

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

## Centre Universitaire D'El oued

Département de génie électrique  
Option : Réseaux électriques

### Projet de fin d'étude

En vue de l'obtention du diplôme  
D'ingénieur d'Etat en Electrotechnique

### *Thème*

# COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMONTATION

#### **Etudié par :**

- SAID TAMMA
- AMAR ZEHOUANI
- BRAHIM HADFI

#### **Proposé et dirigé par :**

Mr. BOUBAKER ZEGUEB

**Promotion**

Juin 2011



# Remerciements

*Mes remerciements vont tout premièrement à Dieu tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous a donnée durant toutes ces longues années.*

*Nous exprimons nos profondes gratitudee à nos parents pour leurs encouragements, leur soutien et pour les sacrifices qu'ils ont enduré.*

*Nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreur Monsieur **Boubaker Zegueb** pour avoir d'abord proposé ce thème, pour suivi continuuel tout le long de la réalisation de cette thèse et qui n'a pas cessée de nous donner ses conseils et remarques.*

*Nous remercions les membres de jury d'examen pour l'honneur qu'ils me font en participant au jugement de ce travail. Nous tenons à remercier vivement toutes personnes qui nous ont aidé à élaborer et réaliser ce mémoire, ainsi à tous ceux qui nous aidés de prés ou de loin à accomplir ce travail.*

*Nous remercions vont aussi à tous les enseignants du département d'électrotechnique qui a contribué à notre formation.*

*Enfin nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et collèges pour le soutient tout moral ...*

# TABLE DES MATIERES

## NOTATIONS

INTRODUCTION GENERALE.....	1
----------------------------	---

## **CHAPITRE I : GENERALITES SUR LA MACHINE A DOUBLE ALIMENTATION**

**CHAPITREII : MODELISATION ET SIMULATION** No table of contents entries found.

### **DE LA MADA**

*No table of contents entries found.*

## **CHAPITREIII : MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MADA**

Introduction .....	29
III.1 Modélisation de l'alimentation de la MADA.....	29
III.1.1 Modélisation du redresseur.....	30
III.1.2 Modélisation du filtre .....	31
III.1.3 Modélisation de l'onduleur.....	32
III.1.3.1 Définition.....	32
III.1.3.2 Schéma symbolique de l'onduleur .....	32
III.1.3.3 Propriété de l'onduleur .....	32
III.1.3.4 Domaine d'utilisation .....	32
III.1.3.5 Principe générale de fonctionnement .....	33
III.2 Structure de l'onduleur de tension.....	33
III.3 Modèles de commande de l'onduleur de tension .....	34
III.4 Stratégie de commande des onduleurs .....	36
III.4.1 Commande en pleine onde .....	36
III.4.2 Commande MLI .....	36
III.5 Résultats de simulation de l'alimentation de la MADA.....	39
Conclusion.....	40

## **CHAPITREIV : COMMANDE VECTORIELLE PAR ORIENTATION DU FLUX STATORIQUE**

*No table of contents entries found.* CONCLUSION

GENERALE.....59

Annexes

Bibliographie

# NOTATIONS ET SYMBOLES

MADA	Machine asynchrone à double alimentation
MLI	Modulation de largeur d'Impulsion
PI	Proportionnel Intégral
IP	Intégral Proportionnel
W	Pulsation mécanique du rotor
$f_s$ $f_r$	Respectivement les fréquence statorique et rotorique
$V_s$	Tension applique au stator
$V_r$	Tension applique au rotor
s,r	Indices d'axes correspondants au stator et au rotor
$R_s$	Résistance d'une phase statorique
$R_r$	Résistance d'une phase rotorique
$L_s$	Inductance propre d'une phase statorique
$L_r$	Inductance propre d'une phase rotorique
M	Inductance cyclique mutuelle
$C_e$	Couple électromagnétique de la machine
$C_r$	Couple résistant
J	Inertie des masses tournantes
F	Coefficient de frottement visqueux
$\Omega$	Vitesse synchrone en rd/s
P	Nombre de paire de pole de la MADA
$\Phi_{snom}$	Flux statorique nominal
$\Omega_{nom}$	Vitesse mécanique nominale
$\Omega_{ref}$	Vitesse de référence
(d, q)	Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant
$I_{ds}$ $I_{qs}$	Courant statorique selon l'axe d, q
$I_{dr}$ $I_{qr}$	Courant rotorique selon l'axe d, q
$\Phi_{ds}$ $\Phi_{qs}$	Flux statorique selon l'axe d, q
$\Phi_{dr}$ $\Phi_{qr}$	Flux rotorique selon l'axe d, q
$V_{ds}$ $V_{qs}$	Tension statorique selon l'axe d, q
$V_{dr}$ $V_{qr}$	Tension rotorique selon l'axe d, q

