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

$$P_{el} = \Omega_s T_{em} = \omega_s (\Phi_{ds} i_{qs} - \Phi_{qs} i_{ds}) \quad (2.19)$$

On peut déduire alors l'expression du couple électromagnétique :

$$T_{em} = p.(\Phi_{ds} i_{qs} - \Phi_{qs} i_{ds}) \quad (2.20)$$

-Représentation d'état du modèle de la machine :

La représentation d'état d'un système donné dépend du repère dont les équations du système sont exprimées et le choix des variables d'état [38] . Pour notre étude, nous avons choisi le vecteur d'état : $(i_{ds}, i_{qs}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr})$.

Pour pouvoir mettre le modèle de la machine sous forme d'équation d'état, nous devons modifier les équations d'état (2.10) en utilisant (2.15) pour les exprimer en fonction des variables du vecteur d'état $X=(i_{ds}, i_{qs}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr})$. Après simplification et réarrangement, nous obtenons le modèle :

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = -\lambda i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{k_s}{T_r} \phi_{dr} + k_s \omega \phi_{qr} + \frac{1}{L_s \sigma} V_{ds} - k_s V_{dr} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -\omega_s i_{ds} - \lambda i_{qs} - k_s \omega \phi_{dr} + \frac{k_s}{T_r} \phi_{qr} + \frac{1}{L_s \sigma} V_{qs} - k_s V_{qr} \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \phi_{dr} + (\omega_s - \omega) \phi_{qr} + V_{dr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{qs} - (\omega_s - \omega) \phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \phi_{qr} + V_{qr} \end{cases} \quad (2.21)$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} ; \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} ; k_s = \frac{M}{\sigma L_s L_r} ; \lambda = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r M^2}{\sigma L_s L_r^2}$$

En plus, nous avons l'équation d'état de la vitesse de rotation Ω_g donnée par la loi fondamentale de la mécanique :

$$\frac{d\Omega_g}{dt} = \frac{1}{J}(T_{em} - T_r) - \frac{f_r}{J}\Omega_g \quad (2.22)$$

II.6 Résultats de simulation et interprétation :

Afin de voir le comportement de la MADA en régimes transitoire et établi, nous avons simulé son modèle d'état dans un environnement MATLAB/SIMULINK. La machine utilisée est d'une puissance de 1.5 MW, et ses paramètres électrique et mécanique sont donnés en annexe.

Les réponses en boucle ouverte de la machine asynchrone suite à des variations de la charge mécanique sont données par les figures : II-7, II-8 et II-9.

On remarque que le démarrage à vide et sous tension nominale, permet un établissement rapide du régime permanent des différentes grandeurs électrique et mécanique de la MADA, après un court régime transitoire.

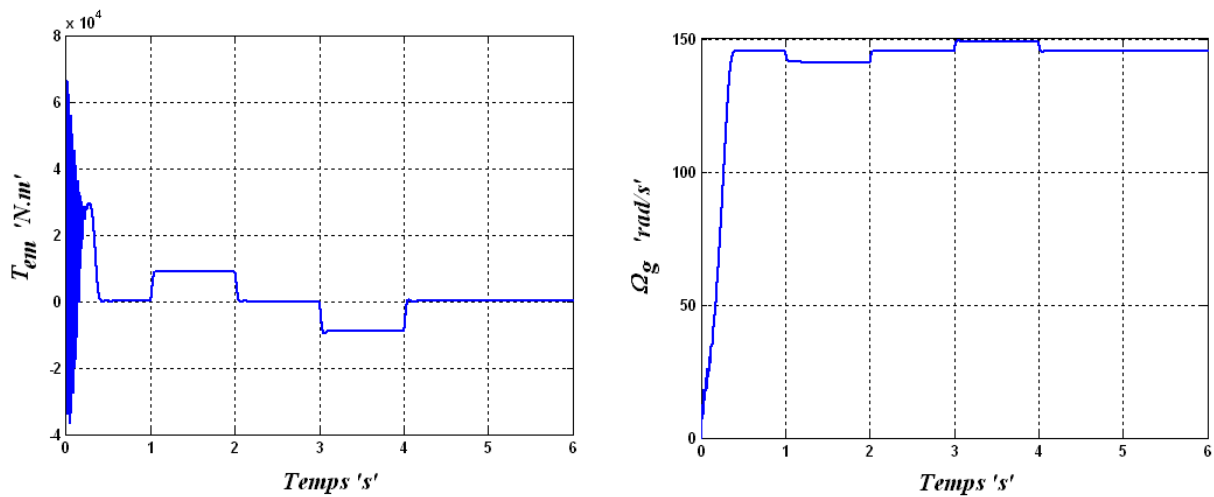


Figure II-7 : Résultats de simulation du couple électromagnétique et de la vitesse de la machine

Lorsque la charge est appliquée dans l'intervalle $t = [1s \ 2s]$, le couple électromagnétique répond instantanément pour compenser le couple résistant imposé par la charge ($T_r=9000$ N.m), et la vitesse diminue. Ainsi, la variation du flux magnétique rotorique qui accompagne celle du couple électromagnétique confirme l'existence d'un couplage

naturel entre le flux et le couple électromagnétique. Le mode de fonctionnement présenté dans l'intervalle $t = [1s \ 2s]$, est le mode moteur hypo-synchrone, puisque la puissance mécanique : $T_{em} \times \Omega_g$ est positive et la vitesse de rotation Ω_g est en dessous de la vitesse de synchronisme.

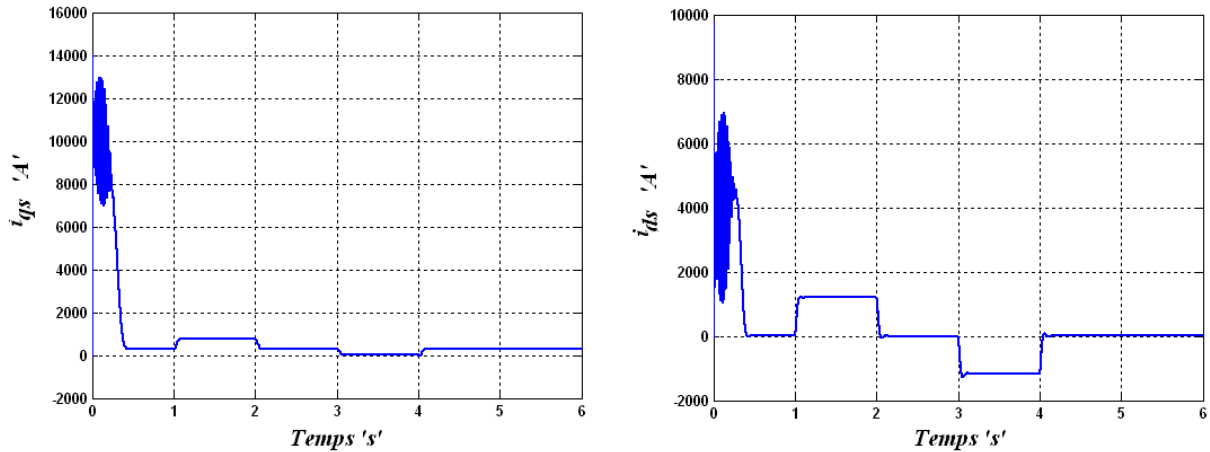


Figure II-8 : Résultats de simulation des courants statoriques (i_{ds} , i_{qs})

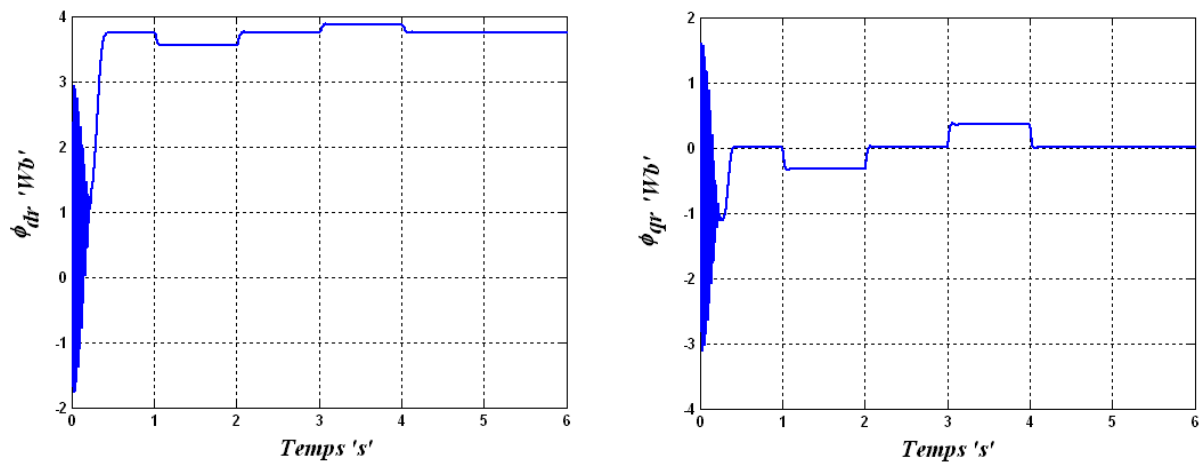


Figure II-9: Résultats de simulation des flux rotoriques (Φ_{dr} , Φ_{qr}).

Dans l'intervalle $t = [3s \ 4s]$, la machine est entraînée par un couple moteur ($T_r = -9000$ Nm), cette dernière développe un couple électromagnétique de signe négatif tout en maintenant une vitesse de rotation positive au-dessous de la vitesse de synchronisme. La puissance mécanique est donc négative cela signifie qu'elle est absorbée par la machine et convertie en une puissance électrique. C'est le fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone.

Les autres modes de fonctionnement de la MADA peuvent être obtenues en agissant sur la tension d'alimentation rotorique selon une loi de commande appropriée.

II.7 Commande vectorielle de la MADA :

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à rendre le comportement de la machine asynchrone similaire à celui de la machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre le couple et le flux. Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple, une grande plage de commande de vitesse et une haute efficacité pour une grande plage de charge en régime permanent [39].

II.7.1 Modèle de la MADA avec orientation du flux statorique :

Un contrôle indépendant des puissances active et réactive nous permet de contrôler facilement la production d'électricité de l'éolienne, pour cela on va établir les différentes équations qui lient les valeurs des tensions rotoriques, générées par un onduleur de tension, aux puissances active et réactive statoriques [40].

On prenant le modèle de la MADA dans le référentiel (d,q,o) , et en orientant le flux statorique de telle façon que la composante directe coïncide avec l'axe d et la composante quadrature s'annule :

$$\Phi_{ds} = \Phi_s \text{ et } \Phi_{qs} = 0 \quad (2.23)$$

Les équations des flux et des tensions deviennent :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} = \Phi_s \\ \Phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} = 0 \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (2.24)$$

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_s}{dt} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \cdot \Phi_s \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \cdot \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \cdot \Phi_{dr} \end{cases}$$

En pratique, et lorsqu'il s'agit des machines de fortes puissances, la résistance R_s peut être négligée. De ce fait, les équations des tensions statoriques de la machine se réduisent à :

$$\begin{cases} V_{ds} \approx \frac{d\Phi_s}{dt} \\ V_{qs} \approx \omega_s \cdot \Phi_s \end{cases} \quad (2.25)$$

Si on a affaire à un réseau électrique stable, ayant une tension simple V_s , cela conduit à un flux statorique Φ_s constant. Les équations (2.25) deviennent :

$$\begin{cases} V_{ds} = 0 \\ V_{qs} = \omega_s \cdot \Phi_s = V_s \end{cases} \quad (2.26)$$

En utilisant les équations du système (2.24), on peut établir le lien entre les courants statoriques et rotoriques comme suit :

$$\begin{cases} i_{ds} = -\frac{M}{L_s} i_{dr} + \frac{\Phi_s}{L_s} \\ i_{qs} = -\frac{M}{L_s} i_{qr} \end{cases} \quad (2.27)$$

Les puissances active et réactive statorique sont données par :

$$\begin{cases} P_s = V_{ds} i_{ds} + V_{qs} i_{qs} \\ Q_s = V_{qs} i_{ds} - V_{ds} i_{qs} \end{cases} \quad (2.28)$$

Où encore, d'après (2.26) :

$$\begin{cases} P_s = V_s i_{qs} \\ Q_s = V_s i_{ds} \end{cases} \quad (2.29)$$

On combinant les équations (2.27) et (2.29), on peut exprimer les puissances active et réactive en fonction des courants rotoriques :

$$\begin{cases} P_s = -V_s \frac{M}{L_s} i_{qr} \\ Q_s = -V_s \frac{M}{L_s} i_{dr} + \frac{V_s^2}{L_s \omega_s} \end{cases} \quad (2.30)$$

Les équations (2.30) montrent que la puissance active P_s est directement proportionnelle au courant rotorique en quadrature i_{qr} et de même, la puissance réactive Q_s est proportionnelle au courant rotorique direct i_{dr} , à une constante pré.

Pour pouvoir contrôler la machine, il faut exprimer les flux rotoriques en fonction des courants rotoriques, tout en remplaçant les courants statoriques par leurs expressions :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_{dr} + \frac{M V_s}{L_s \omega_s} \\ \Phi_{qr} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_{qr} \end{cases} \quad (2.31)$$

En remplaçant les flux rotoriques Φ_{dr} et Φ_{qr} par leurs expressions dans les équations des tensions rotoriques données par (2.24) on obtient :

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r i_{dr} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{di_{dr}}{dt} - g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_{qr} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{di_{qr}}{dt} + g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_{dr} + g \frac{M V_s}{L_s} \end{cases} \quad (2.32)$$

En utilisant les équations (2.30), on peut établir le schéma bloc de la MADA avec orientation du flux statorique qui va être réglée par la suite (Figure II-10).

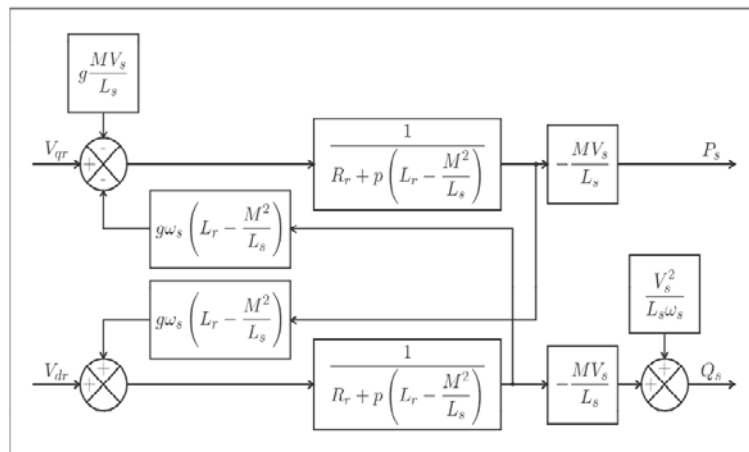


Figure II-10 : Schéma bloc de la MADA avec orientation du flux statorique

II.7.2 Régulation du model de la MADA avec orientation du flux statorique :

Concèderont le schéma bloc de la MADA illustré par la figure II-10, ce dernier peut être régulé par deux méthodes directe et indirecte [41].

a) La méthode directe : Elle consiste à négliger les termes de couplage vue la faible valeur du glissement de la machine et à mettre en place un régulateur pour chaque puissance. Cette procédure permet un contrôle indépendant des puissances tout en compensant les termes de perturbation qui sont présents dans le schéma bloc de la figure II-10. Le schéma de la commande *directe* est donné dans la figure II-11.

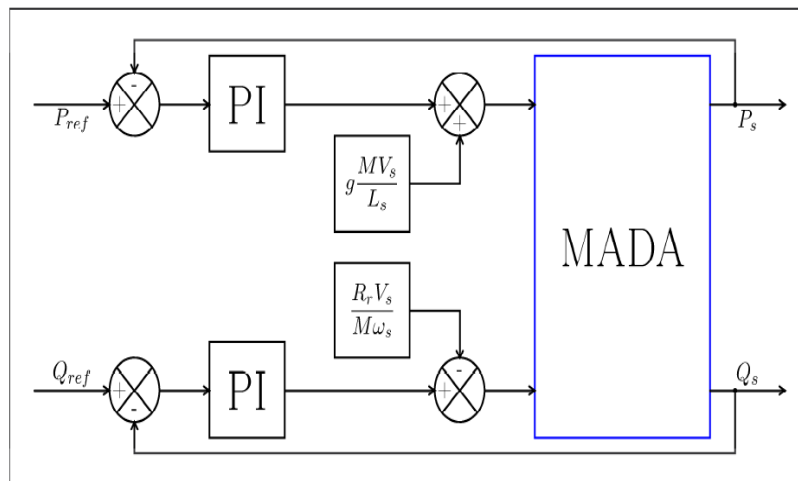


Figure II-11 : Schéma de la commande directe de la MADA.

Les tests de simulation sont effectués sur une MADA de forte puissance (1.5MW) dont les paramètres sont donnés en annexe Avec le calcul de gains des correcteurs PI. Afin d'observer le comportement de la régulation, nous avons soumis le système en question à des échelons de puissance active et réactive.

Résultats de simulation pour la méthode directe :

D'après les résultats obtenus par simulation (Figure II-12 et II-13) on peut dire que les échelons des puissances active et réactive sont bien suivis par la génératrice. Mais l'effet de couplage entre les deux axes est perceptible car, un échelon imposé à l'une des deux puissances génère une faible perturbation sur la deuxième.

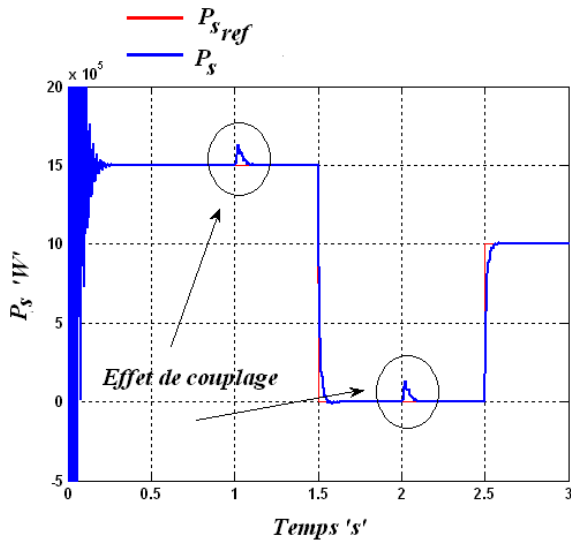


Figure II-12 : Régulation de la puissance active par la méthode directe

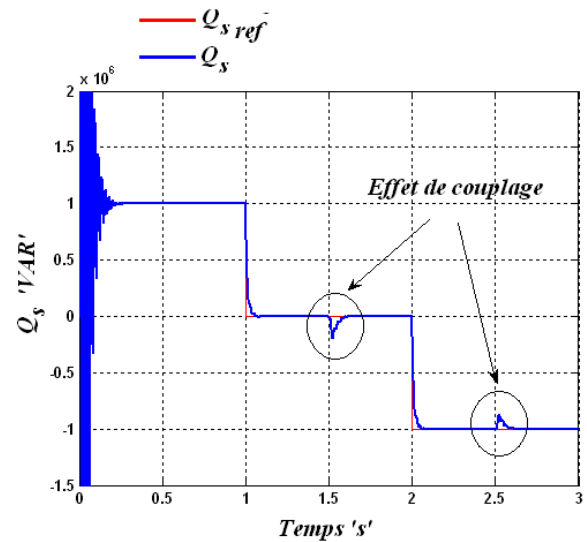


Figure II-13 : Régulation de la puissance réactive par la méthode

b) La méthode indirecte : Elle consiste à tenir compte des termes de couplage et à les compenser. Cette méthode peut être réalisée en boucle ouverte ou en boucle fermée [42] :

- **Commande indirecte en boucle ouverte :** La figure II-14, présente le principe de la régulation indirecte en boucle ouverte, qui consiste à mettre en place une boucle de régulation pour chacune des deux composantes du courant rotorique, dont les consignes sont fixées par les valeurs des puissances (active et réactive) que l'on veut imposer à la machine.

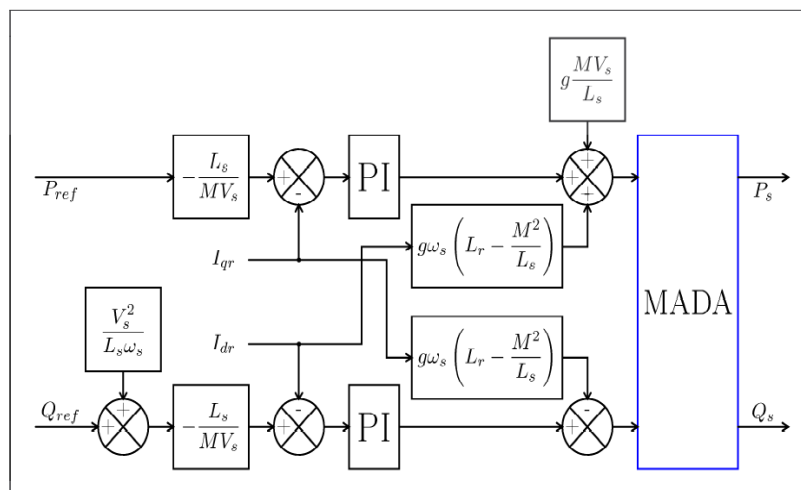


Figure II-14 : Schéma de la commande indirecte de la MADA en boucle ouverte

Résultats de simulation pour la méthode indirecte en boucle ouverte:

On remarque d'après les résultats de simulations données par les figures II-15, II-16 et II-17, que l'effet de couplage entre les deux axes a été réduit par la compensation des termes de couplage au niveau de chaque puissance.

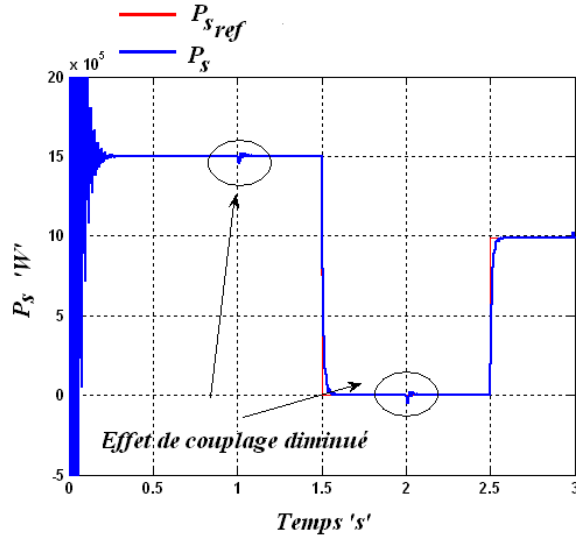


Figure II-15 : Régulation de la puissance active par la méthode indirecte en boucle ouverte

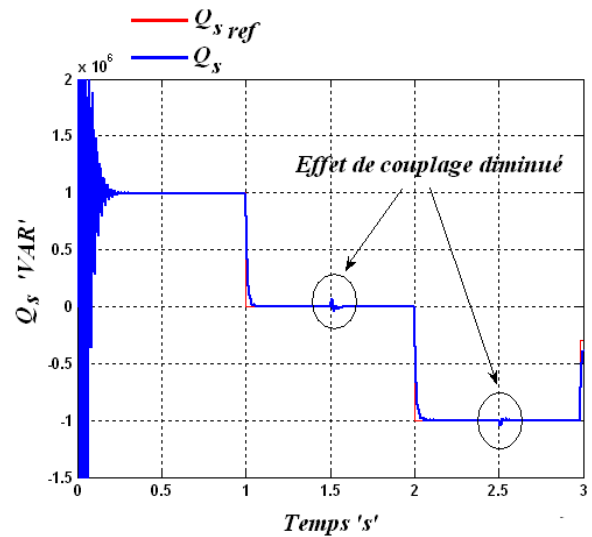


Figure II-16 : Régulation de la puissance réactive par la méthode indirecte en boucle ouverte

Par contre, des erreurs statiques sur les deux puissances ont été remarquées (figure II-17). Les erreurs sont dues au fait que dans cette méthode de régulation, les puissances active et réactive sont en boucle ouverte et que la résistance statorique a été négligée dans le modèle à flux statorique orienté de la MADA.