S	Opérateur dérivé de Laplace
$T_s=L_s/R_s$	Constante de temps statorique
$T_r=L_r/R$	Constante du temps rotorique
$\delta=(1-M^2/L_rL_s)$	Coefficient de fuite total
$W_r = \frac{d\theta_r}{dt}$	Vitesse du référentiel synchrone par rapport au rotor
$W_s = \frac{d\theta_s}{dt}$	Vitesse du référentiel synchrone par rapport au stator
$\theta_s ; \theta_r$	Positions respectives du référentiel synchrone par rapport à l'axe.

## INTRODUCTION GENERALE

L'objectif de notre travail est étude et la modélisation par simulation de la machine asynchrone à double alimentation .

La machine asynchrone double alimentation est essentiellement non linéaire, dû au couplage entre le flux et le couple électromagnétique. Le contrôle vectoriel par orientation du flux selon un axe privilégié permet d'assurer un découplage entre le flux et le couple. Un autre aspect extrêmement important dans la réalisation de variateurs est la notion de robustesse. Les modèles utilisés sont approximatifs et ont des paramètres variables selon l'état du système et son point de fonctionnement. La variation des paramètres électriques et mécaniques dégradent les performances des commandes et peuvent amener, dans certains cas, à des fonctionnements instables

De nos jours, plusieurs travaux ont été orientés vers l'étude de la machine asynchrone à double alimentation. Cette dernière et grâce au développement des équipements de l'électronique de puissance et l'apparition des techniques de commande modernes présente une solution idéale pour les entraînements à hautes puissances et à vitesse variable. L'intérêt de telles machines est qu'elles assurent un fonctionnement à très basse vitesse. L'application potentielle de la MADA a été un sujet de recherche le long de la dernière décennie. L'association des machines asynchrones à double alimentation à des convertisseurs statiques permet de donner différentes stratégies de commande et présente un autre avantage d'utilisation de ces machines. L'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de vitesse. Ce fonctionnement présente la machine asynchrone à double alimentation comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée. De plus, la présence d'un convertisseur entre le rotor et le réseau permet de contrôler le transfert de puissance entre le stator et le réseau.

Le premier chapitre présente une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation concernant son principe de fonctionnement et les différentes stratégies de commande, ses inconvénients et ses avantages.

Le deuxième chapitre la modélisation de la machine électrique avec la transformation de PARK est une phase primordiale de son développement, les progrès de l'informatique et du génie des logiciels permettent de réaliser des modélisations performantes et d'envisager l'optimisation des machines électriques.

Le troisième chapitre nous abordons la modélisation de l'alimentation de la machine asynchrone avec onduleurs de tension à deux niveaux commandés par technique triangulo-sinusoidale.

Dans le dernier chapitre, sera consacré à la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation. la méthode directe sera appliquée pour la commande de la vitesse par le biais de régulateurs classiques de type PI.

## Introduction

L'énergie électrique est au cœur de notre société moderne qui bien en peine si elle devait s'en passer. En effet quel appareil domestique ou industriel n'utilise pas d'électricité que ce soit pour d'éclairage, du chauffage, des mouvements de rotation ou translation.... C'est pourquoi il est intéressant de pouvoir trouver des solutions afin d'en produire toujours plus. Il y a des manières plus rentable, mais n'est pas propre tel que la filière nucléaire et aussi la solution de l'énergie fossile ; ce que montre qu'un jour viendra où les solutions à base d'énergie renouvelables (éolienne solaire.....). D'autre part dans le domaine des entraînements de grandes puissances, il existe une solution nouvelle et originale, utilisant une machine alternative fonctionnant dans un mode un peu particulier. Il s'agit de la machine à double alimentation (MADA) connue depuis 1899 [1], La littérature atteste du grand intérêt accordé aujourd'hui à la machine double alimentation pour divers applications: en tant que générateur pour les énergies renouvelables ou en tant que moteur pour certaines applications industrielles comme le laminage, la traction ferroviaire ou encore la propulsion maritime.