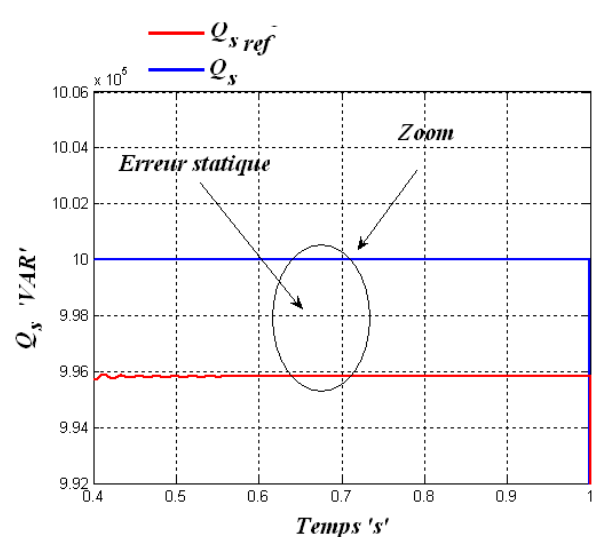
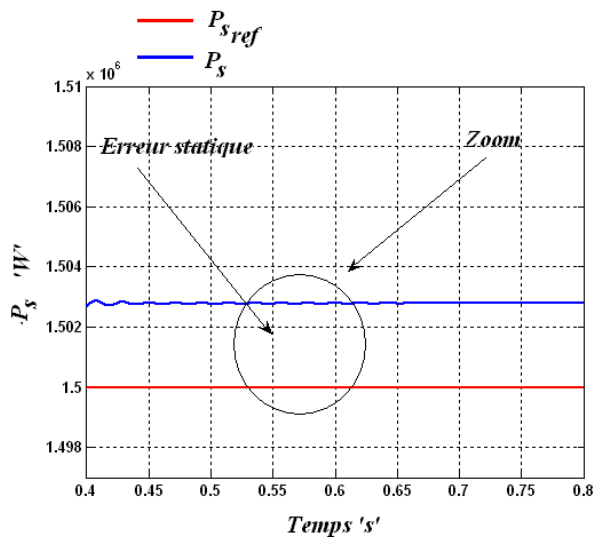


Figure II-17 : Les erreurs statiques sur les puissances active et réactive

- Commande indirecte en boucle fermée :

Afin d'améliorer la commande indirecte en boucle ouverte et garantir l'annulation de l'erreur statique au niveau de chaque puissance, on rajoute une boucle de régulation supplémentaire pour chaque puissance comme il est illustré par la figure II-18.

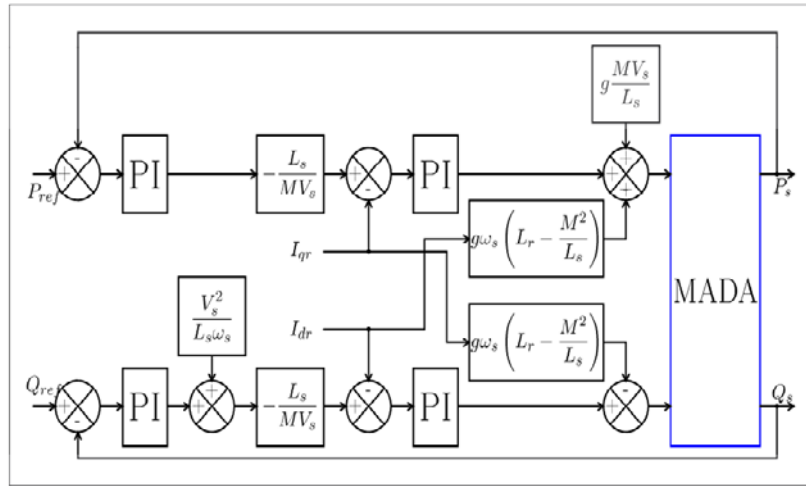


Figure II-18 : Schéma de la commande indirecte de la MADA en boucle fermée

Résultats de simulation pour la méthode indirecte en boucle fermée:

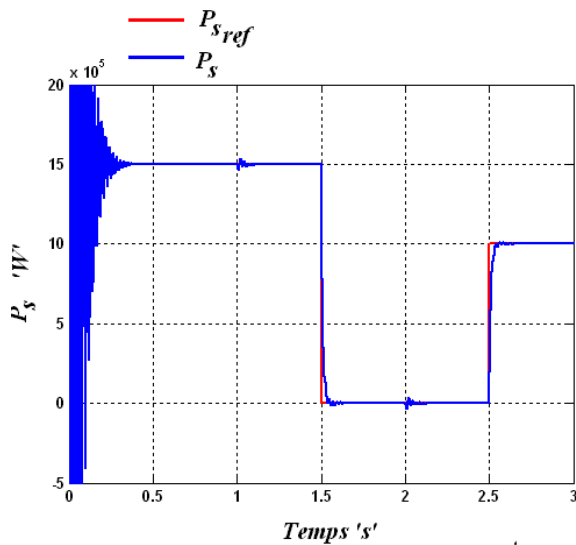


Figure II-19: Régulation de la puissance active par la méthode indirecte en boucle fermée

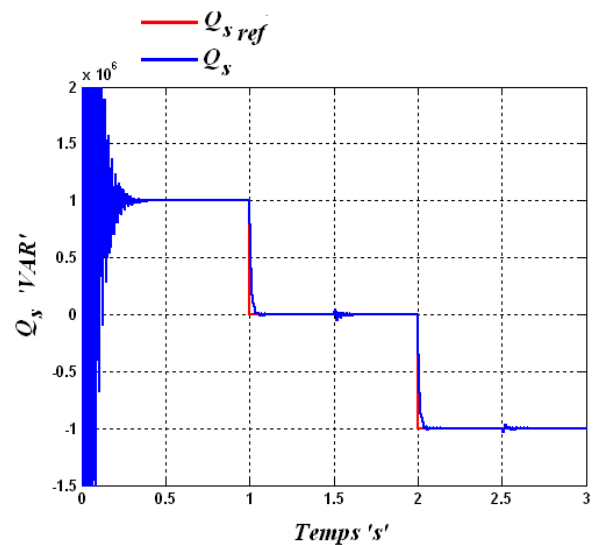


Figure II-20 : Régulation de la puissance réactive par la méthode indirecte en boucle fermée

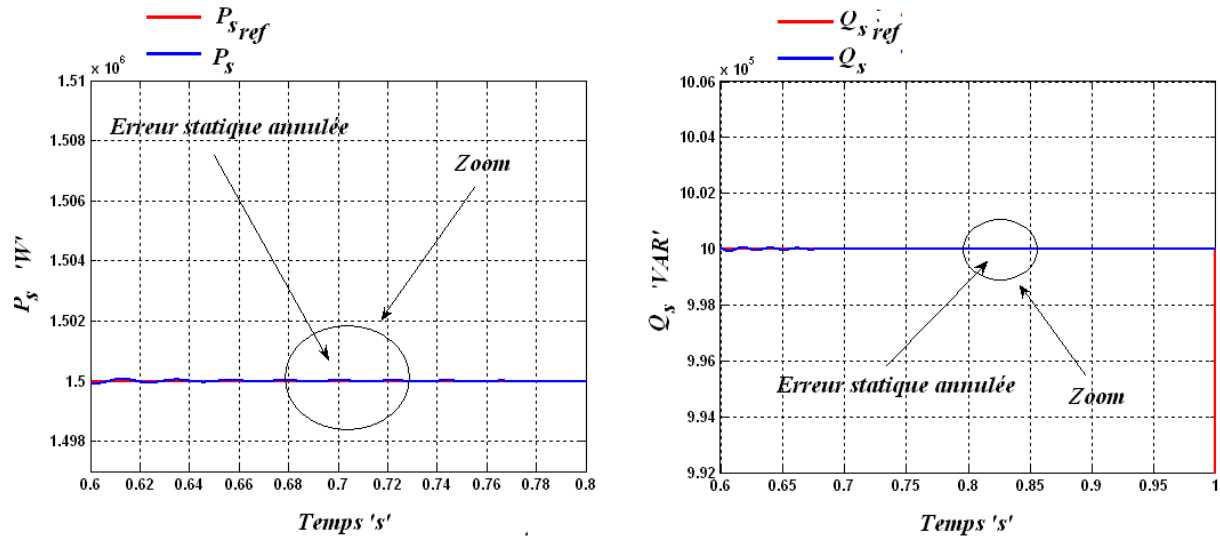


Figure II-21: Annulation des erreurs statiques sur les deux puissances active et réactive par les deux régulateurs supplémentaires

Les figures II-19, II-20 et II-21, montrent que les consignes des puissances sont correctement suivies par la génératrice et il n'y plus d'erreurs statiques sur les puissances (Figure II-21).

Ainsi, le couplage entre les deux puissances est moins perceptible. De ce fait, cette commande est plus performante que la commande directe qui présente plus de perturbation entre les deux puissances.

II.7.3 Robustesse de la régulation :

La robustesse de la régulation est un point essentiel surtout pour les systèmes à forte variation de paramètres. Il en est de même si la mesure des paramètres ne peut s'effectuer avec précision.

Dans notre cas, l'existence de deux boucles de régulation imbriquées, permet justement d'accroître la robustesse de la commande. En effet, on a vu précédemment que la commande indirecte sans bouclage des puissances, introduit des erreurs statiques au niveau de chaque puissance. Les erreurs statiques auraient été plus importantes, si l'on avait changé un paramètre de la machine ou du réseau comme L_s , M ou V_s . Alors que pour le système bouclé les perturbations sont automatiquement corrigées par le régulateur supplémentaire.

Dans le but de tester la robustesse de notre régulation, nous avons effectué des variations sur les paramètres (R_s , R_r , L_s , L_r , M) de la MADA comme suit :

- Les résistances statorique et rotorique ont été multipliés par 2.
- Les inductances (L_s , L_r et M) ont été divisées par 2.

Les résultats de simulation sont donnés par les figures II-22 et II-23.

Résultats de simulation

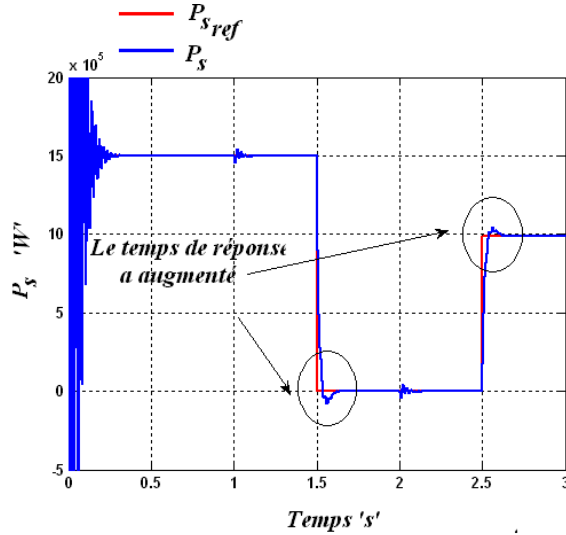


Figure II-22 : Régulation de la puissance active par la méthode indirecte avec bouclage des puissances et variation des paramètres (R_s, R_r, L_s, L_r, M) de $\pm 50\%$.

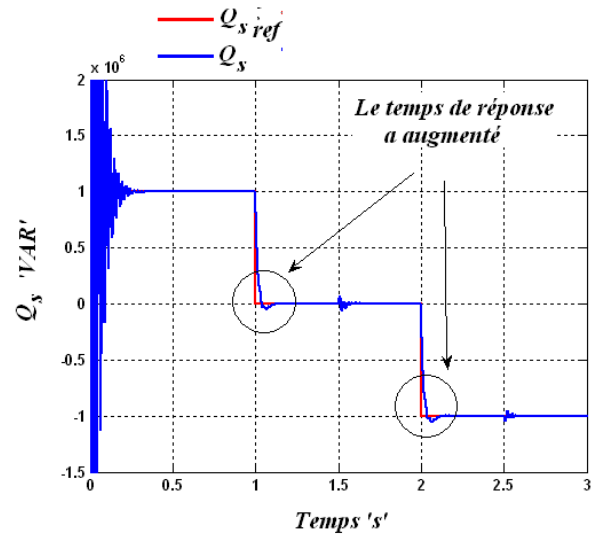


Figure II-23: Régulation de la puissance réactive par la méthode indirecte avec bouclage des puissances et variation des paramètres (R_s, R_r, L_s, L_r, M) de $\pm 50\%$.

Les figures II-22 et II-23, présentent l'évolution des puissances après une variation de paramètres de la MADA. On remarque que cette variation affecte peu le système de régulation qui reste capable de garantir le contrôle des puissances. Toutefois, nous remarquons que les temps de réponses sont très légèrement augmentés.

Du moment que la régulation des puissances est garantie malgré la variation des paramètres de la machine, la commande indirecte avec bouclage des puissances présente une robustesse suffisante.

II.7.4 Contrôle de la vitesse mécanique :

Le contrôle de la vitesse mécanique passe nécessairement par le contrôle du couple électromagnétique. Ce dernier peut être assuré par la régulation de la puissance active, en employant la méthode indirecte avec bouclage des puissances étudiée précédemment. Le couple électromagnétique est proportionnel à la puissance électromagnétique fournie ou absorbée par le stator (P_s), selon la relation suivante :

$$P_s \approx P_{el} = T_{em} \frac{\omega_s}{p} \Rightarrow T_{em} = \frac{P_s}{\frac{\omega_s}{p}} \quad (2.33)$$

Alors, contrôler le couple électromagnétique revient à contrôler la puissance statorique active (P_s) selon le schéma synoptique illustré par la figure II-24.

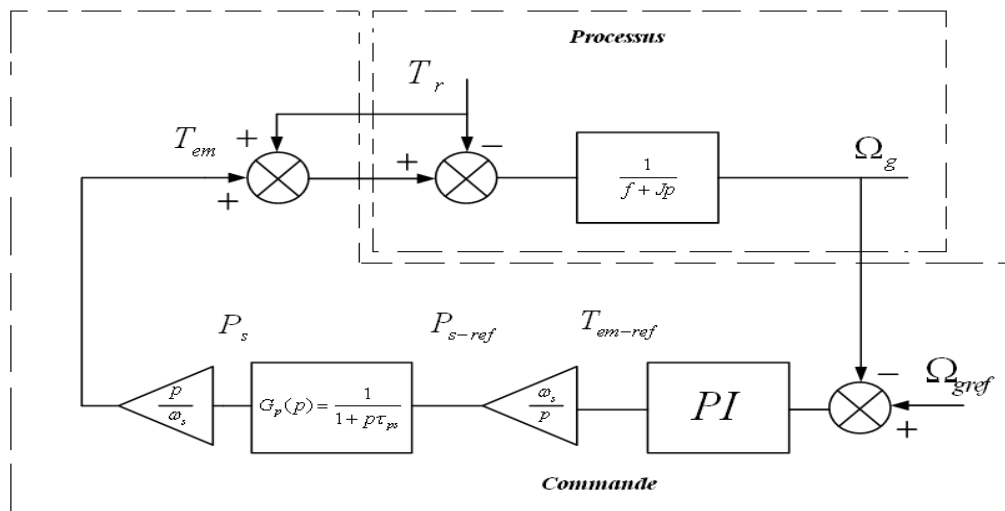


Figure II-24 : schéma de régulation de la vitesse mécanique.

Avec :

$G_p(p)$: Fonction du transfert en boucle fermée de la puissance active statorique.

τ_{ps} : La constante du temps relative à la puissance active statorique.

Le couple résistant T_r est considéré comme une perturbation à compenser. Le calcul des paramètres du régulateur PI utilisé est donné en annexe.

Résultats de simulation de la régulation de la vitesse mécanique.

Afin d'observer le comportement dynamique de la régulation, nous avons soumis notre système à des échelons de vitesse. Les résultats de la simulation sont présentés par la figure II-25.

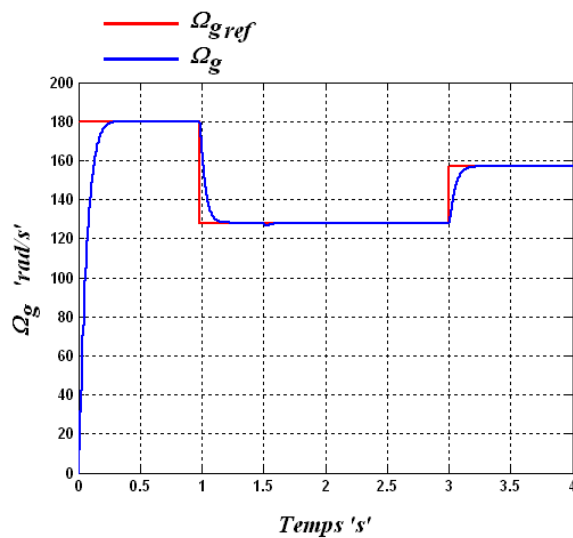
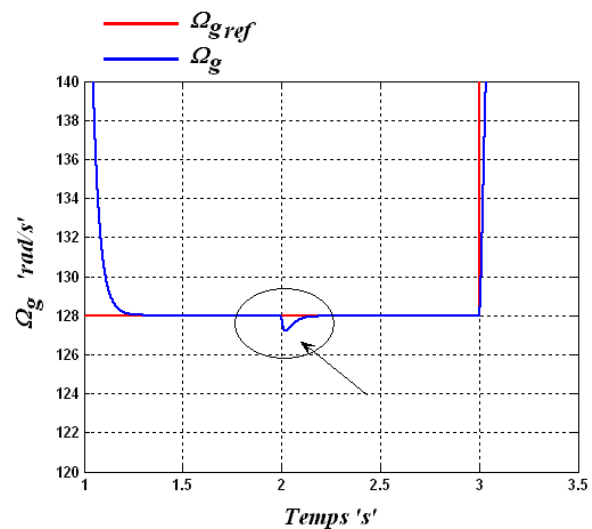


Figure II-25 : Régulation de la vitesse mécanique

Figure II-26 : Application d'un couple résistant de 5000Nm à $t=2s$.

La figure II-25, montre que le système de régulation de la vitesse mécanique, permet une bonne dynamique de notre système (MADA) qui a suivi correctement les échelons de la vitesse de référence sans dépassement.

La figure II-26, montre le comportement de notre système suite à l'application d'un couple résistant perturbateur de 5000Nm à $t=2s$, on constate que la perturbation a engendrée une faible diminution de la vitesse de rotation, mais celle-ci est rapidement régulée à sa consigne par le système de contrôle mis en place. Nous retiendrons donc cette méthode de régulation pour le reste de nos travaux.

II.8 Conclusion :

Ce chapitre nous a permis de modéliser la machine asynchrone à double alimentation (MADA) qui est utilisée pour la conversion de l'énergie éolienne. Le modèle mathématique exprimé dans le repère de Park, est bien adapté au contrôle indépendant des puissances. De même, nous avons présenté le contrôle vectoriel de la MADA, qui nous a permis de contrôler indépendamment les puissances active et réactive. Le contrôle indépendant des puissances active et réactive à été effectué par deux méthodes. La première méthode est dite directe elle consiste à mettre en place une boucle de régulation pour chaque puissance et négliger les termes de couplage vue la faible valeur du glissement. Par contre, la deuxième consiste à tenir compte des termes de couplage et à les compensés. La méthode direct est simple à réaliser et assure aussi le contrôle des puissances avec des erreurs statiques nulles, mais de point de vue protection de la machine, les courants rotorique sont en boucle ouverte ce qui peut mètre la machine en défaillance. Par contre, la méthode indirecte en boucle ouverte permet la limitation des rotoriques grâce à leurs boucles de régulation, mais les résultats de simulation ont montrés que cette méthode ne permet pas d'annuler les erreurs statiques sur les deux puissances active et réactive. La méthode indirecte en boucle fermée a été retenu pour son contrôle des courants rotoriques, son contrôle des puissances active et réactive avec des erreurs statiques nulles et sa bonne robustesse vis-à-vis de la variation des paramètres.

Enfin, nous avons présenté une structure de commande de la vitesse mécanique de la machine asynchrone à double alimentation à flux statorique orienté. Des résultats de simulation ont été présentés et montrent l'efficacité de cette structure vis-à-vis du contrôle de la vitesse en présence d'un couple perturbateur.

Le prochain chapitre sera consacré à l'étude des différentes configurations d'alimentation d'une MADA et la modélisation et commande des convertisseurs statiques utilisés dans la cascade reliant le circuit rotorique de la MADA au réseau d'alimentation.

Chapitre III

Modélisation des convertisseurs statiques

associés à la MADA

III.1 Introduction

Avant la naissance de l'électronique de puissance, les convertisseurs de tension ou de fréquence étaient quasiment inexistantes. La variation de la vitesse de la machine asynchrone se faisait alors par action sur le glissement, au moyen d'un rhéostat ou d'une association de machines, ce qui affecte le rendement du système de production. Effet, La variation de la caractéristique de la machine asynchrone par l'utilisation d'un rhéostat de glissement s'accompagne de pertes Joule considérables.

Par l'avènement de l'électronique de puissance, l'énergie disponible au rotor peut être récupérée et réinjecter dans le réseau tout en utilisant une cascade de convertisseurs statiques ainsi qu'un transformateur. Ces convertisseurs qui seront donc dimensionnés pour transiter seulement la puissance rotorique [43]. L'utilisation d'une cascade de convertisseurs statiques permet d'améliorer le rendement du système par la récupération de l'énergie rotorique disponible et offre en même temps une plage de variation importante de la vitesse.

Dans ce chapitre, notre étude sera basée sur la modélisation des convertisseurs statiques utilisés pour assurer l'échange des puissances entre la machine asynchrone(MADA) et le réseau, ainsi que l'élaboration de leurs stratégies de commande.

III.2 Quelques modes d'alimentation de la MADA :

➤ ***Machine asynchrone à double alimentation – structure de Kramer :***

Dans cette structure l'énergie de glissement est renvoyée au réseau à travers un onduleur. (Structure de Kramer, Figure III-1) [14,44].

L'ensemble redresseur-onduleur est alors dimensionné pour une fraction de la puissance nominale de la machine. Ce système est avantageux s'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 (transfert d'énergie uniquement du rotor de la machine vers le réseau) donc le système ne peut produire de l'énergie que pour des vitesses de rotation supérieures au synchronisme. Cette solution n'est plus utilisée au profit de la structure de Scherbius avec convertisseurs à IGBT.

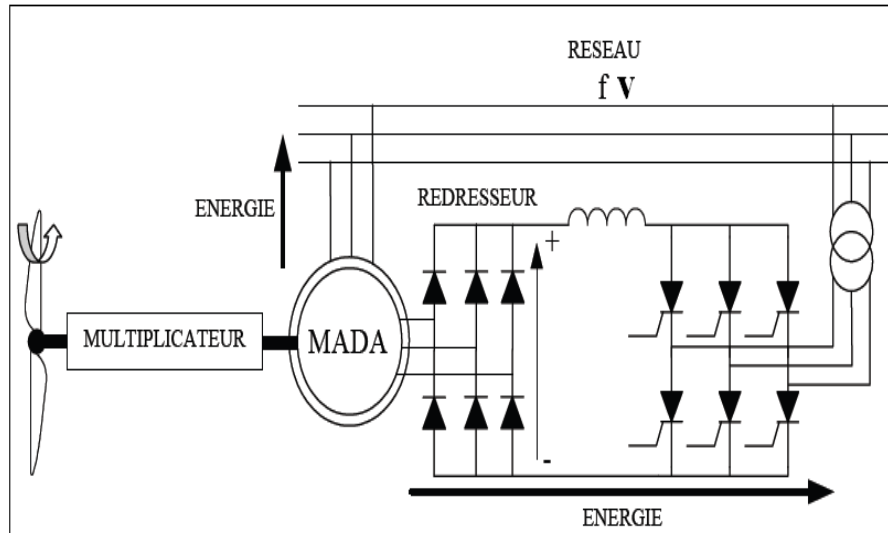


Figure III-1 : MADA Structure de Kramer

➤ **Machine asynchrone à double alimentation –structure de scherbis avec cyclo-convertisseur.**

Afin d'autoriser un flux d'énergie bidirectionnel entre le rotor et le réseau, l'association redresseur-onduleur peut être remplacée par un cyclo-convertisseur (Figure III-2), l'ensemble est alors appelé structure de Scherbius [43].