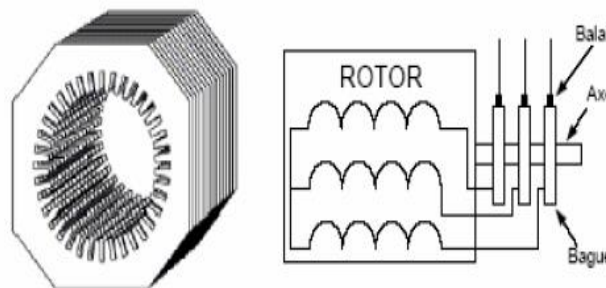
Ce type de machine nécessite une seule source d'alimentation qui peut être alimenté des deux côtés de la machine et ceci constitue un avantage principal surtout dans les domaines d'application à vitesse variable, où le glissement de la machine à double alimentation peut être modifié au moyen de l'association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

## I.1 Description et fonctionnement de la MADA

### I.1.1 Structure de la machine

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

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



**Figure ( I-1)** La structure du stator et des contacts rotorique de la MADA

### I.1.2 Principe de fonctionnement de la MADA

Pour le fonctionnement de la machine en régime établi, il est nécessaire que les vecteurs forces magnétomotrices (F.m.m) du stator et du rotor soient immobiles dans l'espace l'un par rapport à l'autre. Du moment que le vecteur résultant de la F.m.m de l'enroulement statorique tourne dans l'espace avec une vitesse angulaire  $\omega_{0s} = 2\pi f$ , et que le rotor tourne à la vitesse  $\omega_r$ , par conséquent, pour satisfaire à cette condition, il faut que le vecteur F.m.m de l'enroulement statorique tourne par rapport au rotor avec la vitesse [2]

$$\omega_g = \omega_{0s} - \omega_r = \omega_{0s} - \omega_{0s}(1 - g) = \omega_{0s} g \quad (\text{I-1})$$

Pour que la rotation du vecteur F.m.m par rapport au rotor se réalise, le courant dans l'enroulement rotorique doit avoir une fréquence  $f_r$ , définie à partir de  $\omega_{0s}.g = 2\pi f_r$ ; c'est à dire:

$$f_r = f_s .g \quad (\text{I-2})$$

Le stator désigné par "  $s$  " et le rotor par "  $r$  ", et par "  $P$  " le nombre de paires de pôles, la machine défini par la relation entre la fréquence du stator et du rotor, comme suit :

$$f_s = f_r + P f_m \quad (\text{I-3})$$

Avec  $f_m$  : la fréquence de rotation du rotor.