La plage de variation de vitesse est doublée par rapport à la structure de la Figure III-1. En effet si la variation du glissement doit rester inférieure à 30% pour maintenir l'efficacité du système, cette variation peut être positive (fonctionnement hypo-synchrone) ou négative (fonctionnement hyper-synchrone).

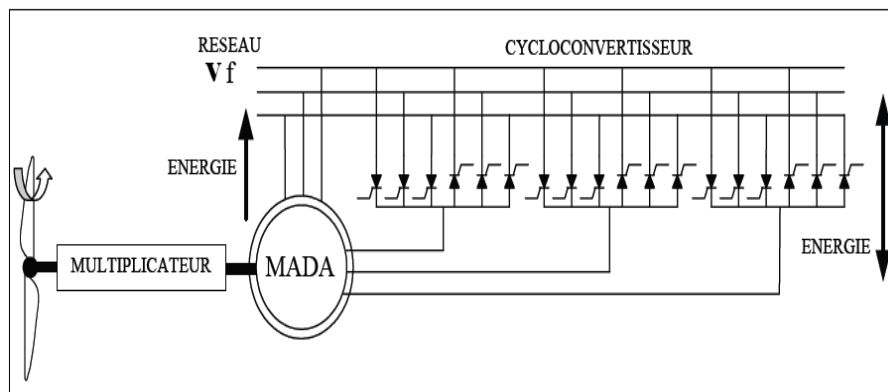


Figure III-2 : MADA Structure de scherbis avec cyclo-convertisseur.

Le principe du cyclo-convertisseur est de prendre des fractions des tensions sinusoïdales du réseau afin de reproduire une onde de fréquence inférieure. Son utilisation génère beaucoup d'harmoniques qui perturbent le réseau et nuisent au facteur de puissance du dispositif. Les progrès de l'électronique de puissance ont conduit au remplacement du cyclo-convertisseur par une structure à deux convertisseurs à IGBT commandés en MLI.

➤ **Machine asynchrone à double alimentation –structure scherbuis avec convertisseurs MLI :**

Cette configuration (Figure III-3) est similaire à la structure de Scherbius avec cyclo-convertisseur. Toutefois, les interrupteurs utilisés ici (transistors IGBT) sont commandés à l'ouverture et à la fermeture et leur fréquence de commutation est plus élevée que celle des GTO [44]. L'utilisation de ce type de convertisseur permet d'obtenir des allures de signaux de sortie en Modulation de Largeur d'Impulsions dont la modularité permet de limiter les perturbations en modifiant le spectre fréquentiel du signal (rejet des premières harmoniques non nuls vers les fréquences élevées).

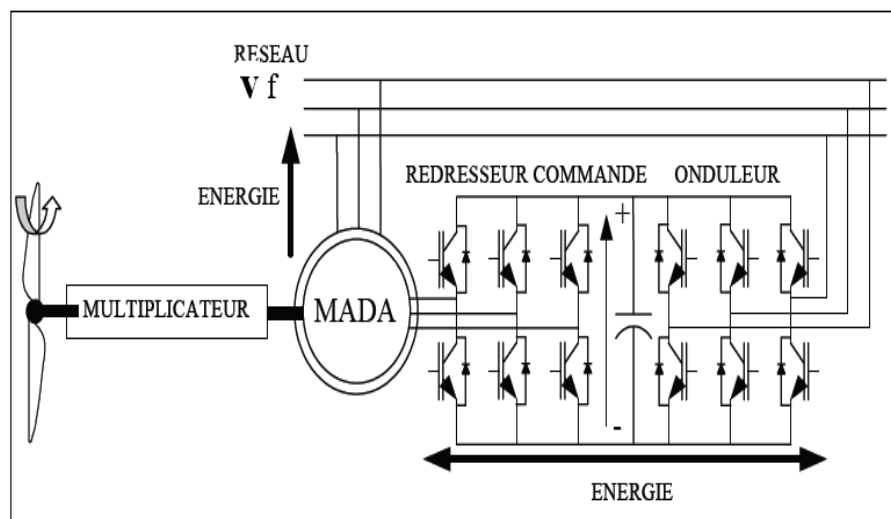


Figure III-3 : Structure de Scherbius avec convertisseurs MLI.

Si le glissement reste inférieur à $\pm 30\%$ autour du synchronisme, les convertisseurs sont alors dimensionnés pour un tiers de la puissance nominale de la machine. La bidirectionnalité des convertisseurs rotorique autorise les fonctionnements hyper et hyposynchrone et le contrôle du facteur de puissance côté réseau.

De plus, le fonctionnement hyper-synchrone permet de produire de l'énergie du stator vers le réseau mais également du rotor vers le réseau [45]. La puissance totale ainsi produite peut alors dépasser la puissance nominale de la machine et le facteur de puissance de l'ensemble peut être maintenu unitaire.

Dans ce qui suit, on retiendra la structure scherbius avec convertisseurs MLI, vue l'efficacité qu'elle présente. Afin de limiter la nuisance des harmoniques générées par les convertisseurs statique, on va intercaler un filtre (R_t, L_t) entre le convertisseur MLI côté réseau est le réseau comme il est illustré dans la figure III-4.

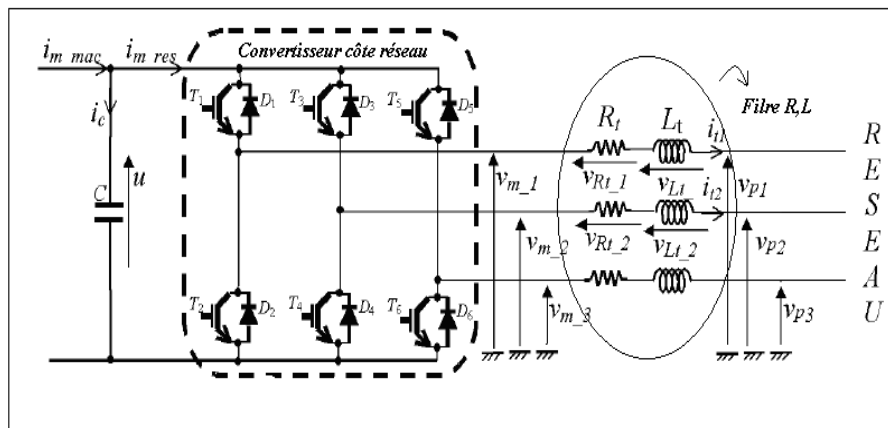


Figure III-4 : Schéma électrique de la liaison au réseau via un filtre (R,L) .

III.3 Modélisation du convertisseur MLI :

Le convertisseur MLI se compose de trois cellules de commutation. Chaque cellule comporte deux d'interrupteurs, bidirectionnel en courant et unidirectionnel en tension et ils sont dans des états complémentaires.

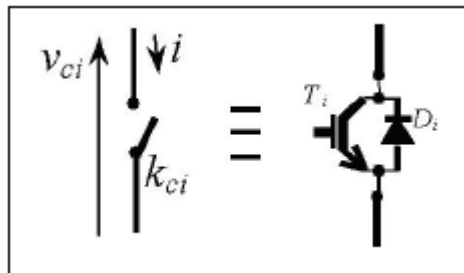


Figure III-5 : Interrupteur bidirectionnel en courant.

Les différents interrupteurs sont supposés parfaits, c'est-à-dire que les phénomènes dus à la commutation sont négligés. Nous pouvons donc remplacer chaque semi-conducteur

bidirectionnel en courant, par un interrupteur à deux positions (Figure III-5). L'état fermé d'un interrupteur idéal sera quantifié par une fonction dite de connexion égale à 1 : $f_{ic}=1$.

L'état ouvert est caractérisé par une fonction de connexion nulle : $f_{ic}=0$. L'indice c correspond à la cellule de commutation $c \in \{1,2,3\}$ et l'indice i à l'emplacement de l'interrupteur dans cette cellule $i \in \{1,2\}$ selon la figure III-6.

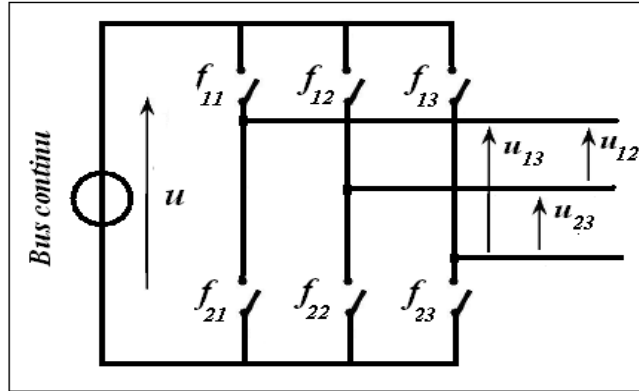


Figure III-6 : Matrice d'interrupteurs idéaux équivalents au convertisseur MLI.

Les tensions modulées sont obtenues à partir de la tension du bus continu et des fonctions de conversion selon :

$$\begin{aligned} u_{m12} &= (f_{11} - f_{12})u = m_1 u \\ u_{m23} &= (f_{12} - f_{13})u = m_2 u \\ u_{m31} &= (f_{13} - f_{11})u = m_3 u \end{aligned} \quad (3.1)$$

Avec

m_1, m_2 et m_3 sont des fonctions de connexion.

Les tensions simples sont obtenues à partir des tensions modulées selon les expressions suivantes :

$$\begin{aligned} v_{m-1} &= \frac{u_{m12} - u_{m31}}{3} \\ v_{m-2} &= \frac{u_{m23} - u_{m12}}{3} \\ v_{m-3} &= \frac{u_{m31} - u_{m23}}{3} \end{aligned} \quad (3.2)$$

En remplaçant les tensions composées par leurs expressions données par (3.1), on obtient le système matriciel suivant :

$$\begin{pmatrix} v_{m-1} \\ v_{m-2} \\ v_{m-3} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} f_{11} \\ f_{12} \\ f_{13} \end{pmatrix} \frac{u}{3} \quad (3.3)$$

Le courant d'entrée du convertisseur peut s'écrire en fonction des courants de la charge par la relation suivante :

$$i_{m-res} = f_{11}i_{t1} + f_{12}i_{t2} + f_{13}i_{t3} \quad (3.4)$$

Avec :

$$\begin{cases} i_{t1} + i_{t2} + i_{t3} = 0 \\ v_{m-1} + v_{m-2} + v_{m-3} = 0 \end{cases} \quad (3.5)$$

III.4 Stratégies de commande par MLI :

Dans ce travail nous allons développer deux stratégies de commande par MLI, à savoir la MLI triangulo-sinusoïdale et la MLI vectorielle [46, 47].

III.4.1 Modulation de Largeur d'Impulsions triangulo-sinusoïdale:

La modulation triangulo-sinusoïdale est appelée également modulation de largeur d'impulsion intersective car, son principe repose sur l'intersection d'une onde modulante basse fréquence, dite tension de référence (généralement sinusoïdale) avec une onde porteuse haute fréquence de forme généralement triangulaire, d'où l'appellation triangulo-sinusoïdale. Le résultat de la comparaison de ces deux signaux sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du convertisseur.

Si la référence est sinusoïdale, alors cette commande est caractérisée par deux paramètres [13, 16] :

- L'indice de modulation m qui définit le rapport entre la fréquence f_p de la porteuse et la fréquence f de la référence : $m = f_p / f$.
- Le taux de modulation r (ou coefficient de réglage en tension ou encore rapport cyclique) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante V_r à la valeur crête V_p de la porteuse : $r = V_r/V_p$.

La figure III-7 présente le principe de cette stratégie de commande :

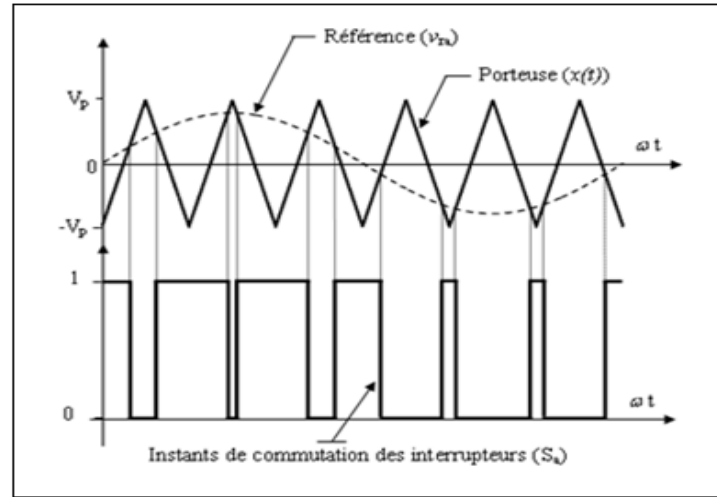


Figure III-7 : Principe de la commande MLI-Triangulo-sinusoidale.

La porteuse est un signal triangulaire caractérisé par sa fréquence f_p et sa valeur de crête V_p . On définit l'équation de la porteuse $x(t)$ dans sa période $[0, T_p]$ par :

$$x(t) = \begin{cases} x_1(t) = V_p \left(-1 + 4 \frac{t}{T_p}\right) & \text{si } t \in \left[0, \frac{T_p}{2}\right] \\ x_2(t) = V_p \left(3 - 4 \frac{t}{T_p}\right) & \text{si } t \in \left[\frac{T_p}{2}, T_p\right] \end{cases} \quad (3.6)$$

La référence est un signal sinusoïdal d'amplitude V_r et de fréquence f_r . Les états f_{11} , f_{12} et f_{13} des interrupteurs du convertisseur MLI, sont déterminés par la comparaison des trois tensions de référence avec la porteuse triangulaire. Ceux ci sont donnés par l'équation suivante :

$$f_{1i} = \begin{cases} 1 & \text{si } v_{i-ref} \geq x(t) \\ 0 & \text{si } v_{i-ref} \leq x(t) \end{cases} \quad (3.7)$$

III.4.2 Modulation de Largeur d'Impulsions Vectorielle :

La modulation de largeur d'impulsion vectorielle utilise un algorithme numérique, afin d'obtenir une séquence de commande des interrupteurs permettant de générer un vecteur tension de sortie qu'il s'approche le mieux possible du vecteur tension de référence généré par les trois tensions sinusoïdales de référence dans le repère de Concordia [47].

Cette technique de MLI suit les principes suivants :

- Echantillonnage du signal de référence à des intervalles réguliers T_p appelé période de modulation.
- Réalisation dans chaque période de modulation, une impulsion de largeur T_p centrée sur la période et dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence au milieu de la période de modulation (MLI symétrique).
- Uniformisation des états de tous les interrupteurs d'un même demi-pont au centre et aux deux extrémités de la période.

La MLI vectorielle, est caractérisée par les mêmes paramètres qui caractérisent la MLI triangulo-sinusoïdale, c-à-d : le taux de modulation r et l'indice de modulation m qui sont défini précédemment. Les trois tensions sinusoïdales désirées à la sortie sont représentées par un seul vecteur appelé vecteur tension de référence. On approxime au mieux ce vecteur pendant chaque intervalle de modulation en agissant sur la commande des trois jeux d'interrupteurs complémentaires f_{11} et f_{21} , f_{12} et f_{22} , f_{13} et f_{23} .

Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs constituant le convertisseur donne huit (2^3) combinaisons possibles dont six états actifs non nuls et deux restants des états de commutation nuls.

Les vecteurs tensions sont représentés par la relation suivante :

$$\vec{V}_i = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{3}} E \cdot e^{j(i-1)\frac{\pi}{3}} & \text{si } i \in [1 \ 6] \\ 0 & \text{si } i = 0 \text{ ou } 7 \end{cases} \quad (3.8)$$

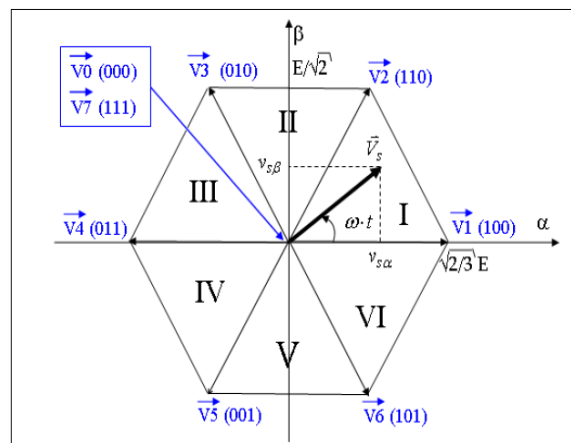


Figure III-8 : Le polygone de commutation

Les extrémités de ces six vecteurs définissant les sommets d'un hexagone régulier puisque deux vecteurs successifs font entre eux un angle de $\pi/3$ (figure III-8). Chacun des couples de vecteurs V_i et V_{i+1} ($i=1..6$) définissent les limites d'un des six secteurs de l'hexagone.

Vecteur tension de référence :

On peut définir un vecteur de référence V_s dont les coordonnées sont les composantes de Concordia $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ du système triphasé de tension v_{1-ref} , v_{2-ref} , v_{3-ref} qu'on désire obtenir en sortie.

Considérant les tensions simples v_{1-ref} , v_{2-ref} , v_{3-ref} données par le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} v_{1-ref} = r \frac{E}{2} \cos(2\pi ft) \\ v_{2-ref} = r \frac{E}{2} \cos(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{3-ref} = r \frac{E}{2} \cos(2\pi ft - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (3.9)$$

La transformation de Concordia donne :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{E}{2} \cos(2\pi ft) \\ V_{s\beta} = r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{E}{2} \sin(2\pi ft) \end{cases} \quad (3.10)$$

Le vecteur V_s est un vecteur d'amplitude égale à $r\sqrt{3/2} \cdot E/2$ tournant dans le sens trigonométrique avec une vitesse angulaire égale à $\omega=2\pi ft$. A chaque instant, le vecteur V_s peut être exprimé comme une combinaison linéaire des deux vecteurs V_i et V_{i+1} ($i=1..6$) qui lui sont adjacents. De ce fait une approximation de V_s peut être générée en utilisant une combinaison dans un temps très bref de deux des états des interrupteurs correspondants aux vecteurs V_i et V_{i+1} . Pour déterminer le secteur ' i ' on applique l'algorithme présenté par organigramme de la figure III-9.

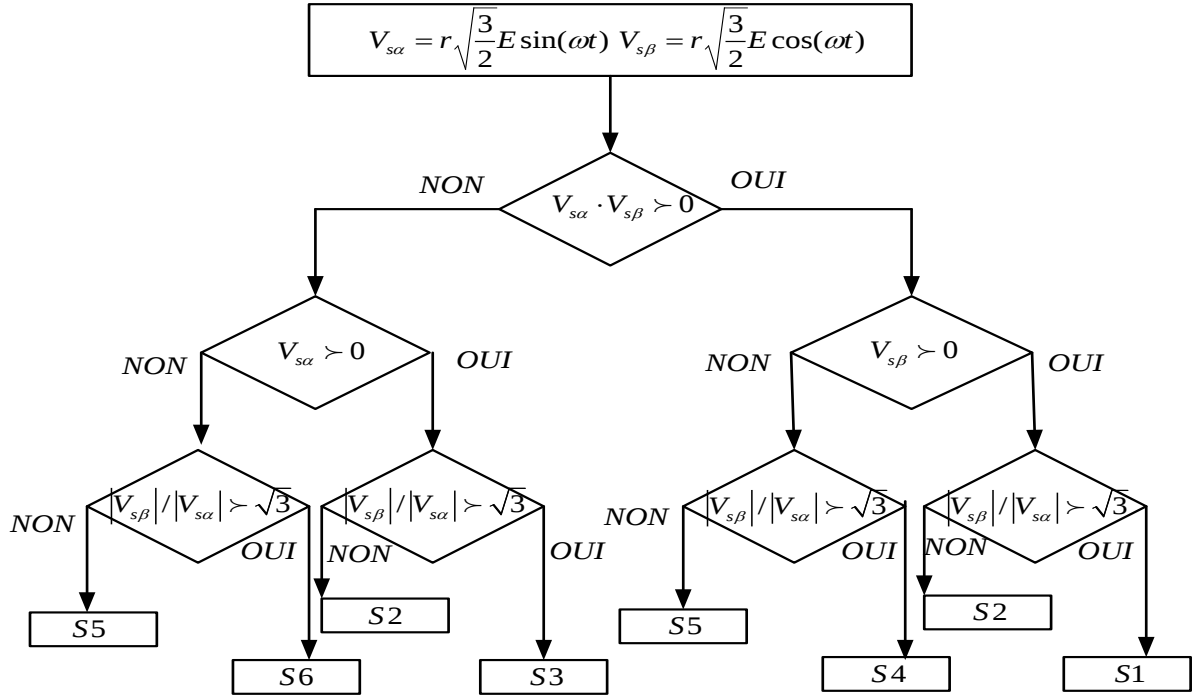


Figure III-9 : Algorithme de détection de secteur.

D'une manière générale le vecteur tension de référence V_s est approché sur la période de Modulation T_p , par la génération d'un vecteur de tension moyen V_{smoyen} élaboré par application des vecteurs d'état de convertisseur V_i et V_{i+1} adjacents et des vecteurs nuls V_0 et V_7 .

$$V_s = r\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{E}{2} \cdot e^{j\theta} = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (3.11)$$

$$V_{s-moyen} \cdot \frac{T_p}{2} = \int_0^{T_0/4} V_0 dt + \int_{T_0/4}^{T_0/4+T_i/2} V_i dt + \int_{T_0/4+T_i/2}^{T_0/4+T_i/2+T_{i+1}/2} V_{i+1} dt + \int_{T_0/4+T_i/2+T_{i+1}/2}^{T_p/2} V_7 dt$$

Avec :

$$T_0/4 + T_i/2 + T_{i+1}/2 = T_p/2.$$

Et

T_i : Intervalle de temps alloué au vecteur V_i .

T_{i+1} : Intervalle de temps alloué au vecteur V_{i+1} .

T_0 : Intervalle de temps alloué au vecteur V_0 et V_7 .

La décomposition de (3.11) sur les deux axes du plan (α, β) est la suivante :

$$\frac{T_p}{2} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} E \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{\pi}{3}(i-1)\right) & \cos\left(\frac{\pi}{3}i\right) \\ \sin\left(\frac{\pi}{3}(i-1)\right) & \sin\left(\frac{\pi}{3}i\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_i/2 \\ T_{i+1}/2 \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

La résolution du système (3.12) permet la détermination de T_i et T_{i+1} comme suit :

$$\begin{bmatrix} T_i \\ T_{i+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}T_p}{2E} \begin{bmatrix} \sin(i\frac{\pi}{3}) & -\cos(i\frac{\pi}{3}) \\ -\sin((i-1)\frac{\pi}{3}) & \cos((i-1)\frac{\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

$$T_0 = \frac{T_p - (T_{i+1} + T_i)}{4}$$

Le schéma suivant résume la méthode de calcul de la MLI vectorielle.

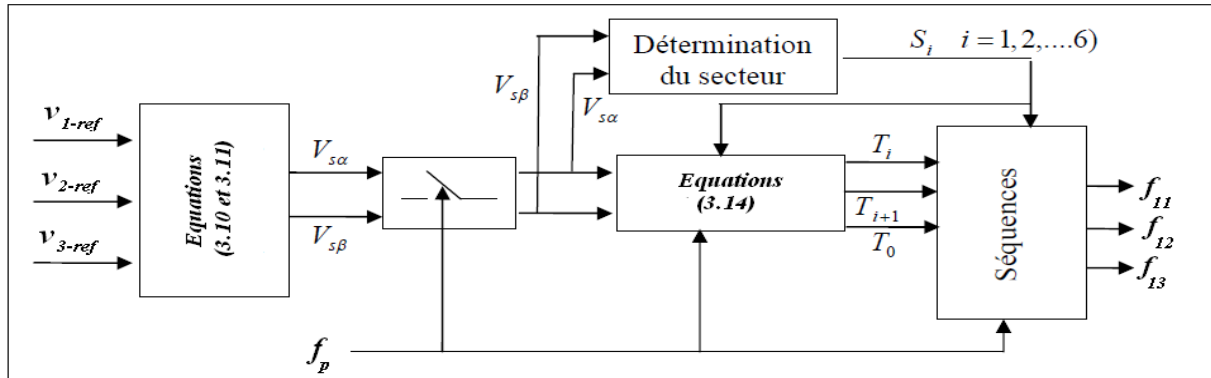


Figure III-10: Schéma de principe de la modulation vectorielle.

L'ordre dans lequel on fait succéder des configurations correspondantes aux vecteurs V_i et V_{i+1} et du vecteur V_0 ou V_7 durant la période de modulation est choisie de manière à ce que d'une part, tous les interrupteurs d'un même demi-pont aient un état identique au centre et aux deux extrémités de la période et d'autre part, l'état des interrupteurs soient symétriques par rapport au milieu de la période de modulation (figure III-11).

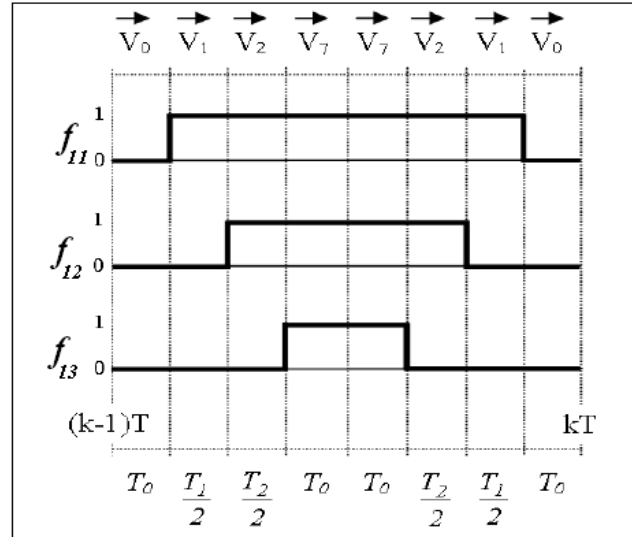


Figure III-11 : Etats des interrupteurs f_{11} , f_{12} et f_{13} dans le premier secteur de l'hexagone .

III.5 Evaluation des performances :

Pour évaluer les performances du convertisseur et de la qualité du signal de sortie, il est nécessaire d'introduire la notion du facteur de distorsion harmonique totale **THD**.

$$THD\% = \sqrt{\frac{U_{eff}^2 - U_1^2}{U_1^2}} \times 100 \quad (3.14)$$

Avec :

U_1 : valeur efficace du fondamental de la tension.

U_{eff} : valeur efficace de la tension de sortie.

Dans le cas idéal, la valeur efficace du fondamental égale à celle du signal de sortie, ce qui donne un THD de 0%, cette valeur de THD n'est jamais atteinte dans la pratique à cause de l'existence permanente des harmoniques. La méthode de modulation de largeur d'impulsion la plus performante est celle qui possède un THD le plus faible possible.

III.6 Simulations et interprétation :

Afin de comparer les performances des deux techniques de modulation de largeur d'impulsion présentée précédemment, nous avons effectué pour chaque technique une simulation sous environnement MATLAB SIMULINK avec $r = 0.8$ et $m = 35$. Les tensions

d'entrées sont triphasées sinusoïdales de fréquence 50 Hz et d'amplitude 220 V. Les résultats de simulation sont donnés par les figures III-12.

La figure III-12 montre pour chaque stratégie de commande MLI, la tension simple v_1 , quand les tensions d'entrées sont triphasées sinusoïdales de fréquence 50 Hz et d'amplitude $rE/2$, ainsi que son spectre dans le domaine fréquentiel.

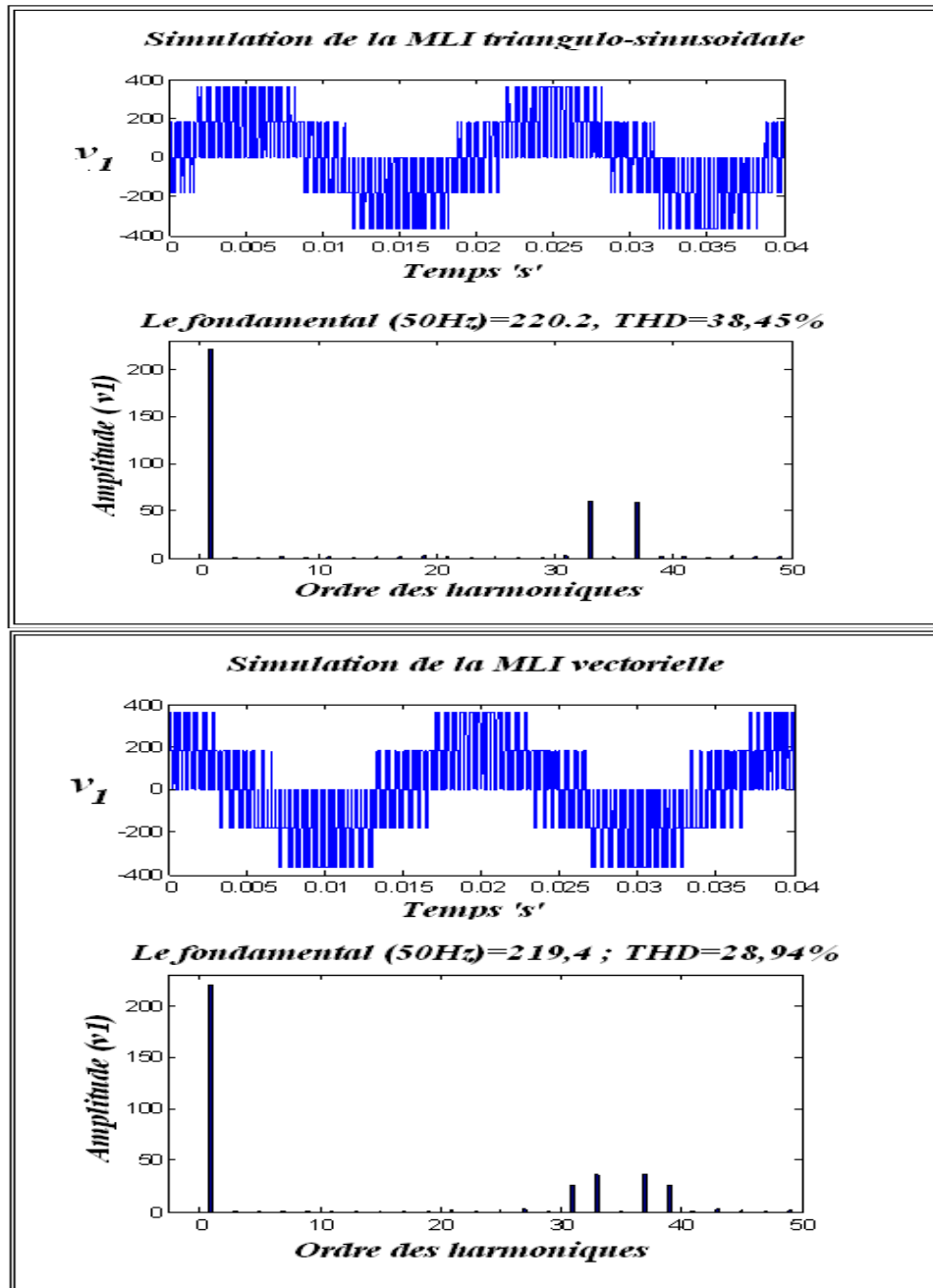


Figure III-12 : Résultats de simulation des deux technique de modulation de largeur d'impulsion avec ($r=0.8$ et $m=35$) ;

La simulation montre que l'application de ces techniques de modulation de largeur d'impulsion permet de rejeter les harmoniques de la tension de sortie du convertisseur vers des fréquences de rangs supérieurs et les regroupées autour des fréquences dont les ordres sont multiple de l'indice de modulation m (m $2m$ $3m$...). Ceci diminue d'une part l'effet de ces harmoniques sur les performances de la machine asynchrone et facilite d'autre part leur filtrage. Cependant, l'augmentation de l'indice de modulation augmente le nombre de commutations par période et ainsi augmente les pertes de commutation par période.

Lors du pilotage par MLI vectorielle le THD est 28.94%. Par contre, en commande MLI triangulo-sinusoidale le THD est 38.45%. Ceci montre que la MLI vectorielle peut apporter une amélioration dans la tension de sortie. Elle peut permettre l'alimentation de notre machine asynchrone avec moins de distorsion harmonique que la MLI triangulo-sinusoidale.

III.7 Résultats de simulation du contrôle de vitesse :

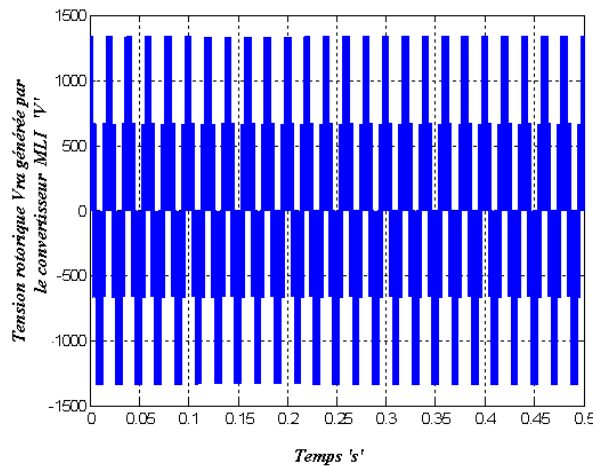


Figure III-13 : La tension rotorique de référence générée par le convertisseur MLI

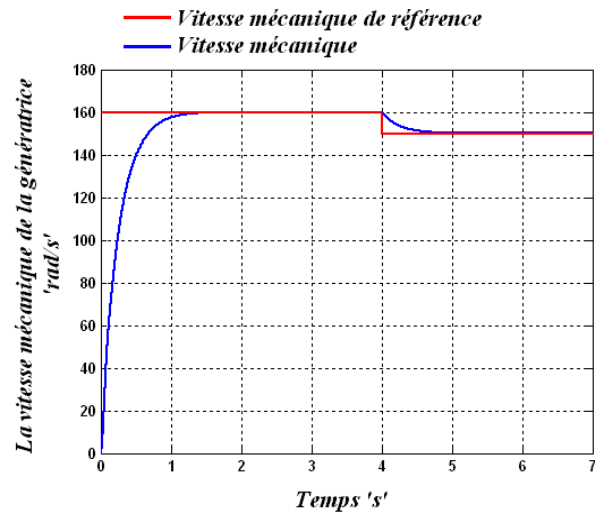


Figure III-14 : La vitesse mécanique de la génératrice.

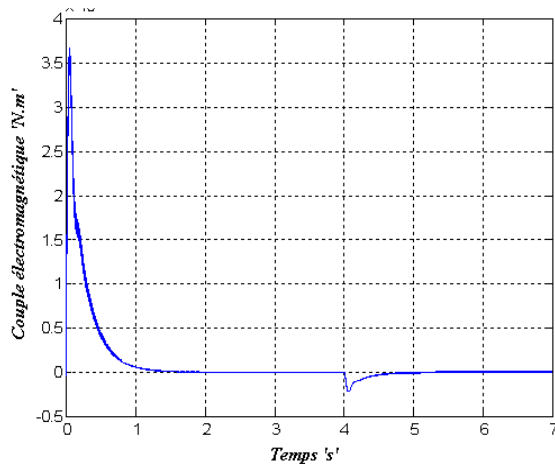


Figure III-15 : Le couple électromagnétique

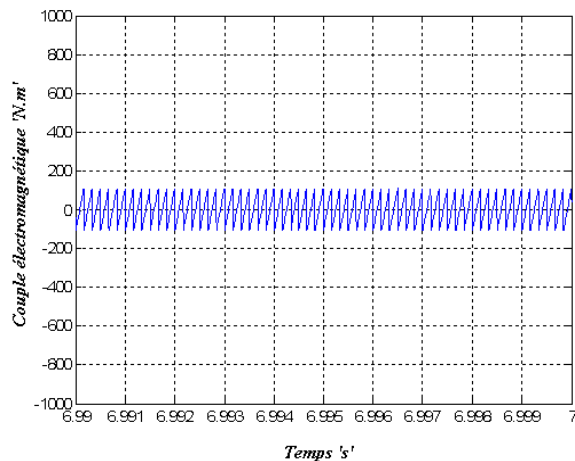


Figure III-16 : zoom sur la figure III-16

D'après les résultats de simulation présentés ci-dessus, nous constatons que le convertisseur à MLI inséré dans le dispositif de commande génère un signal de commande à deux niveaux de tension ($E/3$ et $2E/3$) (figure III-13) de manière à réguler la vitesse mécanique de la génératrice à sa valeur désirée (figure III-14).

Les courants rotoriques présentés par la figure III-17, sont quasiment sinusoïdaux, leur fréquence varie en fonction de la valeur du glissement. Nous remarquons aussi dans la figure III-16, la présence des fluctuations au niveau du couple électromagnétique qui sont causées par les harmoniques injectées par le convertisseur à MLI utilisé.

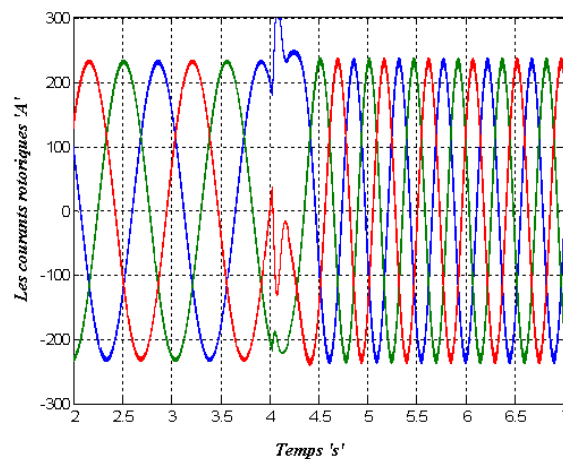


Figure III-17 : Les courants rotorique de la MADA

III.8 Conclusion :

Après avoir présenté les différentes modes d'alimentation de la MADA, nous avons procédé à la modélisation du convertisseur MLI. Afin de piloter ce dernier, deux stratégies de commande de modulation de largeur d'impulsion (MLI), à savoir la MLI triangulo-sinusoïdale et la MLI vectorielle ont été présentées et simulées sous l'environnement MATLAB/SIMULIK, afin d'évaluer leurs performances. D'après les résultats de simulation obtenus, on peut conclure que la commande d'un convertisseur MLI par une MLI vectorielle apporte une amélioration perceptible dans la tension de sortie du convertisseur par rapport à une MLI triangulo-sinusoïdale.

Chapitre IV

Raccordement au réseau et interaction de deux éoliennes

IV.1 Introduction :

L'étude de l'association Onduleur-MADA constitue un vaste thème de recherche. Plusieurs études comme [13, 14, 16] montrent l'efficacité de ce dispositif dans un système éolien fonctionnant à vitesse variable. La bidirectionnalité du convertisseur rotorique permet d'une part, d'optimiser l'énergie électrique récupérée, en autorisant les deux fonctionnements, en hypo et hyper-synchronisme de la MADA et d'autre part, le contrôle du facteur de puissance côté réseau. Cette partie de notre étude sera basée sur la structure de Scherbius avec convertisseurs à MLI, choisie auparavant (chapitre III) parmi les différentes structures d'alimentation de la MADA. Afin d'augmenter la puissance fournie au réseau et d'optimiser le nombre de convertisseurs statiques, nous allons considérer la structure de deux éoliennes connectées au même bus continu. L'association de génératrices éoliennes autour d'un bus continu commun est actuellement envisagée pour les centrales éoliennes aff-shore. Le contrôle du bus continu sera étudié en relation avec le transit de puissance entre les éoliennes et le réseau.

IV.2 Description et principe de fonctionnement de la chaîne :

La chaîne montrée par la Figure IV-1, est constituée de deux convertisseurs de tension (constitués d'IGBT), de type MLI à deux niveaux. Selon l'écoulement de la puissance, ces deux convertisseurs peuvent fonctionner en mode redresseur ou en mode onduleur et doivent être capables de transiter l'énergie dans les deux sens de fonctionnement permanent. C'est pour cette raison que leurs interrupteurs sont bidirectionnels en courant, contrairement à un pont de diodes classique pour le cas du redresseur par exemple [13, 43, 50].

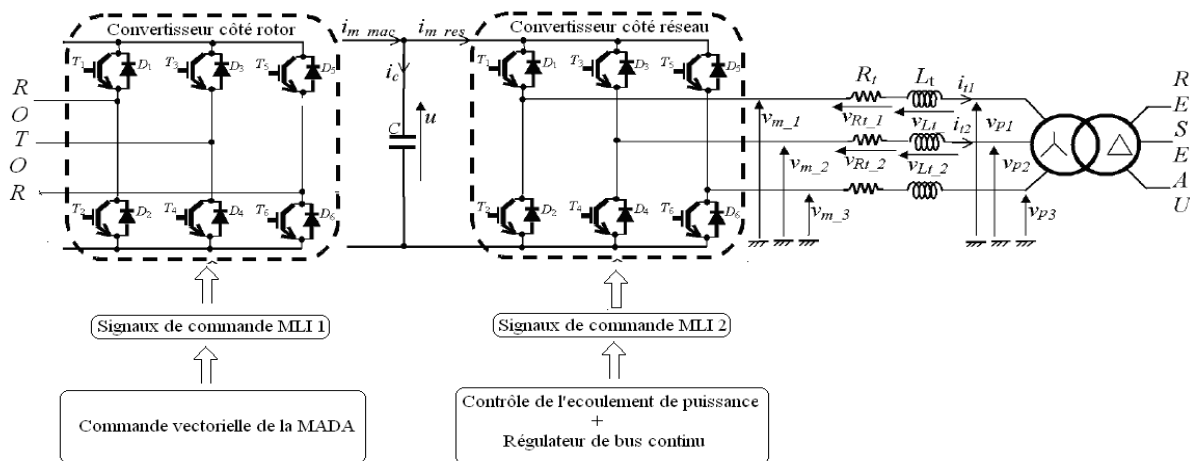


Figure IV-1 : Schéma de la chaîne rotorique à deux niveaux basée sur une MADA

Où:

- i_{m_mac} courant fourni par la génératrice.
- i_c courant traversant le condensateur.
- u tension aux bornes du condensateur (tension du bus continu).
- i_{m_res} courant modulé par le convertisseur MLI 2.
- $Ti;Di$, avec $i \in \{1; 2; 3; 4; 5; 6\}$ désignent respectivement le transistor IGBT et la diode en anti-parallèle.
- v_{m_i} , avec $i \in \{1; 2; 3\}$ tensions simples modulées par le convertisseur MLI 2.
- R_t, L_t sont la résistance et l'inductance du filtre.
- v_{Rt_i} et v_{Lt_i} , avec $i \in \{1; 2; 3\}$ sont respectivement la tension aux bornes de la résistance et de l'inductance du filtre.
- v_{pi} , avec $i \in \{1; 2; 3\}$ sont les tensions simples appliquées aux bornes du transformateur.
- i_{t1}, i_{t2} et i_{t3} sont les courants circulant dans le filtre et fournis au réseau.

Lorsque i_{m_mac} est positif, le condensateur **C** se charge et la tension du bus continue augmente. Un signal d'erreur demande au bloc de commande de générer les signaux de commande MLI 2 qui permettent l'évacuation de l'excès d'énergie absorbée par le condensateur vers le réseau afin de maintenir la tension du bus continu constante. De même, lorsque i_{m_mac} est négatif, le condensateur **C** se décharge et la tension du bus continue diminue. Le signal d'erreur commande la charge de condensateur par la génération des signaux MLI 2 qui permettent d'absorber de l'énergie depuis le réseau afin de compenser la décharge du condensateur et maintenir la tension du bus continu à sa valeur désirée.

IV.3 Modélisation de la chaîne reliée au réseau :

IV.3.1 Modèle continu équivalent du convertisseur de puissance :

Les convertisseurs de puissance sont par nature des systèmes discrets [49],[50], par contre, les générateurs et le réseau d'énergie sont des systèmes continus. Afin de pouvoir analyser le comportement dynamique du système de génération complet et synthétiser les différents correcteurs, il est plus pratique d'utiliser un modèle continu équivalent du système complet. Pour cela, il est nécessaire de développer un modèle continu équivalent des convertisseurs de puissance [51].

Dans cette étude seules les composantes de basse fréquence des courants et des tensions sont confédérées, les harmoniques générés par les convertisseurs MLI ne sont pas à prendre en compte car, la dynamique du système étudié est lente par rapport à la fréquence de commutation des convertisseurs MLI. Un modèle moyen équivalent des convertisseurs dans le repère de Park a été développé en considérant que les tensions et les courants constituent des systèmes triphasés équilibrés. Ainsi, dans le repère de Park, les tensions simples modulées par le convertisseur côté réseau dépendent des tensions de réglage du convertisseur [52] et sont exprimées par :

$$v_{md} = r_d \frac{u}{2} \quad (4.1)$$

$$v_{mq} = r_q \frac{u}{2} \quad (4.2)$$

Avec :

- v_{md} et v_{mq} sont les composantes directe et en quadrature des tensions modulées par le convertisseur statique.
- r_d et r_q sont les composantes directe et en quadrature des tensions de réglage du convertisseur statique.

Les tensions simples, v_{m_1} , v_{m_2} et v_{m_3} modulées, peuvent être déterminées à partir des composantes directe et en quadrature des tensions modulées v_{md} et v_{mq} , en utilisant la transformation de PARK inverse comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_{m_1} \\ v_{m_2} \\ v_{m_3} \end{bmatrix} = [P(\Psi)]^{-1} \begin{bmatrix} v_{md} \\ v_{mq} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

Le courant modulé par le convertisseur côté réseau peut être déterminé en appliquant le principe de conservation de la puissance. En effet, la puissance à l'entrée du convertisseur côté réseau est donnée par :

$$P_{dc-res} = u \cdot i_{m_res} \quad (4.4)$$

De même, la puissance à la sortie du convertisseur côté réseau peut être exprimée dans le repère de PARK, et elle est donnée par :

$$P_{Ac-res} = v_{md} i_{td} + v_{mq} i_{tq} \quad (4.5)$$

En remplaçant les tensions modulées v_{md} et v_{mq} par leurs expressions on obtient :

$$P_{Ac-res} = \frac{u}{2} r_d i_{td} + \frac{u}{2} r_q i_{tq} \quad (4.6)$$

En négligeant les pertes dans le convertisseur, on peut écrire:

$$P_{dc-res} = P_{Ac-res} \Rightarrow u \cdot i_{m-res} = \frac{u}{2} r_d i_{td} + \frac{u}{2} r_q i_{tq} \Rightarrow i_{m-res} = \frac{1}{2} (r_d i_{td} + r_q i_{tq}) \quad (4.7)$$

Où i_{td} et i_{tq} sont les composantes directe et en quadrature des courants envoyés au réseau :

$$\begin{bmatrix} i_{td} \\ i_{tq} \end{bmatrix} = [P(\Psi)] \begin{bmatrix} i_{t1} \\ i_{t2} \\ i_{t3} \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

En définissant le vecteur tension modulé et le vecteur courant du filtre dans le repère de PARK par :

$$V_{m-dq} = \begin{bmatrix} v_{md} \\ v_{mq} \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

$$I_{t-dq} = \begin{bmatrix} i_{td} \\ i_{tq} \end{bmatrix}$$

La représentation énergétique macroscopique du convertisseur MLI est donnée par la figure IV-2 :

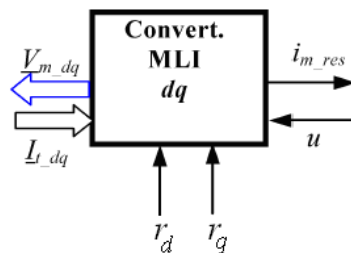


Figure IV-2 : Représentation énergétique macroscopique dans le repère de PARK du convertisseur de puissance

IV.3.2 Modélisation du bus continu :

La variation de la tension du bus continu est proportionnelle au courant capacitif comme le montre l'équation différentielle suivante :

$$\frac{du}{dt} = \frac{1}{C} i_c \quad (4.10)$$

En appliquant loi des nœuds au niveau du bus continu, le courant i_c qui charge le condensateur C est alors obtenu par la différence des courants modulés par chaque convertisseur MLI selon la relation (4.11).

$$i_c = i_{m_mac} - i_{m_res} \quad (4.11)$$

La tension du bus continu est alors obtenue par l'intégration du courant i_c :

$$u(t) = \frac{1}{C} \int i_c dt \quad (4.12)$$

On peut représenter les équation (4.10),(4.11) et (4.12) sous forme d'un bloc ayant une sortie u et deux courants en entrée :

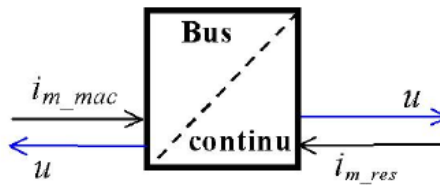


Figure IV-3 : Représentation macroscopique du bus continu

IV.3.3 Modélisation du filtre :

IV.3.3.1 Modélisation du filtre dans le repère (a,b,c) :

Le schéma de la figure IV.1 montre que les deux convertisseurs MLI sont reliés au réseau par l'intermédiaire d'un filtre d'entrée triphasé (R_t , L_t). Le transformateur utilisé est

considéré comme parfait et de rapport de transformation unitaire. Dans cette partie, on s'intéresse à la modélisation du filtre d'entrée dans le repère naturel (a,b,c).

Les courants transités entre le convertisseur et le réseau sont imposés par les tensions aux bornes des bobines du filtre d'entrée. Ils sont obtenus par l'intégration de leurs tensions comme suit :

$$\begin{aligned} i_{t1}(t) &= \frac{1}{L_t} \int v_{Lt_1} dt \\ i_{t2}(t) &= \frac{1}{L_t} \int v_{Lt_2} dt \\ i_{t3}(t) &= \frac{1}{L_t} \int v_{Lt_3} dt \end{aligned} \quad (4.13)$$

Avec

$$\begin{aligned} v_{Lt_1} &= v_{m_1} - v_{p1} - R_t i_{t1} \\ v_{Lt_2} &= v_{m_2} - v_{p2} - R_t i_{t2} \\ v_{Lt_3} &= v_{m_3} - v_{p3} - R_t i_{t3} \end{aligned} \quad (4.14)$$

On définit : le vecteur des tensions simples modulées V_m , le vecteur des courants du filtre I_t est le vecteur tension V_p imposé par le réseau via le transformateur comme suit :

$$V_m = \begin{bmatrix} v_{m_1} \\ v_{m_2} \\ v_{m_3} \end{bmatrix} ; I_t = \begin{bmatrix} i_{t1} \\ i_{t2} \\ i_{t3} \end{bmatrix} ; V_p = \begin{bmatrix} v_{p1} \\ v_{p2} \\ v_{p3} \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

Le bloc énergétique macroscopique, du filtre est donné par la figure IV-4 :

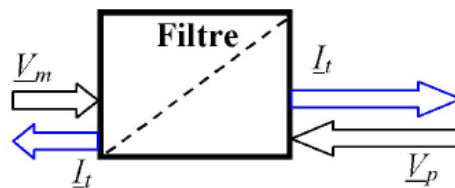


Figure IV-4 : Représentation énergétique macroscopique du filtre d'entrée

IV.3.3.2 Modélisation du filtre dans le repère de Park :

En combinant les équations (4.14) et (4.15) relative au filtre d'entrée tout en considérant que les conditions initiales des courants transités entre le convertisseur et le réseau sont nulles, on obtient le système d'équation différentiel suivant :

$$\begin{bmatrix} v_{m_1} \\ v_{m_2} \\ v_{m_3} \end{bmatrix} = R_t \begin{bmatrix} i_{t1} \\ i_{t2} \\ i_{t3} \end{bmatrix} + L_t \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{t1} \\ i_{t2} \\ i_{t3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{p1} \\ v_{p2} \\ v_{p3} \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

Afin exprimer les grandeurs électriques triphasées dans le repère biphase de PARK, on multiplie les deux membres de l'équation (4.18) par la matrice $[P(\Psi)]$.

On trouve le système différentiel suivant :

$$\begin{bmatrix} v_{md} \\ v_{mq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_t & -L_t \omega_s \\ L_t \omega_s & R_t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{td} \\ i_{tq} \end{bmatrix} + L_t \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{td} \\ i_{tq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{pd} \\ v_{pq} \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

Les équations différentielles données par le système matriciel (4.17) peuvent être simplifiées comme suit :

$$\begin{aligned} v_{bd} &= R_t i_{td} + L_t \frac{di_{td}}{dt} \\ v_{bq} &= R_t i_{tq} + L_t \frac{di_{tq}}{dt} \end{aligned} \quad (4.18)$$

Avec

$$\begin{aligned} v_{bd} &= v_{md} + L_t \omega_s i_{tq} - v_{pd} \\ v_{bq} &= v_{md} - L_t \omega_s i_{td} - v_{pq} \end{aligned} \quad (4.19)$$

On définit le vecteur tension au primaire du transformateur dans le repère de PARK par :

$$V_{p_dq} = \begin{bmatrix} v_{pd} \\ v_{pq} \end{bmatrix}$$

Le vecteur courant transité dans le filtre dans le repère de PARK par :

$$\underline{I}_{t_dq} = \begin{bmatrix} i_{td} \\ i_{tq} \end{bmatrix}$$

Le vecteur tension modulé par le convertisseur dans le repère de PARK par :

$$\underline{V}_{m_dq} = \begin{bmatrix} v_{md} \\ v_{mq} \end{bmatrix}$$

La IV-5, illustre la représentation énergétique macroscopique du filtre d'entrée :

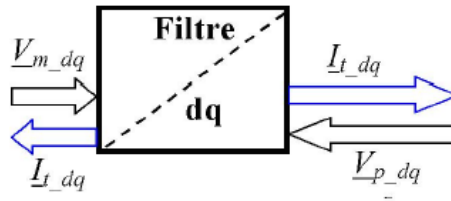


Figure IV-5 : Représentation énergétique macroscopique du filtre d'entrée dans le repère du PARK

IV.3.4 Modélisation du transformateur :

Dans notre étude, le transformateur triphasé qui fait partie de la chaîne reliant le circuit rotorique de la MADA au réseau, est caractérisé par un rapport de transformation m défini comme suit [13]:

$$m = \frac{V_s}{V_p} = \frac{I_t}{I_s} = 1 \quad (4.20)$$

IV.4 Modèle complet de la chaîne de conversion éolienne :

a) Modèle utilisant une chaîne modélisée dans le repère (a,b,c) :

Dans ce modèle, on utilise le modèle à interrupteurs idéaux des convertisseurs MLI. L'association filtre-transformateur reliant le convertisseur MLI 2 au réseau est alors modélisée dans le repère (a,b,c). Le modèle du convertisseur sera identique, il faudra considérer à chaque fois les tensions et les courants correspondants.

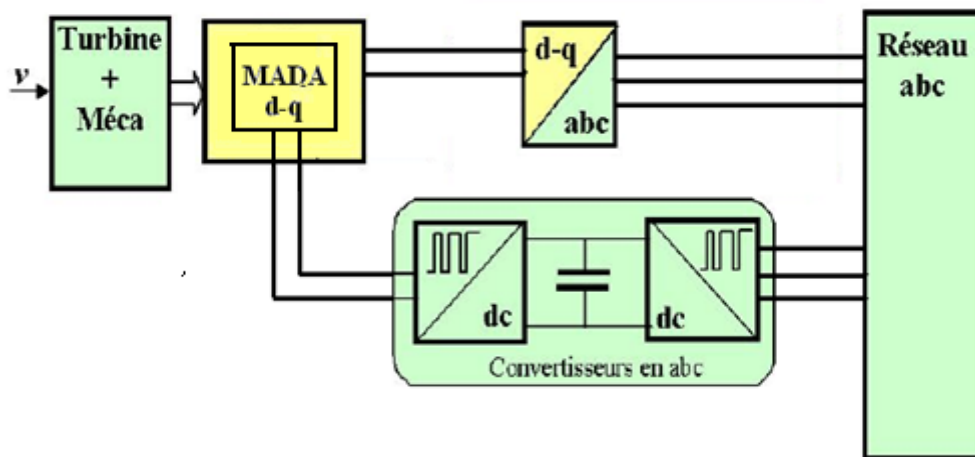


Figure IV-6 : *Modèle à interrupteurs idéaux la chaîne de conversion éolienne reliée au réseau*

b) Modèle utilisant le modèle continu équivalent des convertisseurs de puissance :

Dans ce modèle, on utilise le modèle continu équivalent des convertisseurs de puissance. Dans ce cas, la représentation macroscopique du modèle de cette chaîne de conversion ne comprend que les macros blocs définis dans le repère de Park (figure IV-7). Ce modèle prend en compte les composantes utiles des grandeurs électriques au niveau de la génératrice, bus continu et le réseau et il ne prend pas en compte les harmoniques de courant et tension générées par les convertisseurs MLI.

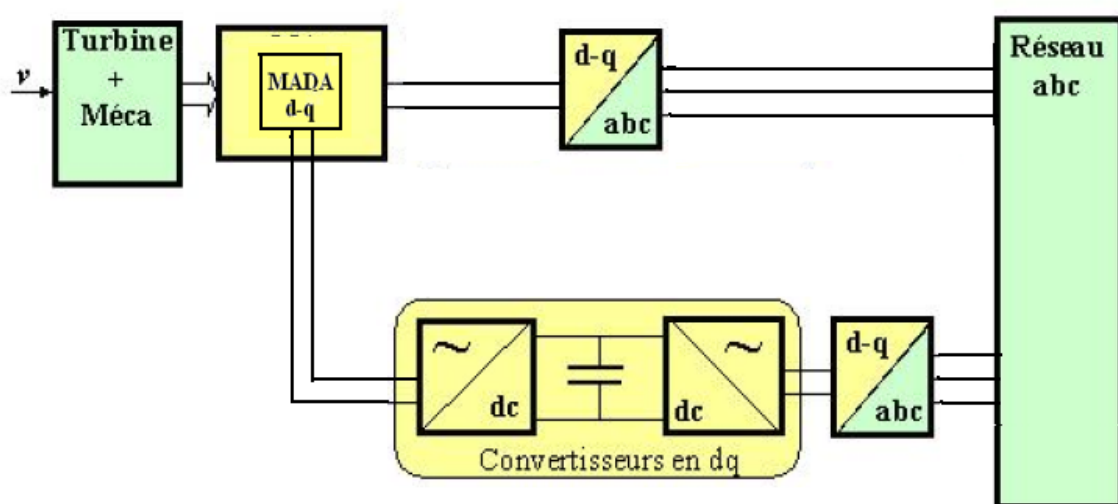


Figure IV-7 : *Modèle continu équivalent de la chaîne de conversion éolienne reliée au réseau*

IV.5 Commande de la chaîne de conversion éolienne :

IV.5.1 Architecture de commande :

L'architecture de commande peut être obtenue en inversant la représentation énergétique macroscopique du modèle continu équivalent de la chaîne de conversion éolienne, qui est constituée : d'une génératrice de type MADA, d'un convertisseur MLI 1, d'un bus continu, d'un convertisseur MLI 2 et la liaison au réseau via un filtre puis un transformateur.

D'après le schéma présenté par la figure IV-8, on remarque que le bus continu (DC), fait scinder le dispositif de commande en deux parties :

a) La première partie (commande de la MADA):

Elle représente la commande de la MADA qu'est basée sur l'algorithme d'extraction du maximum de puissance (M.P.P.T), la commande vectorielle de la MADA et le contrôle du convertisseur MLI 1. Cette partie a été détaillée dans les chapitres précédents.

b) La deuxième partie (contrôle de la chaîne reliée au réseau):

Elle sera détaillée au cours de ce chapitre et elle représente le contrôle du convertisseur MLI 2, qui assure d'une part, la régulation du bus continu et d'autre part le contrôle des puissances active et réactive échangées avec le réseau. La régulation des courants au primaire du transformateur et la valeur du bus continu est assurée par des régulateurs PI (**Annexe**). La mesure des tensions imposées par le réseau via le transformateur est nécessaire pour la détermination des références des courants transités au réseau. La référence de la puissance active à transiter est déterminée par le contrôle du bus continu.

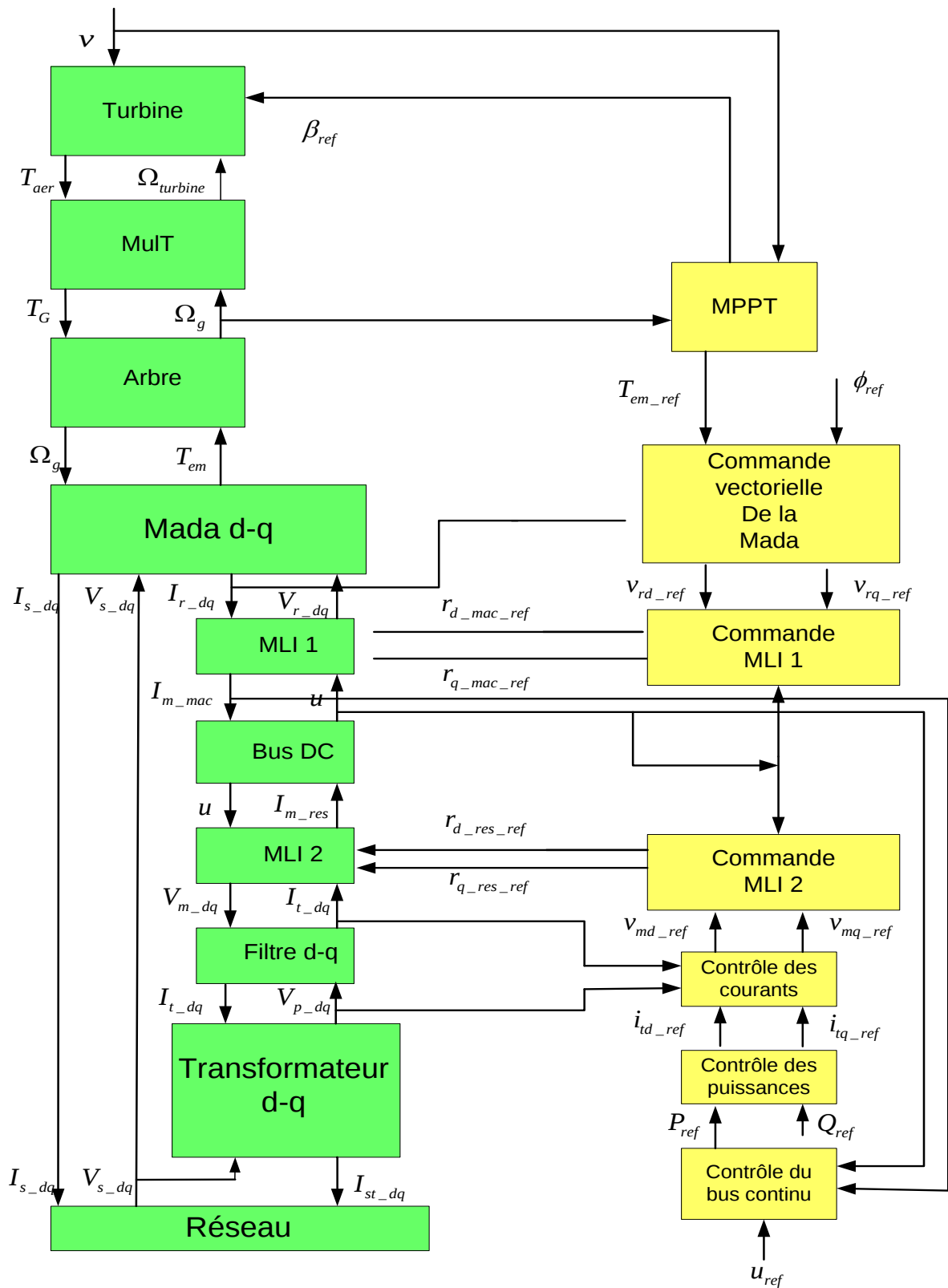


Figure IV-8 : Représentation énergétique macroscopique du modèle et de la commande de la chaîne de conversion éolienne

IV.5.2 Contrôle de la chaîne reliée au réseau :

a) Contrôle du convertisseur MLI 2 :

Le convertisseur MLI2 est situé entre le bus continu et le filtre d'entrée. Il permet de réguler la tension du bus continu à sa valeur désirée quelque soit le sens et l'amplitude de la puissance à transiter, en générant du courant au réseau lorsque la MADA fournit de la puissance active ou en absorbant du courant depuis le réseau dans le cas contraire ou durant le démarrage, où le condensateur du bus continu doit être chargé. La représentation énergétique macroscopique de l'ensemble du modèle continu équivalent et de la commande de la liaison au réseau est donnée sur la figure IV-9.

Afin de contrôler les courants transités par le filtre d'entrée, un contrôle vectoriel a été développé dans un repère biphasé (repère de PARK) synchronisé avec les tensions du réseau. Connaissant la valeur de la tension du bus continu, le convertisseur MLI 2 est commandé de telle sorte à imposer des références aux tensions simples selon une loi de commande obtenue par l'inversion du modèle continu équivalent du convertisseur de puissance. Cette loi de commande est donnée par les relations (4.21) :

$$\begin{aligned} r_{d_ref} &= v_{md_ref} \frac{2}{u} \\ r_{q_ref} &= v_{mq_ref} \frac{2}{u} \end{aligned} \quad (4.21)$$

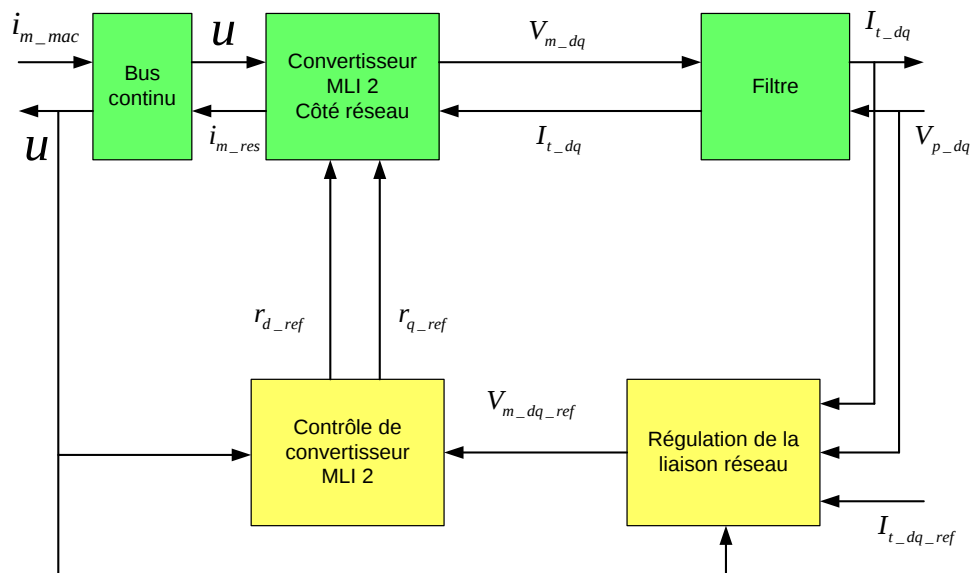


Figure IV-9 : dispositif de commande du convertisseur côté réseau

En agissant sur les tensions simples modulées via les paramètres de réglage du convertisseur de puissance définis dans le repère de PARK, les composantes directe et en quadrature du courant transité par le filtre d'entrée (i_{td} , i_{tq}) sont régulées à l'aide d'un correcteur PI.

b) Contrôle des courants envoyés au réseau :

La régulation des courants envoyés au réseau est élaborée dans le repère de PARK, en exploitant le modèle continu équivalent de la liaison au réseau. En inversant le modèle utilisé, Le dispositif de commande des courants (i_{td} , et i_{tq}) peut être obtenu comme il est illustré dans la figure IV-10.

Il comprend trois actions spécifiques :

- une compensation de la tension au primaire du transformateur.
- une action de découplage des courants.
- Un contrôle en boucle fermée des courants.

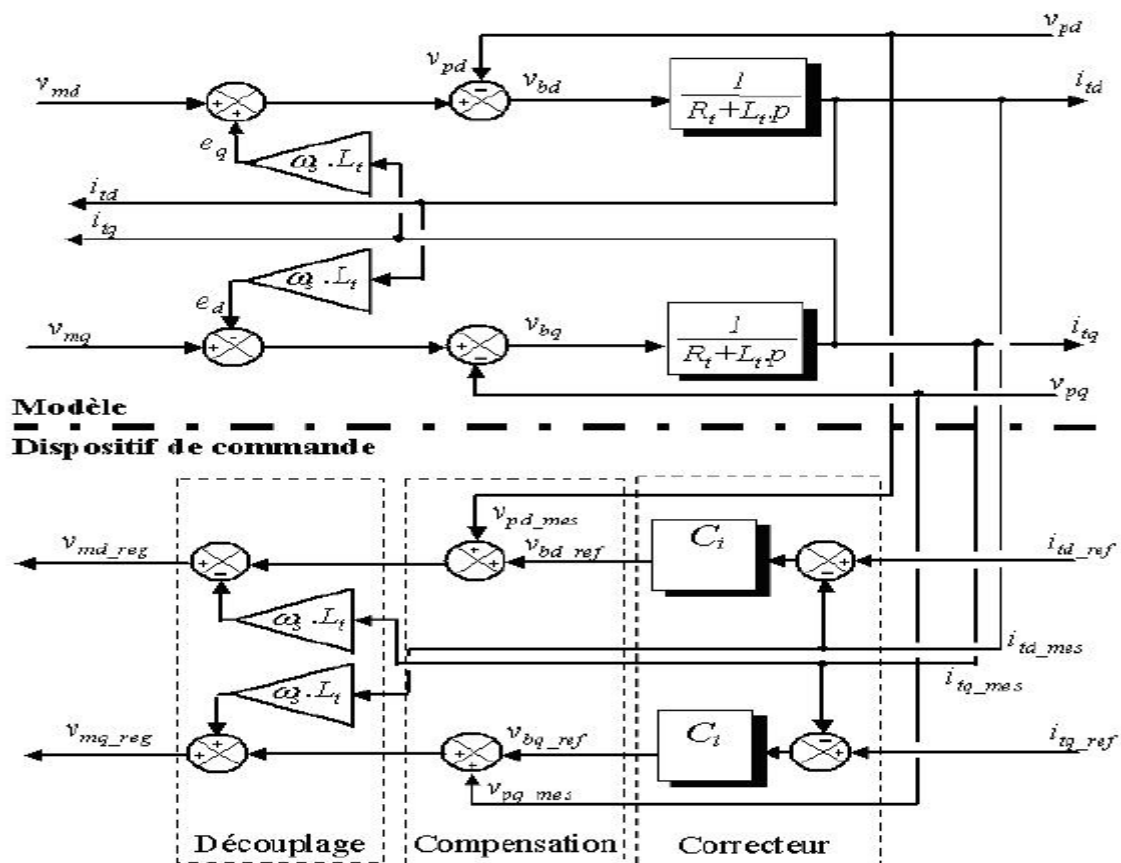


Figure IV-10 : dispositif de commande des courants transités dans le repère de PARK

c) Régulation des puissances :

Les puissances active et réactive envoyées au réseau, sont imposées par les courants transités par le filtre selon les relations suivantes :

$$\begin{aligned} P &= v_{pd} i_{td} + v_{pq} i_{tq} \\ Q &= v_{pq} i_{td} - v_{pd} i_{tq} \end{aligned} \quad (4.22)$$

Par inversion de ces relations, il est alors possible d'imposer des références pour la puissance réactive P_{ref} et la puissance réactive Q_{ref} en imposant les courants de référence suivants.

$$\begin{aligned} i_{td_ref} &= \frac{P_{ref} v_{pd} + Q_{ref} v_{pq}}{v_{pd}^2 + v_{pq}^2} \\ i_{tq_ref} &= \frac{P_{ref} v_{pq} - Q_{ref} v_{pd}}{v_{pd}^2 + v_{pq}^2} \end{aligned} \quad (4.23)$$

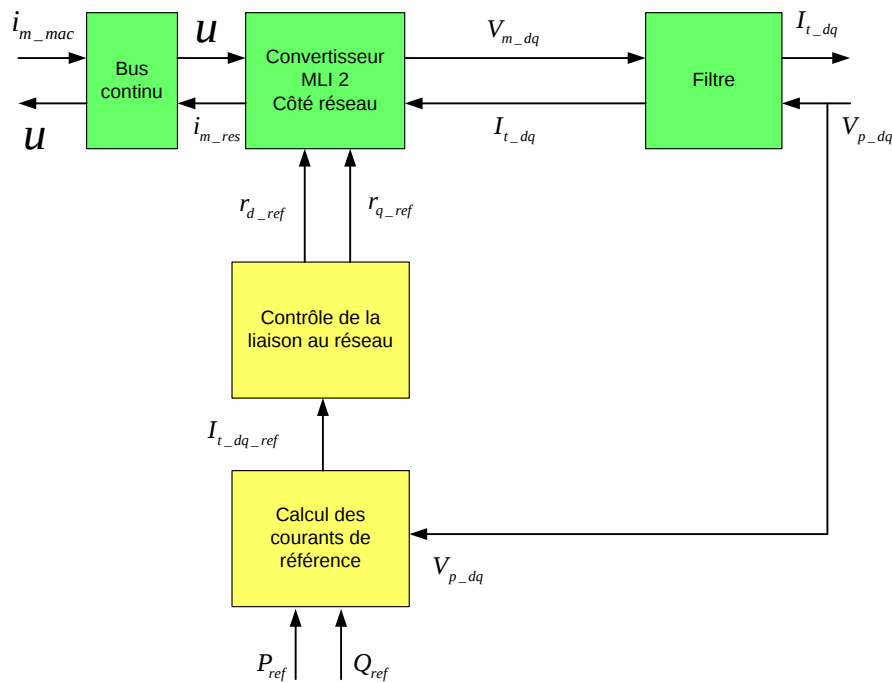


Figure IV-11 : dispositif de commande des puissances transitées

La composante directe du courant est utilisée pour réguler la tension du bus continu. Ce dernier est contrôlé à l'aide d'un régulateur (PI). La composante en quadrature est utilisée pour réguler la puissance réactive transmise. Une puissance réactive nulle peut alors être imposée ($Q_{ref} = 0$).

d) Régulation du bus continu par réglage du transit de la puissance active :

La puissance active fournie par la MADA est donnée par la formule suivant:

$$P_{dc_mac} = ui_{m_mac} \quad (4.24)$$

Vue la valeur importante de la puissance à transiter, on néglige les pertes dans le condensateur, dans les convertisseurs et dans le filtre. De ce fait, la puissance stockée dans le condensateur est exprimée par :

$$P_{bus_continu} = ui_c \quad (4.25)$$

D'après la relation donnée par (4.25), nous constatons que la puissance emmagasinée dans le condensateur du bus continu peut être imposé par le courant capacitif i_c , tout en connaissant la valeur de la tension du bus continu :

$$P_{bus_continu_ref} = ui_{c_ref} \quad (4.26)$$

Lorsque la génératrice fournie de la puissance active, la tension du bus continu a tendance à augmenter, un courant capacitif de signe négatif est imposé par le dispositif de commande, afin de décharger le condensateur et ramener la tension du bus continu à sa valeur désirée. Et inversement, lorsque la génératrice absorbe de la puissance active, la tension du bus continu diminue, un courant capacitif de signe positif est imposé afin de rattraper la décharge du condensateur et ramener la tension du bus continu à sa consigne. Le réglage du bus continu est alors réalisé au moyen d'une boucle de régulation, permettant de maintenir une tension constante, avec un correcteur PI générant la référence du courant à injecter dans le condensateur (i_{c_ref}) (figure IV-12).

Le dispositif de commande du bus continu comprend deux boucles de régulation imbriquées. Une boucle interne pour la régulation des courants transités et une boucle externe pour le contrôle du bus continu. Dans ce type de dispositif de commande, il faut que le temps de réponse de la boucle externe soit supérieur à celui de la boucle interne.

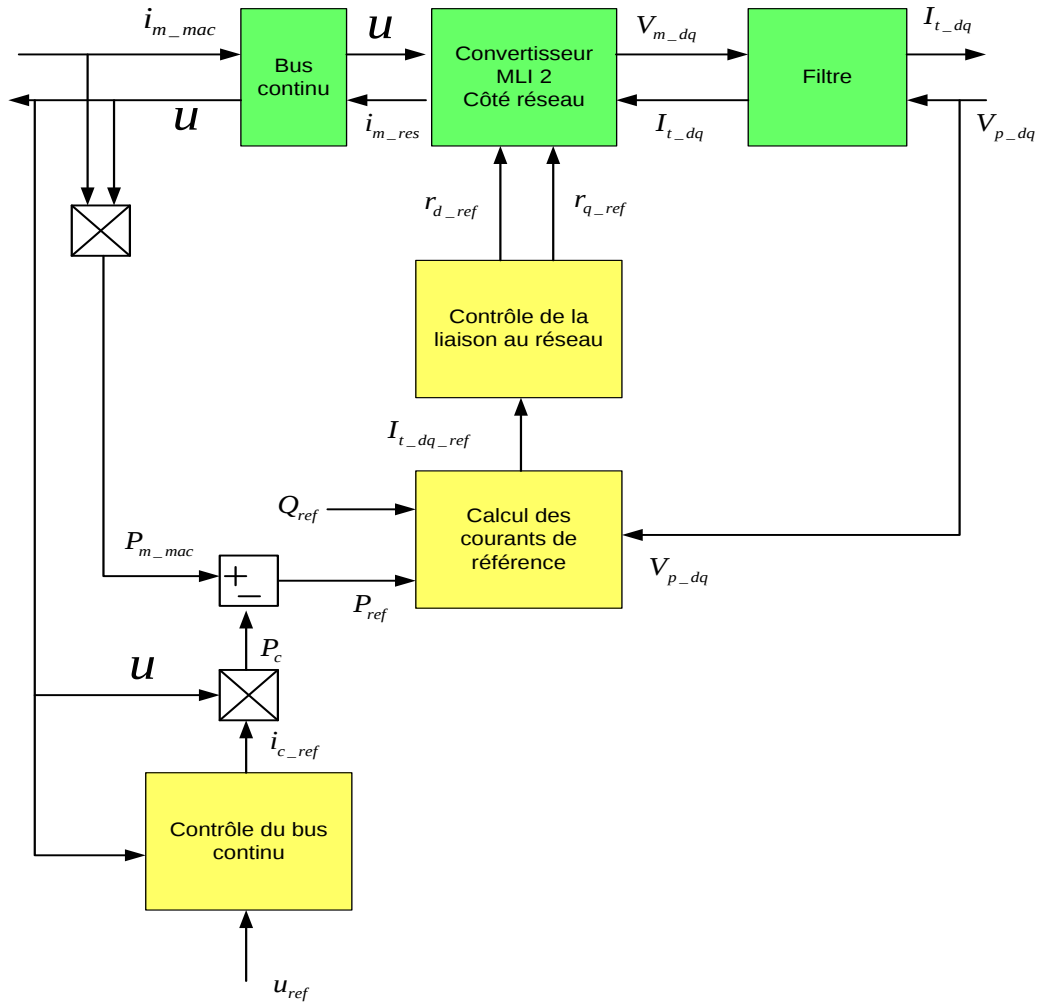


Figure IV-12 : dispositif de commande de la tension du bus continu

IV.6 Raccordement des deux éoliennes à vitesse variable à un bus continu commun :

Afin d'augmenter la puissance générée par la chaîne de conversion éolienne précédemment étudiée et d'optimiser le nombre des convertisseurs statiques, nous avons considéré une chaîne de conversion composée de deux éoliennes à vitesse variable raccordées au réseau comme il est montré sur la figure IV.13.

La chaîne de conversion considérée, est constituée de deux éoliennes à vitesse variable, ayant chacune, une puissance nominal de 1.5 MW, basées sur des génératrices de type MADA. Les circuits statoriques des génératrices employées sont directement raccordés au réseau qui est considéré comme puissant. Par contre, leurs circuits rotorique sont reliés a

un bus continu commun via les convertisseurs MLI 1 (voir figure IV-13). Le bus continu, est à son tour, relié au réseau par un seul convertisseur statique MLI 2 [13].

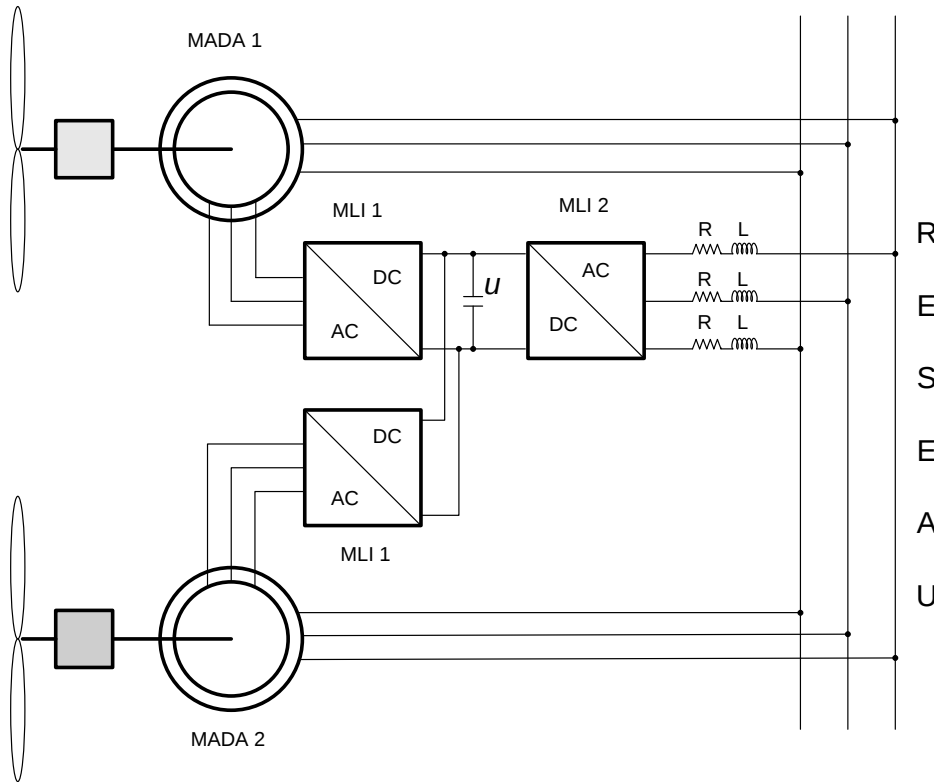


Figure IV-13 : Couplage de deux éoliennes à vitesse variable

Dans le cas considéré, le convertisseur côté réseau MLI 2 et la valeur de la tension du bus continu doivent être dimensionnés pour pouvoir transiter le total de la puissance générée par les deux éoliennes qui travaillent à $\pm 30\%$ de la vitesse de synchronisme. Dans le cas défavorable, on considère que la vitesse de la génératrice de chaque éolienne est supérieure à la vitesse de synchronisme de 30%. Alors, les deux convertisseurs MLI 1 sont dimensionnés pour 30% de la puissance nominal ce qui vaut 450KW. Par contre, le convertisseur MLI 2 côté réseau, est dimensionnés pour 60% de la puissance nominal ce qui vaut 900KW.

IV.7 Dimensionnement du bus continu :

Afin de déterminer la tension du bus continu qui permet de transiter la totalité de la puissance générée par les deux éoliennes, nous avons considéré un schéma équivalent monophasé simplifié de la liaison entre, convertisseur MLI 2 et le réseau. L'onduleur et le réseau sont considérés comme des sources de tension monophasées comme il est montré dans la figure IV-14 [53].

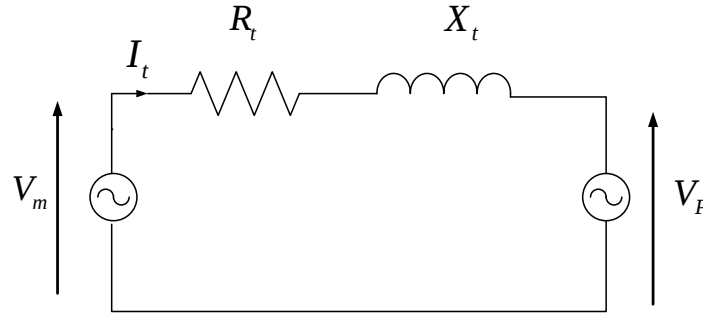


Figure IV-14 : Schéma monophasé du filtre

La figure IV.15, montre le diagramme vectoriel qui correspond au schéma monophasé équivalent présenté par la figure IV.14.

Considérant le modèle monophasé équivalent, les puissances active et réactive consommées du côté du convertisseur MLI 2 et au primaire du transformateur, peuvent être déterminées :

La puissance active s'exprime par :

$$P = -3V_p I_t \cos \varphi \quad (4.27)$$

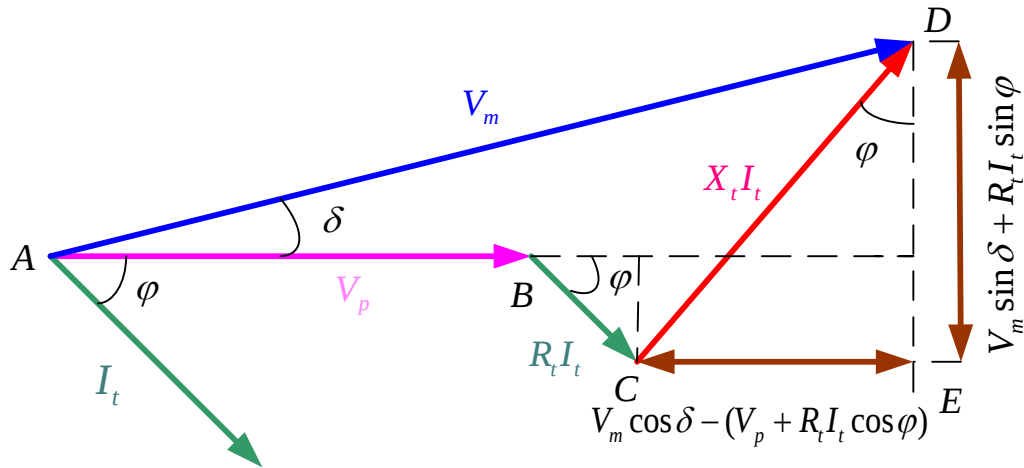


Figure IV-15 : Diagramme vectorielle du filtre par phase

En utilisant le triangle DCE présenté sur le schéma de la figure IV-15, on peut exprimer la quantité $I_t \cos \varphi$ en fonction de V_m , l'angle δ et la résistance R_t comme suit :

$$I_t \cos \varphi = \frac{V_m \sin \delta + R_t I_t \sin \varphi}{X_t} \quad (4.28)$$

En remplaçant dans l'équation (4.27) on obtient :

$$P = -\frac{3V_p}{X_t}(V_m \sin \delta + R_t I_t \sin \varphi) \quad (4.29)$$

La puissance réactive s'exprime par :

$$Q = -3V_p I_t \sin \varphi \quad (4.30)$$

De même, la quantité $I_t \sin \varphi$ peut être exprimée en fonction de V_p, V_m , l'angle δ et la résistance R_t en utilisant le même triangle (DCE) comme suit :

$$I_t \sin \varphi = \frac{V_m \cos \delta - (V_p + R_t I_t \cos \varphi)}{X_t} \quad (4.31)$$

En remplaçant l'équation (4.30) on obtient :

$$Q = \frac{3V_p}{X_t}(V_p + R_t I_t \cos \varphi - V_m \cos \delta) \quad (4.32)$$

La valeur efficace du fondamental de la tension modulée par le convertisseur, est caractérisée par le taux de modulation r :

$$V_m = \frac{r}{2\sqrt{2}}u \quad (4.33)$$

Pour dimensionner la tension du bus continu u , on introduit le paramètre α [54] défini comme suit :

$$\alpha = \frac{u}{2\sqrt{2}V_p} \quad (4.34)$$

De (4.33) et (4.34) on déduit :

$$V_m = r\alpha V_p \quad (4.35)$$

Les puissances sont alors exprimées en fonction du paramètre α selon les relations suivantes:

$$\begin{aligned} P &= -\frac{3V_p}{X_t}(r\alpha \sin \delta + R_t I_t \sin \varphi) \\ Q &= \frac{3V_p}{X_t}(V_p + R_t I_t \cos \varphi - r\alpha \cos \delta) \end{aligned} \quad (4.36)$$

Or, pour un fonctionnement à facteur de puissance unitaire ($Q = 0$, $\cos \varphi = 1$ et $\sin \varphi = 0$), les équations (4.36) deviennent:

$$\begin{aligned}
 r\alpha \sin \delta &= -\frac{PX_t}{3V_p^2} \\
 r\alpha \cos \delta &= 1 + \frac{R_t I_t}{V_p}
 \end{aligned} \tag{4.37}$$

Le courant I_t peut être déterminé en fonction de la puissance active transitée selon l'équation suivante :

$$I_t = \frac{P}{3V_p} \tag{4.38}$$

En éliminant l'angle δ dans les équations (4.37) et en utilisant l'équation (4.38) on peut déterminer le paramètre α en fonction des paramètres du filtre comme suit:

$$\alpha = \frac{P}{3rV_p^2} \sqrt{X_t^2 + \left(R_t + \frac{3V_p^2}{P} \right)^2} \tag{4.39}$$

Afin de transférer le maximum de puissance sur le réseau, le taux de modulation considéré est unitaire. Donc, la relation (4.39) devient :

$$\alpha = \frac{P_{\max}}{3V_p^2} \sqrt{X_t^2 + \left(R_t + \frac{3V_p^2}{P_{\max}} \right)^2} \tag{4.40}$$

Connaissant la puissance maximale à transiter, le paramètre α peut être déterminé à l'aide de l'équation (4.40). Une fois le paramètre α est connu, on fixe la valeur de la tension du bus continu correspondante en utilisant l'équation (4.34).

IV.8 Simulation et interprétation :

-cas d'une seule éolienne :

Dans cette partie nous allons présenter les résultats de simulation d'une éolienne à vitesse variable basée sur une machine asynchrone à double alimentation de 1.5 MW. La vitesse du vent varie autour de 10.8 m/s (figure IV-23).

Vu que la vitesse de la génératrice peut varier de $\pm 30\%$ par rapport à la vitesse de synchronisme, les convertisseurs statiques qui relient le circuit rotorique de la génératrice au

réseau vont être dimensionnés pour 30% de la puissance nominale, c'est-à-dire pour 450 KW. Connaissant la puissance maximale qui sera transitée par les convertisseurs statiques et en utilisant les équations (4.40) et (4.34), on peut estimer la valeur de la tension du bus continu nécessaire pour un fonctionnement à facteur de puissance unitaire côté réseau. La tension du bus continu est estimée à 2220 V.

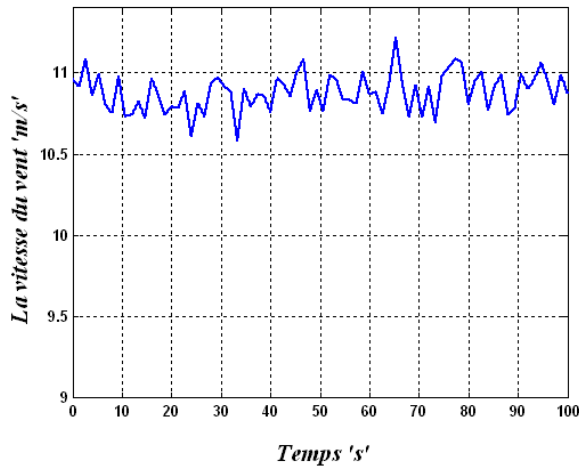


Figure IV-16 : Le profil du vent

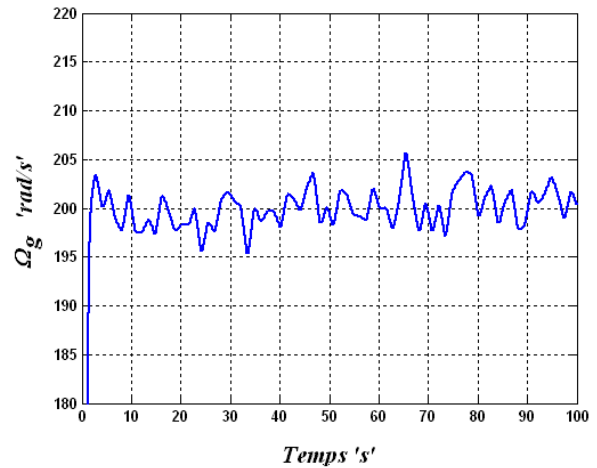


Figure IV-17 : La vitesse mécanique de la génératrice

D'après la figure IV-17, on constate que la vitesse de génératrice est rendue variable de manière à extraire un maximum de puissance active.

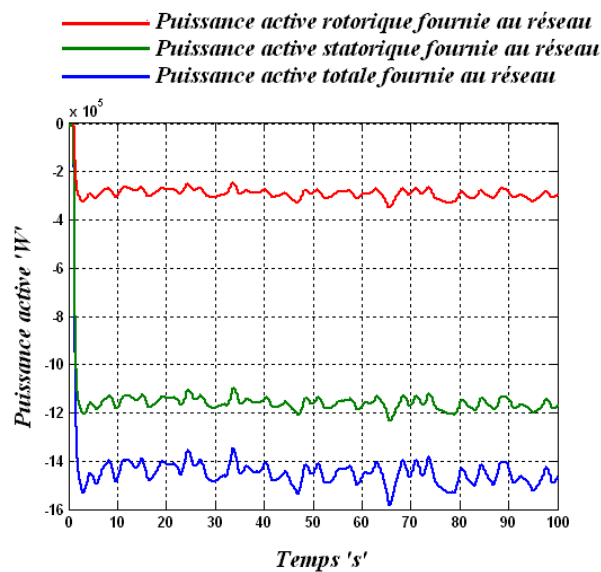


Figure IV-18 : Les puissances actives rotorique, statorique et totale fournies au réseau

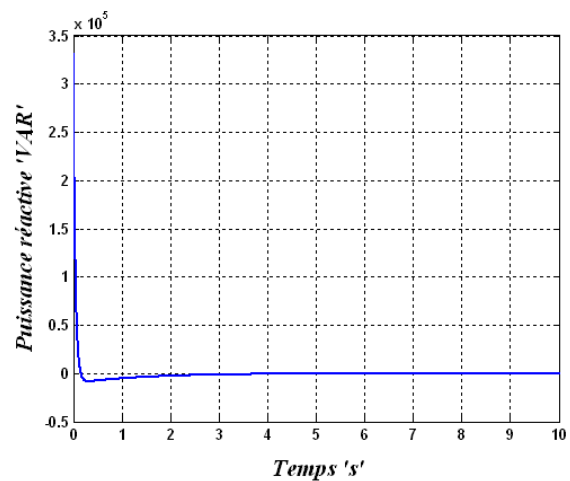


Figure IV-19 : La puissance réactive totale échangée avec le réseau

La figure IV-18 montre que les puissances actives rotorique et statorique fournie au réseau, fluctue au rythme de la vitesse du vent. La puissance active totale envoyée au réseau est la somme des puissances actives statorique et rotorique (fonctionnement hyper-synchrone). La chaîne de conversion éolienne considérée fonctionne à facteur de puissance unitaire du moment que la puissance réactive totale échangée avec le réseau est maintenue nulle quel que soit la vitesse du vent (figure IV-19).

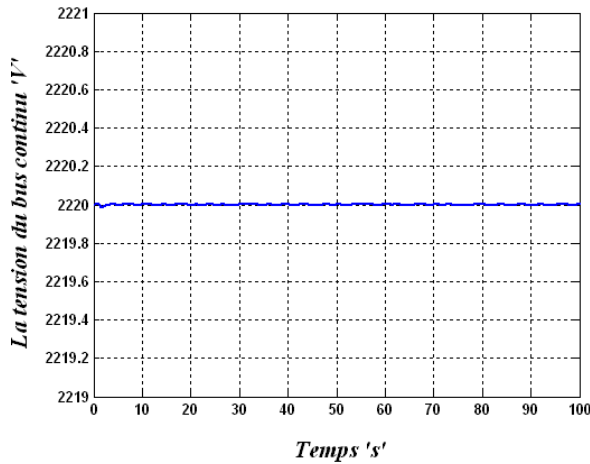


Figure IV-20 : La tension du bus continu

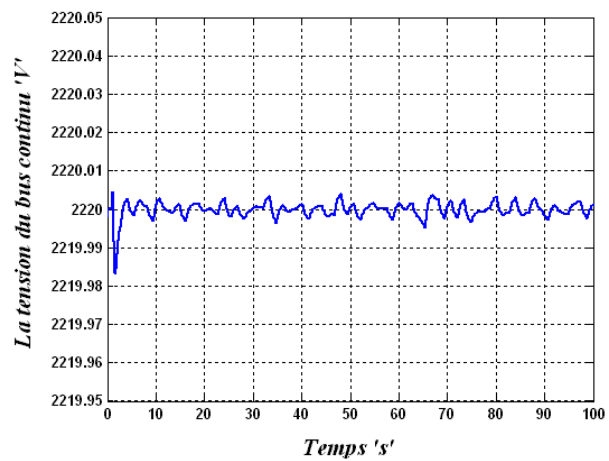


Figure IV-21 : zoom sur la figure IV-20

Malgré la fluctuation de la puissance active rotorique envoyée au réseau, la tension de bus continu est maintenue constante avec des fluctuations négligeables autour de sa valeur désirée (figure IV-20 et IV-21).

-cas de deux éoliennes :

Dans cette partie nous allons présenter les résultats de simulation de deux éoliennes à vitesse variable basées sur une machine asynchrone à double alimentation de 1.5 MW. Les deux génératrices asynchrones fonctionnent en hyper-synchronisme avec une vitesse de rotation supérieure à la vitesse de synchronisme de 30%. Le profil du vent précédemment utilisé est le même utilisé pour les deux éoliennes. Dans ce type de configuration et de fonctionnement, les convertisseurs statiques MLI 1 de la figure IV-13, sont dimensionnés pour 30% de la puissance nominale de la machine, par contre le convertisseur MLI 2 est dimensionné pour 60% de la puissance nominale (900 KW), car il assure le transfert de la totalité des puissances issues des deux convertisseurs MLI 1.

Dans ce cas la tension du bus continu est estimée à 2810 V.

D'après les résultats de simulation nous remarquons que les puissances actives rotorique et statorique envoyées au réseau ont été multipliées par deux comme attendu (figure IV-22) et la puissance réactive totale échangée avec le réseau est toujours maintenue égale à zéro (figure IV-23). Les figures IV-24 et IV-25 montrent qu'il y a une bonne régulation du bus continu par le système de contrôle mis en place.

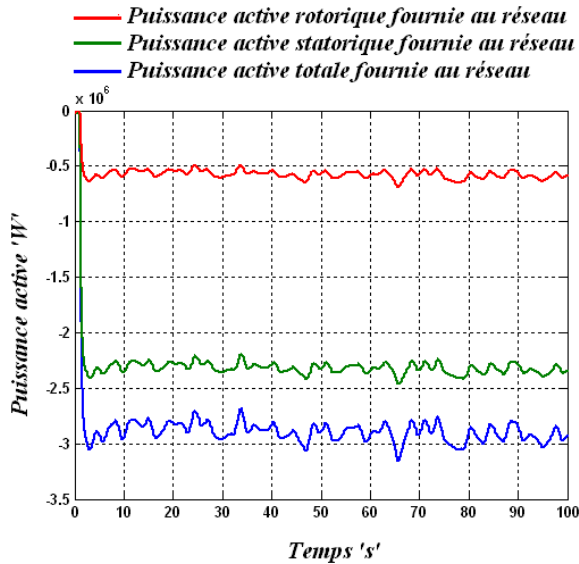


Figure IV-22 : Les puissances actives rotorique, statorique et totale fournies au réseau

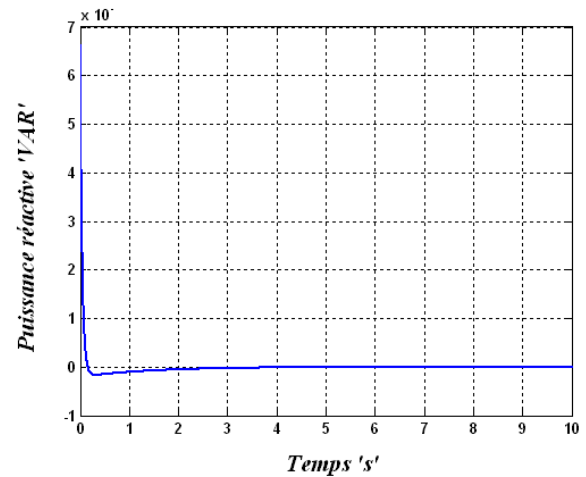


Figure IV-23 : La puissance réactive totale échangée avec le réseau

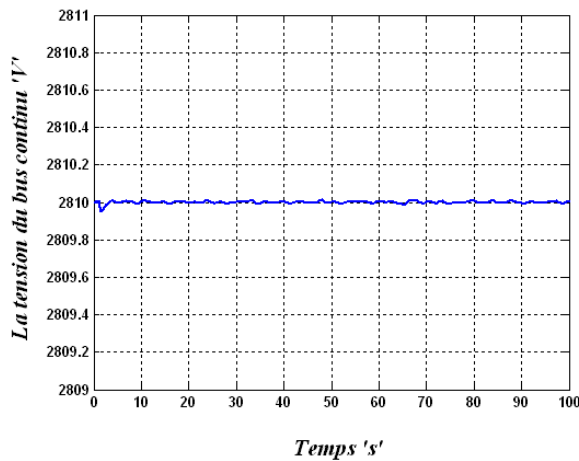


Figure IV-24 : Tension du bus continu

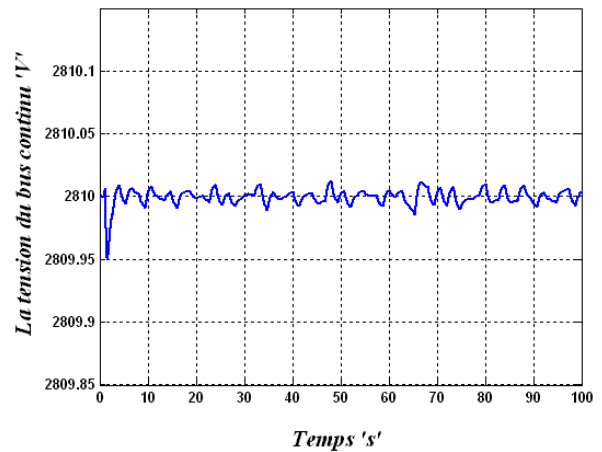


Figure IV-25 : Zoom sur la figure IV-24

-Simulation de la chaine de conversion des deux éoliennes suite à des perturbations :

Dans cette partie, nous allons tester l'efficacité du système de contrôle du bus continu élaboré dans ce chapitre. Pour cela, chacune des deux turbines est attaquée par un échelon de vitesse du vent (figure IV-26 et IV-27), qui est considéré comme une perturbation.

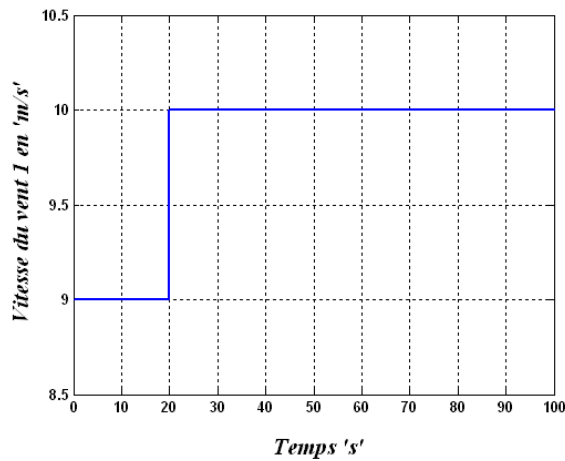


Figure IV-26 : Le profil du vent de la turbine 1

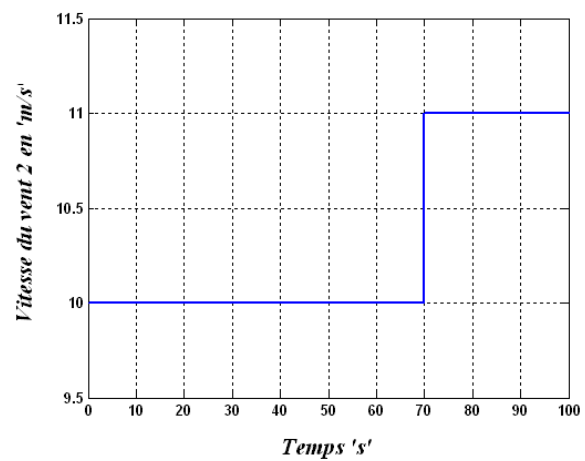


Figure IV-27 : Le profil du vent de la turbine 2

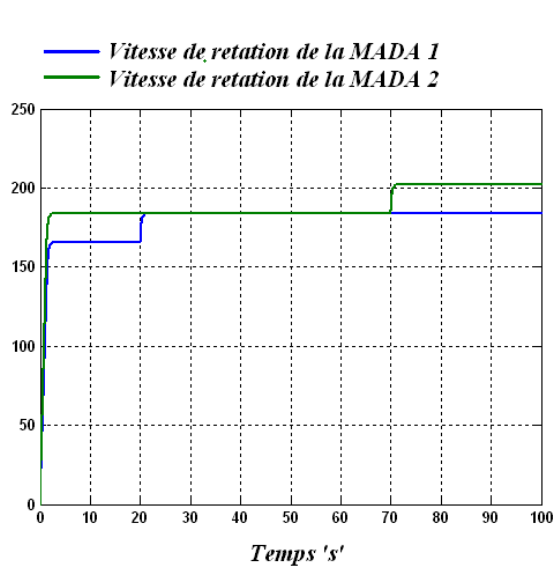


Figure IV-28 : La vitesse mécanique de la MADA 1 et MADA 2

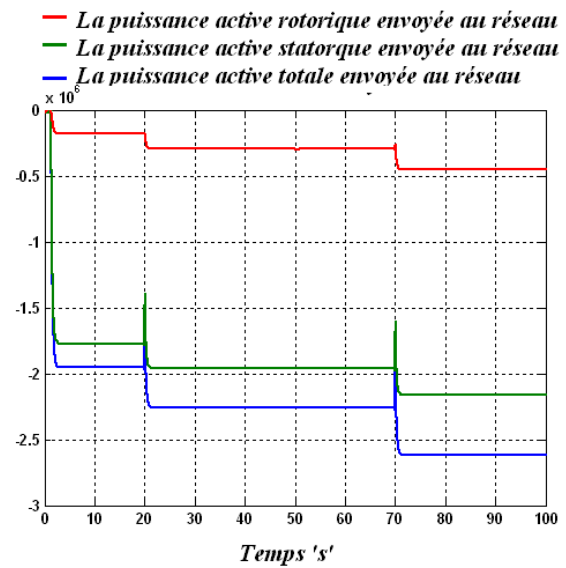


Figure IV-29 Les puissances actives rotorique, statorique et totale fournies au

Les résultats de simulation qui sont donnés par les figures IV-30 et IV-31, montrent que le système de régulation arrive à réguler la tension du bus continu, malgré la présence des perturbations. Au cours d'une perturbation, la figure IV-31 montre que la tension du bus continu est légèrement perturbée, mais elle est vite régulée à sa valeur désirée. De ce fait, nous pouvons dire que, les deux éoliennes sont pratiquement découplées, du moment que la tension du bus continu est maintenue constante par le système de régulation mis en place. La figure IV-29 montre que les puissances actives rotorique et statorique envoyées au réseau, varie en fonction des vitesses du vent imposées au niveau des deux turbines.

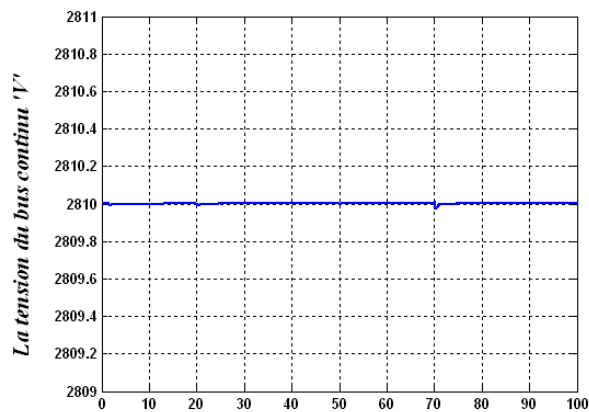


Figure IV-30 : Tension du bus continu

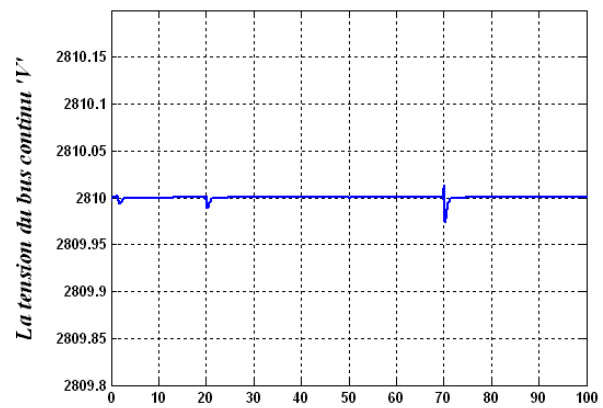


Figure IV-31 : Zoom sur la figure IV-30

-Simulation de la chaine de conversion des deux éoliennes suite à un défaut de raccordement :

Nous allons simuler dans ce cas un défaut de raccordement au bus continu à $t=50$ s du convertisseur MLI 1 de la deuxième éolienne. Les figures IV-32, IV-33 et IV-34 montrent la répercussion de ce défaut sur la tension du bus continu et les puissances échangées avec le réseau.

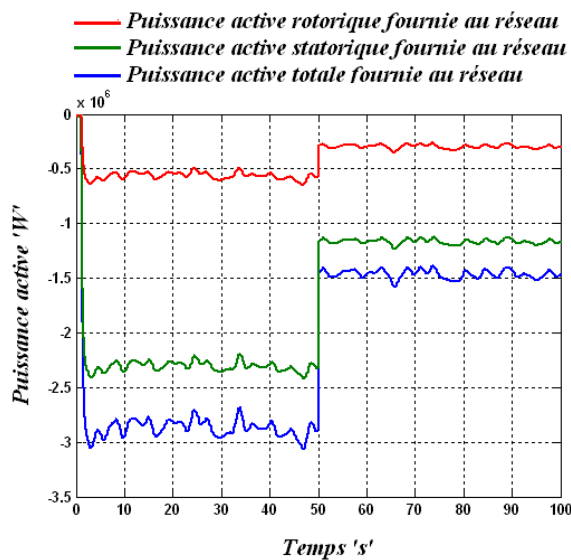


Figure IV-32 : Les puissances actives rotorique, statorique et totale fournies au

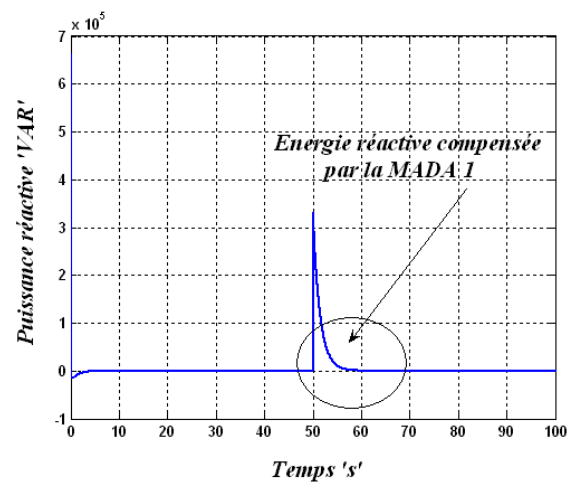


Figure IV-33 : La puissance réactive totale échangée avec le réseau

D'après les résultats de simulation obtenus, nous constatons que la puissance active totale envoyées au réseau est divisée par deux, après l'instant où le défaut de raccordement du convertisseur MLI 1 de la deuxième MADA au bus continu s'est produit (figure IV-32 $t \geq 50$ s). Cela veut dire que la deuxième éolienne ne fournit plus d'énergie active au réseau du

moment que le circuit rotorique de la MADA 2 se trouve en circuit ouvert après $t=50$ s. De plus, à partir de l'instant où le rotor de la MADA 2 n'est plus alimenté, l'énergie réactive au niveau du son stator n'est plus maintenue égale à zéro par le système de régulation de l'énergie réactive mis en place. Elle commence à absorber de l'énergie réactive depuis le réseau par son stator, car ce dernier est toujours raccordé au réseau. Afin de garantir le fonctionnement à facteur de puissance unitaire même en cas de défaut de raccordement de l'un des convertisseurs MLI 1, nous avons mis en place pour chaque machine un système de régulation de la puissance réactive qui assure à la fois la régulation de la puissance réactive de la machine qui lui appartient et la compensation de l'énergie réactive demandée par la deuxième machine en cas de défaut du moment que la MADA peut fournir ou absorber de l'énergie réactive au niveau de son stator. De ce fait, l'énergie réactive demandée par la MADA 2 est fournie par le stator de la MADA 1 afin de la compenser comme il est montré par la figure IV-33.

La figure IV-34 montre que la tension du bus continu est peu affectée ($t=50$ s) par le défaut de raccordement ainsi simulé et elle est vite régulée à sa valeur désirée. Ce la confirme encore une fois l'efficacité du système de régulation de la tension du bus continu mis en place.

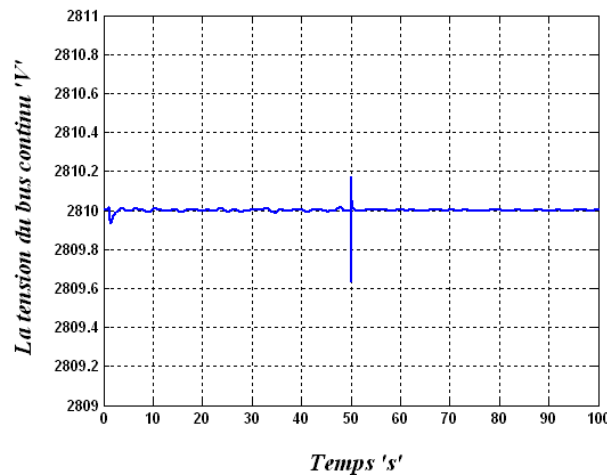


Figure IV-34 : Tension du bus continu

IV.9 Conclusion :

Ce chapitre nous a permis d'établir un modèle de la chaîne de conversion d'une éolienne à base d'une machine asynchrone à double alimentation pilotée par son circuit rotorique par des convertisseurs MLI et reliée au réseau via un bus continu, un filtre et un transformateur.

A partir de ce modèle nous avons développé un dispositif de commande de toute la chaîne de conversion afin de faire fonctionner l'éolienne de manière à extraire le maximum de puissance de l'énergie du vent. L'architecture de commande de cette chaîne de conversion est composée de différents blocs de commande à savoir la commande vectorielle à flux statorique orienté de la MADA présentée dans le chapitre précédent, le contrôle du bus continu et le contrôle de la liaison au réseau.

Ensuite nous avons étudié et simulé la connexion d'une éolienne à base d'une MADA de 1.5 MW au réseau de distribution, en utilisant le modèle continu des convertisseurs statiques utilisés. Dans l'objectif d'augmenter la puissance générée au réseau, nous avons considéré une configuration à deux éoliennes raccordées à un bus continu commun. Les résultats de simulation présentés montrent qu'il est possible de réaliser ce genre configuration, mais avec une condition sur le dimensionnement du bus continu en fonction de la puissance à transiter et sur le convertisseur de connexion au réseau. Enfin, un test d'efficacité du système de régulation du bus continu a été effectué. Les résultats de simulation présentés, ont montrés que le système de régulation mis en place a bien réagi contre les perturbations et la tension du bus continue est maintenue constante.

Conclusion Générale

Conclusion générale :

Notre travail a comme objectif la modélisation complète et la commande d'un système de génération d'électricité à partir de l'énergie éolienne et d'étudier l'interaction de deux générateurs éolien raccordés au réseau via des convertisseurs statiques.

Afin d'atteindre ces objectifs, le premier chapitre de cette thèse nous a permis de modéliser les différents éléments de la turbine éolienne à vitesse variable et d'établir des lois de commande qui permettent la maximisation de la puissance mécanique captée, après avoir présenté les différentes zones de fonctionnement de l'éolienne. L'opération de la maximisation de la puissance, est réalisée par le contrôle du couple électromagnétique généré. Pour ce faire, deux techniques MPPT sont présentées, la MPPT avec asservissement de vitesse et la MPPT sans asservissement de vitesse. Les deux stratégies de commande ainsi présentées permettent la maximisation de la puissance récupérée par l'éolienne. La maximisation de la puissance avec asservissement de vitesse présente un bon suivi de la référence et un temps de réponse relativement court. Elle est utilisée dans le cas où la vitesse du vent présente des variations importantes autour de sa vitesse moyenne. La maximisation de la puissance sans asservissement de vitesse nous permet d'éliminer le problème de mesure de la vitesse du vent dans une éolienne, et elle est recommandée dans le cas où la vitesse du vent ne varie pas trop autour de sa valeur moyenne.

Dans le deuxième chapitre, nous avons modélisé la machine asynchrone à double alimentation qui est utilisée pour assurer la conversion de la puissance mécanique disponible sur l'arbre de la turbine en une puissance électrique. L'utilisation d'une génératrice asynchrone à double alimentation (GADA) dans un système éolien permet de fonctionner sur une large plage de vitesses de vent et d'en tirer le maximum de puissance possible pour chaque vitesse de vent. La possibilité de faire varier la vitesse de la MADA par action sur la tension d'alimentation des enroulements rotorique, permet de réduire la taille des convertisseurs utilisés d'environ 70 %, ce qui donne un avantage économique par rapport à la machine asynchrone à cage. Afin de mieux gérer l'échange en puissance électrique entre la machine utilisée et le réseau, un contrôle indépendant des puissances active et réactive a été élaboré. Ce dernier a été peut être effectué par deux méthodes. La première méthode est dite directe elle consiste à mettre en place une boucle de régulation pour chaque puissance et négliger les termes de couplage vu la faible valeur du glissement. Par contre, la deuxième

consiste à tenir compte des termes de couplage et à les compenser. Cette méthode peut être réalisée par deux façons. La première façon est dite indirecte en boucle ouverte qui consiste à mettre en place une boucle de régulation pour chacune des deux composantes du courant rotorique, et les puissances active et réactive sont contrôlées en boucle ouverte. Et la deuxième façon est dite indirecte en boucle fermée qui consiste à réguler les courants rotorique en boucle fermée et rajouté une boucle supplémentaire pour chaque puissance. La commande indirecte en boucle fermée ayant été retenue pour son contrôle des courants rotoriques et sa bonne robustesse vis-à-vis de la variation des paramètres de la machine qui est due aux deux boucles de régulation en courant et en puissance. A la fin de ce chapitre nous avons développé une structure de commande de la vitesse mécanique de la machine asynchrone à double alimentation à flux statorique orienté et des résultats de simulation en été présentés.

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté en premier lieu les différentes structures d'alimentation d'une machine asynchrone à double alimentation. Parmi ces différentes structures présenté nous avons opté à la structure dite de sherbius avec des convertisseurs MLI. L'utilisation de la structure choisie permet les fonctionnements hyper et hypo-synchrone vue la bidirectionnalité des convertisseurs employés et le contrôle du facteur de puissance côté réseau. Ensuite nous avons présenté entamé la modélisation et la commande des convertisseurs statiques à deux niveaux. Deux stratégies de commande de modulation de largeur d'impulsion (MLI), ont été présentées à savoir la MLI triangulo-sinusoïdale et la MLI vectorielle. D'après les résultats de simulation obtenus sous l'environnement MATLAB SIMULIK, nous avons pu conclure que la commande d'un convertisseur MLI par une MLI vectorielle présente un taux de distorsion en harmonique (THD) meilleur que celui présenté par la MLI triangulo-sinusoïdale.

Le dernier chapitre a été consacré en premier lieu à l'établissement d'un modèle d'une chaîne de conversion éolienne basée sur une machine asynchrone à double alimentation pilotée par son circuit rotorique par des convertisseurs MLI et relié au réseau via un bus continu, un filtre et un transformateur. A partir de ce modèle nous avons développé une structure de commande de la chaîne de conversion globale manière à extraire le maximum de puissance de l'énergie du vent. L'architecture de commande de cette chaîne de conversion est composée de plusieurs blocs de commande à savoir la commande vectorielle à flux statorique orienté de la MADA présentée le deuxième chapitre, le contrôle du bus continu et le contrôle de la liaison au réseau. Ensuite nous avons étudié et simulé la connexion d'une éolienne à

base d'une MADA de 1.5 MW au réseau de distribution, en utilisant le modèle continu des convertisseurs statiques utilisés. Afin d'augmenter la puissance fournie au réseau et d'optimiser le nombre de convertisseur statiques, nous avons considéré une configuration à deux éoliennes raccordées à un bus continu commun. Des résultats de simulation ont été présentés et interprétés. Ces résultats de simulation montrent qu'il est possible de réaliser ce genre configuration, mais avec une contrainte sur le dimensionnement du bus continu en fonction de la puissance à transité et sur le convertisseur de connexion au réseau. Enfin, un test d'efficacité du système de régulation du bus continu a été effectué. L'efficacité du système de régulation mise en place, est confirmée par les résultats de simulation présentés. Les deux éoliennes se trouvent donc découplées du moment que la tension du bus continu est bien régulée même en présence des perturbations au niveau des deux turbines.

Bibliographie

- [1] Observ'ER & EDF, La Production d'Origine Renouvelable dans le Monde, collection chiffres et statistiques, Dixième inventaire Édition 2008.
- [2] Leon Freris & David Infield: Renewable Energy in Power Systems; Centre for Renewable Energy Systems Technology (CREST); Loughborough University, UK & Institute of Energy and Environment; University of Strathclyde, UK; A John Wiley & Sons, Ltd, Publication; 2008.
- [3] D. GOURIÈRES, ENERGIE EOLIENNE: Théorie, Conception et Calcul Pratique des Installations, EYROLLES, Paris 1982.
- [4] Miguel Lopez, Contribution à l'Optimisation d'un Système de Conversion Éolien pour une Unite de Production Isolée, Thèse de Doctorat, Université Paris-Sud11, 2007.
- [5] H. Camblong, I. Martinez de Alegria, M. Rodriguez, G. Abad, Experimental Evaluation of Wind Turbines Maximum Power Point Tracking Controllers, Energy Conversion and Management 47 PP 2846-2858 2006.
- [6] N. Laverdure, D. Roye, S. Bacha, R. Belhomme, Technologie des systèmes éoliens – intégration dans les réseaux électriques, Revue 3EI, no. 39, 2004.
- [7] A. Petersson, Analysis, Modelling and Control of Doubly-Fed Induction Generators for Wind Turbines, PhD Thesis, Chalmers University of Technology, Goteborg, Sweden, 2005.
- [8] H. Daaou Nejdari, bulletin des énergies renouvelables : Caractérisation Eolienne du Site, Les Grands Vents, Dely Ibrahim, à l'aide d'un Modèle Numérique ; Division évaluation du potentiel énergétique, CDER, Alger, 2004.
- [9] Hervé Jeanmart & Joseph Martin : Les éoliennes, Configuration des Rotors Actuels, Conception d'une Eolienne (HAWT) par Approche Aérodynamique ; INIS 3101 - 2001.
- [10] Connor B., Leithead W. E. The Effect of Rotor Characteristics on the Control of Pitch Regulated Variable Speed Wind Turbines. British Wind Energy Association Conference, London, 1994
- [11] Théodore WILDI & Gilbert SYBILLE Électrotechnique, 4^{ème} édition, 2005.
- [12] C. Haritza, Minimisation de l'Impact des Perturbations d'Origine Eolienne dans la Génération d'Electricité par des Générateurs à Vitesse Variable. Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, Bordeaux, 2003.
- [13] Salma EL AIMANI, Modélisation de Différentes Technologies d'Eoliennes Intégrées dans un Réseau de Moyenne Tension ; Thèse de Doctorat ; Université des sciences et technologies de LILLE, 2004.
- [14] Frédéric POITIERS, Étude et Commande de Génératrices Asynchrones pour l'Utilisation de l'Energie Eolienne (-Machine asynchrone à cage autonome, -Machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau) Thèse de Doctorat à l'École polytechnique de l'Université de Nantes, 2003.

- [15] M. Machmoum, F. Poitiers, L. Moreau, M.E. Zaïm, R. Le Doeuff, Etude d'éoliennes à vitesse variable basées sur des machines asynchrones (MAS-MADA) , LARGE-GE44, Pole Atlantique De Génie Electrique, Ecole polytechnique de l'université de Nantes.
- [16] Nicolas LAVERDURE ; Intégration des Générateurs Eoliens dans les Reseaux faibles ou Insulaires ; Thèse de Doctorat, Institut national polytechnique de Grenoble ; 9/12/2005.
- [17] S. Heier, Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems, Canada, ISBN 0-471-97143-X, Edition 1998.
- [18] Leclercq, Ludovic, Apport du Stockage Inertiel Associé à des Eoliennes dans un Réseau Electrique en vue d'assurer des services système. Thèse de Doctorat, Université des Sciences est technologies de Lille, 2004.
- [19] Working Group C4.601-CIGRE, Modeling and Dynamic Behavior of Wind Generation as it Relates to Power System Control and Dynamic Performance, 2007.
- [20] Perdana, O. Carlson, and J. Persson, Dynamic Response of Grid-Connected Wind Turbine with Doubly Fed Induction Generation during Disturbances, Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics. Trondheim, 2004.
- [21] K. Rudion, Z. Styczynski, and A. Orths, Modeling of Variable Speed Wind Turbines with Pitch Control , 2nd International Conference on Critical Infrastructures, Grenoble, France, 2004.
- [22] R. Chedid, F. Mrad et M. Basma, Intelligent Control of a Classe of Wind Energy Conversion Systems, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 14, No. 4, 1999.
- [23] J. L. Rodríguez-Amanedo, S. Arnalte, J. C. Burgos. Automatic Generation Control of a Wind Farm With Variable Speed Wind Turbines. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. Vol. 17 No.2, 2002.
- [24] S. F. Pinto, L. Aparicio & P. Esteves, Direct Controlled Matrix Converters in Variable Speed Wind Energy Generation Systems; *IEEE*, PP.4244-0895, 2007.
- [25] J. G. Slootweg, H. Polinder and W. L. Kling : Representing Wind Turbine Electrical Generating Systems in fundamental Frequency Simulations; *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 18, No. 4, pp. 516-524, 2002.
- [26] Nesmat ABU-TABAK, Stabilité Dynamique des Systèmes Electriques Multi-machines, Modélisation, Commande, Observation et Simulation , Thèse école doctorale électronique, électrotechnique, automatique de Lyon, 2008.
- [27] Wind Turbine, Implement Model of Variable Pitch Wind Turbine, Library: Distributed Resources/Wind Generation, SimPowerSystems™, Matlab 2009.
- [28] S. El Aimani, B. François, F. Minne, B. Robyns, Comparison Analysis of Control Structures for Variable Speed Wind Turbine, Proceedings of CESA 2003, Lile, France. 2003.

- [29] E. Muljadi, Pitch-Controlled Variable-Speed Wind Turbine Generation, IEEE Transaction on Industry Applications, Vol .37, No 1, 2001.
- [30] Bernard MULTON, Xavier ROBOAM, Brayima DAKYO, Cristian NICHITA, Olivier GERGAUD & Hamid BEN AHMED, Aérogénérateurs électriques, Techniques de l'Ingénieur, D3 960
- [31] A. Dendouga, Commande par mode glissant de la machine à double alimentation alimentée par un onduleur de tension, Thèse de Magister, Université de Batna, 2004.
- [33] S. El Aimani, B. Francois, F. Minne, B. Robyns, Modelling and Simulation of Doubly Fed Induction Generators For Variable Speed Wind Turbines Integrated in a Distribution Network, Toulouse 2003
- [34] J.R. Saenz, A. Tapia, G. Tapia, X. Ostolaza, I. Albizu, F. Pérez-Hidalgo, M. Irizar, Reactive Power Regulation Wind Farms : Control Strategie , EPE 2001-Graz.
- [35] Armand Boyette, Philippe Poure and Shahrokh Saadate, Direct and inirect control of a Doubly Fed Inducion Generator wind turbine including a storage unit, IECON'06 Paris 2006.
- [36] J. Martin, Energies éoliennes, Techniques de l'Ingénieur, traité de Génie énergétique, pp. B 8 585 1- B 8 585 21.
- [37] HAMDUCHE SONIA, Contribution à l'amélioration des structures de régulation des courants des machines à courant alternatif ; Mémoire de Magister Université de Batna ; 2007.
- [38] M.B.Mohamed, M.Jemli, M-Gossa, K. Jemli, Doubly fed induction generator DFIG in wind turbine, Modeling and power flow control. IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), P-7803-866. 2004.
- [39] A. Boukhelifa, Elements d'Optimisation du Pilotage d'une Machine Asynchrone en vue d'un Controle Vectoriel , Thèse de Doctorat d'état, Ecole polytechnique Alger, 2007.
- [40] R. Datta, V. T. Ranganathan, A Simple Position-Sensorless Algorithm for Rotor-Side Field-Oriented Control of Wound-Rotor Induction Machine, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 48, No. 4, 2001.
- [41] Lie Xu and Phillip Cartwright, Direct Active and Reactive Power Control of DFIG for Wind Energy Generation, IEEE transactions on energy conversion, VOL. 21, NO. 3, 2006.
- [42] S. khojet el khil, Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone Doublement Alimentée, thèse Doctorat institut national polytechnique de Toulouse 2006.
- [43] M. Machmoum, Contribution à l'Etude et la Commande Numérique de l'Ensemble Cyclonconvertisseur Triphasé - Machine Asynchrone à Double Alimentation, Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 1989.

- [44] L. Refoufi, B.A.T. Al Zahawi, A.G. Jack, Analysis and Modeling of the Steady STATE behavior of the Static Kramer Induction Generator, IEEE Transactions on Energy Conversion, Volume 14, Issue 3, pp 333-339. 1999
- [45] G.A. Smith, K.A. Nigim, Wind-energy Recovery by a Static Scherbius Induction Generator, Proc. IEEE, 128, pp. 317-324. 1981
- [46] F.Bouchafaa, A.TALHA, E.M.Berkouk, M.S.Boucherit : Feedback control of the three-level PWM rectifier application to the stabilisation of the input DC voltage of multi-level inverter, IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), PP- 7803-866, 2004.
- [47] E. M. Berkouk ; Contribution à la Conduite des Machines Asynchrones Monophasées et Triphasées Alimentées par des Convertisseurs Directs et Indirects. Application aux Gradateurs et Onduleurs Multi-niveaux ; Thèse de Doctorat C.N.A.M, PARIS 1995.
- [48] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, Power Electronics, Converters, Applications and design, Publications John Wiley & Sons, ISBN 0-471-58408-8.
- [49] J.P. Hautier, J.P. Caron, Convertisseurs Statiques, Méthodologie Causale de Modélisation et de Commande, ISBN 2-7108-0745-9, Editions Technip 1999.
- [50] F. Labrique, H. Buyse, G. Segulier, Les Convertisseurs de l'Electronique de Puissance, Commande et Comportement Dynamique, Tome 5, Technique et Documentation - Lavoisier, 1998.
- [51] H. Buyse, D. Grenier, F. Labrique, S. Gusia, Dynamic modelling of power electronic converters using a describing function like approach, Proceedings of Electrimacs'99, pp. I-7-I-14 Lisbonne, 1999.
- [52] B. Robyns, Y. Pankow, L. Leclercq, B. Francois, Equivalent Continuous Dynamic Model of Renewable Energy Systems, 7th International Conference on Modeling and Simulation of Electric Machines, Converters and Systems : Electrimacs 2002, 18-21 Montreal, Canada. 2002.
- [53] S. El Aimani, B. Francois, B. Robyns, Modélisation de générateurs éoliens à vitesse variable connectés à un bus continu commun, Forum International sur les Energies Renouvelables, FIER 2002, Tetouan, Maroc, 2002.
- [54] P. Bartholomeus, P. Lemoigne, C. Rombaut, Etude des limitations en puissance des convertisseurs et apport des techniques multiniveaux, Actes du colloque Electronique de Puissance du Futur, EPF'96, Grenoble, pp. 121-126 ; 1996

Annexe

Annexes

Annexe I : Nouvelle génération et perspectives des éoliennes

I.1 Les éoliens multi-rotors (Le site SELSAM)

L'entreprise SELSAM, a conçu une éolienne comportant 7 rotors de 3 pales, d'un diamètre de 2,1m fournissant une puissance de 6 kW. L'arbre n'est pas parallèle au sol, mais penchée, afin d'éviter les perturbations du flux d'air d'un rotor sur un autre (Figures.1).

I.2 Le système WARP

Le système se compose de modules empilables sous forme de tours dans lesquels le vent est amplifié avant de faire fonctionner des hélices éoliennes (Figures.2).

I.3 La Turbine Stormblade

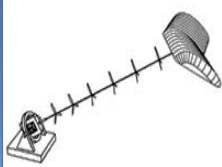
La compagnie britannique Stormblade Turbine développe un nouveau type d'éolienne avec un design semblable à celui d'un réacteur d'avion, qui devrait être plus efficace, moins bruyante et nécessiter moins de maintenance que la formule standard à trois pales (Figures.3).

I.4 Éoliennes recyclables

Des pales en composite thermoplastique seront produites à partir d'une résine de Cyclics.



Figures : -1 Éolienne multi-rotors



-2 Le système WARP



-3 La Turbine Stormblade

I.5 Éoliennes volantes (Perspectives)

En montant en altitude, le vent est plus fort. L'idée serait d'utiliser des éoliennes volantes (comme un hélicoptère, Skywindpower sur la gauche et comme un ballon rempli d'hélium, Magenn) qui produiraient l'énergie directement dans le ciel et l'achemineraient par câble au sol. Qui font un sujet de recherches actuelles (Figures.4).

I.6 Le KiteGen (Perspective)

Des chercheurs Italiens présumant que des cerfs-volants à 2000m d'altitude pourraient par leurs mouvements rotatifs faire tourner une éolienne à axe vent horizontal, d'après ses concepteurs ce sera beaucoup plus rentable que les solutions actuelles (Figures.5).



Figures.4 Les éoliennes volantes (Perspectives)



Figures.5 Le KiteGen

Annexe II :

II.1 Paramètres de la chaîne de conversion éolienne basée sur la MADA :

Les paramètres mécaniques de la turbine éolienne de 1.5MW basée sur la MADA, sont illustrés dans le tableau suivant :

Tableau.1 Paramètres de l'éolienne de 1.5 MW

	Valeur du paramètre	Signification
Turbine éolienne	$P_n = 1,5$	Puissance nominale (MW)
	$N=3$	Nombre de pale
	$R = 35.25$	Longueur d'une pale (m)
	$G = 80$	Gain du multiplicateur de vitesse
	$J = 50$	Inertie de l'arbre (kg.m^2)
	$f_{vis}=0.0071$	Coefficient du frottement visqueux
MADA	$V=690$	Tension efficace d'alimentation (V)
	$f=50$	Fréquence de l'alimentation (Hz)
	$P_n = 1,5$	Puissance nominale (MW)
	$p=2$	Nombre de paires de pôles
	$R_s = 0.012$	Résistance statorique (Ω)
	$R_r = 0.021$	Résistance rotorique (Ω)
	$L_s = 0.0137$	Inductance statorique (H)
	$L_r = 0.0136$	Inductance rotorique (H)
	$M = 0.0135$	Mutuelle Inductance (H)
	$T_s = L_s/R_s$	Constante de temps statorique (s)
	$T_r = L_r/R_r$	Constante de temps rotorique (s)

Tableau.2 Paramètres de la liaison au réseau.

Valeur du paramètre	Signification
$W_{res} = 2\pi.50$	pulsation du réseau (rd)
$R_t = 0.75$	Resistance du filtre (Ω)
$L_t = 5e^{-03}$	Inductance du filtre (H)
$C = 4400$	Capacité du bus continu (μF)

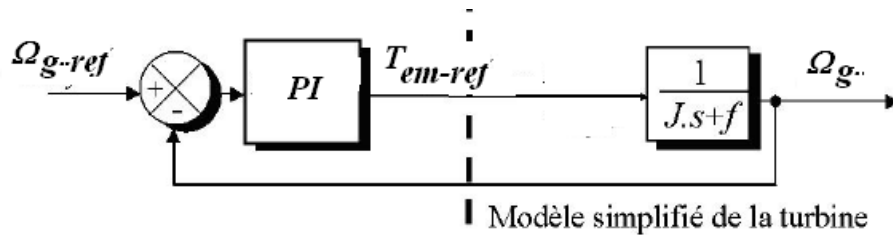
Annexe III : Calcul des régulateurs :

Régulateur PI (Chapitre.I et II)

On considère un correcteur proportionnel intégral (PI)

$$T_{em-ref} = \left(K_p + \frac{K_s}{s} \right) (\Omega_{g-ref} - \Omega_g)$$

K_p : gain proportionnel et K_s : gain intégral, sont les paramètres du correcteur à déterminer.



Figures.6 Schéma bloqué de la régulation de vitesse

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par l'équation suivante :

$$F(s) = \frac{K_p \cdot s + K_s}{Js^2 + (f_r + K_p)s + K_s}$$

La pulsation naturelle et le coefficient d'amortissement sont déterminés par :

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_s}{J}} \quad \text{et} \quad \zeta = \frac{f_r + J + K_p}{K_s} \cdot \frac{\omega_n}{2}$$

L'utilisation d'un régulateur de type PI (Proportionnel Intégral), permet de rendre le système plus rapide par l'action Proportionnel et d'annuler l'erreur statique par l'action Intégrale. La fonction de transfert des correcteurs PI est la suivante :

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{p}$$

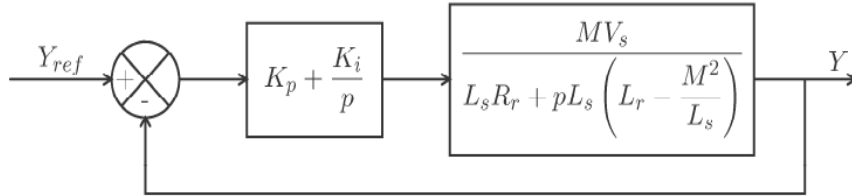


Figure 7: Une partie du système régulé par un PI

Pour pouvoir expliquer le calcul des paramètres K_p et K_i , on prend une partie de notre système bouclé et corrigé par un régulateur PI. La fonction en boucle ouverte du système s'écrit de la manière suivante :

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

Afin éliminer le zéro de la fonction de transfert du système, nous allons employer la méthode de compensation des pôles, ce la conduit à l'égalité suivante :

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

De ce fait, la fonction de transfert en boucle ouverte devient :

$$FTBO = \frac{K_p \frac{MV_s}{L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)}}{s}$$

La fonction de transfère en boucle fermée FTBF est donc :

$$FTBF = \frac{FTBO}{1 + FTBO} = \frac{1}{1 + \tau_s s}$$

Avec :

$$\tau_s = \frac{1}{K_p} \cdot \frac{L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)}{MV_s}$$

τ_s est le temps de réponse du système.

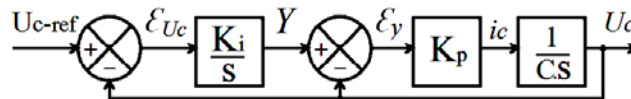
On fixant la valeur de τ_s , on peut retrouver les gains du correcteur PI en fonction des paramètres de la machine :

$$K_p = \frac{1}{\tau_s} \cdot \frac{L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)}{MV_s}$$

$$K_i = \frac{1}{\tau_s} \cdot \frac{R_r L_s}{MV_s}$$

Régulateur PI (Chapitre.IV)

La Figure.10 représente la boucle de régulation de la tension U_c :



Figures.8 Boucle de régulation de la tension U_c

Cette figure nous permet d'écrire :

$$\begin{cases} \frac{U_c}{\varepsilon_y} = \frac{k_p}{C.s} \Rightarrow \frac{U_c}{Y} = \frac{k_p}{k_p + C.s} \\ \frac{U_c}{\varepsilon_y} = \frac{k_p k_i}{s(k_p + C.s)} \Rightarrow \frac{U_c}{\varepsilon_y} = \frac{k_p k_i}{k_p k_i + k_p.s + C.s^2} \end{cases}$$

La fonction de transfert en boucle fermée du système s'exprime alors comme suit :

$$F_{BF}(s) = \frac{1}{1 + \frac{1}{k_i}s + \frac{1}{k_p k_i}s^2}$$

L'identification de cette fonction de transfert avec celle d'un système de second ordre, donne :

$$\frac{2\zeta}{\omega_n} = \frac{1}{k_i} \quad \text{et} \quad \frac{1}{\omega_n^2} = \frac{C}{k_p k_i}$$

En imposant la pulsation propre et l'amortissement ζ , on peut déterminer k_p et k_i comme suit :

$$k_i = \frac{\omega_n}{2\zeta} \quad \text{et} \quad k_p = 2\zeta.C.\omega_n$$

Pour calculer les coefficients k_p et k_i , nous fournissons le Tableau.2, où t_{rep} est le temps de réponse du système.