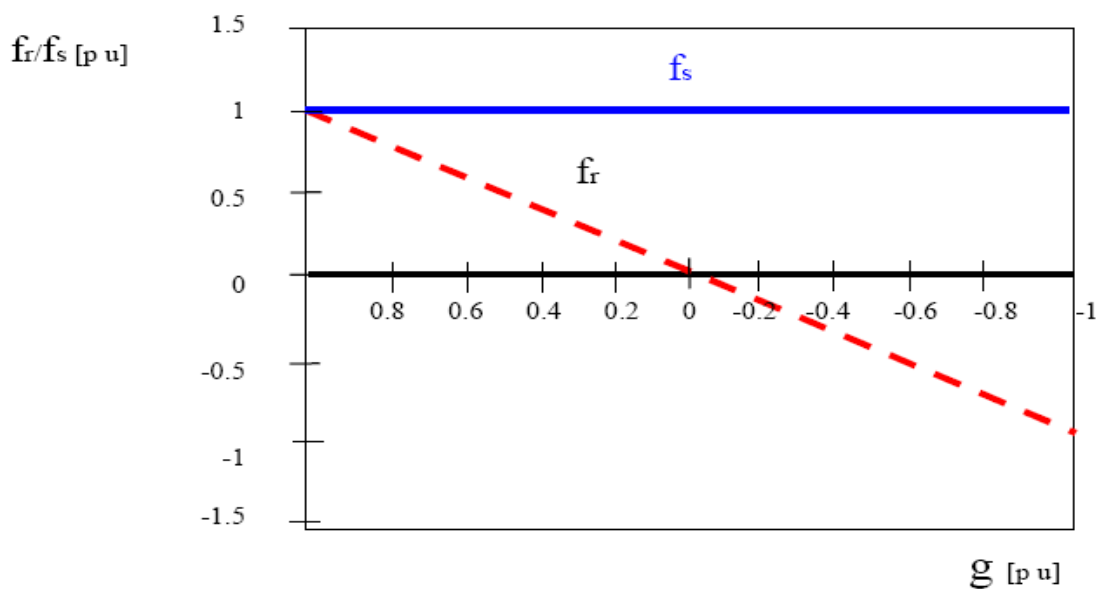
Le glissement  $g$  est défini par :

$$g = f_r / f_s = (N_s - N_r) / N_s \quad (\text{I-4})$$

$N_r$  : est la vitesse du rotor et  $N_s$  la vitesse de synchronisme de la MADA donnée par

$$N_s = 60 \cdot f_s / P \quad (\text{I-5})$$

Les figures (I-2) et (I-3) représentent l'évolution de la fréquence et de la tension du rotor en fonction du glissement, où le circuit du stator est alimenté directement par le réseau et le rotor en circuit ouvert, ces grandeurs dépendent de la vitesse opérationnelle de la machine



**Figure ( I-2)** Fréquences de la MADA en fonction de glissement [3]

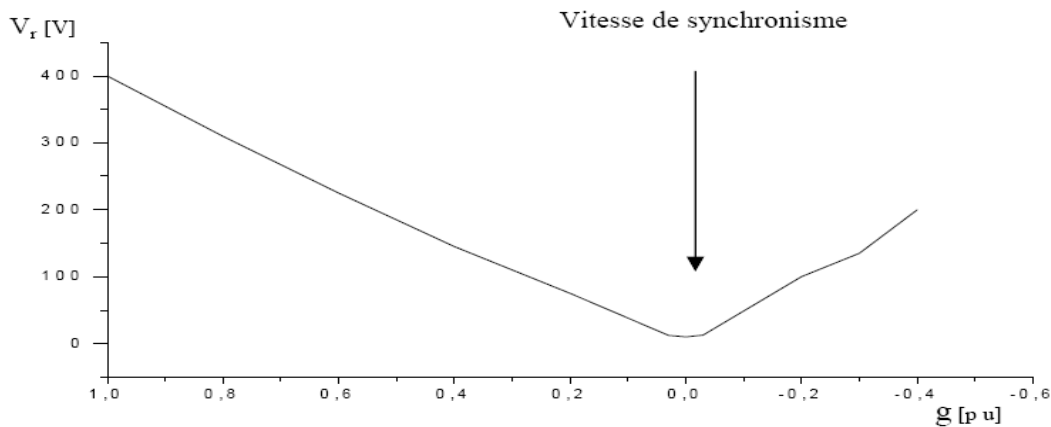


Figure.( I-3) Tension mesurée du rotor de la MADA en fonction de glissement [3]

## I.2 Mode de fonctionnement de la MADA

Comme la machine asynchrone classique, la MADA permet de fonctionner en moteur ou en générateur mais la grande différence réside dans le fait que pour la MADA, c'est la vitesse de rotation qui impose le mode de fonctionnement moteur ou générateur

### I.2.1 Fonctionnement en mode moteur

La première utilisation de la MADA s'intéresse au fonctionnement moteur, dans la figure ci-dessous on présente une MADA alimentée par deux convertisseurs, l'un au stator et l'autre au rotor. Les travaux présents dans la littérature montrent les bonnes performances de cette machine dans ce mode de fonctionnement.

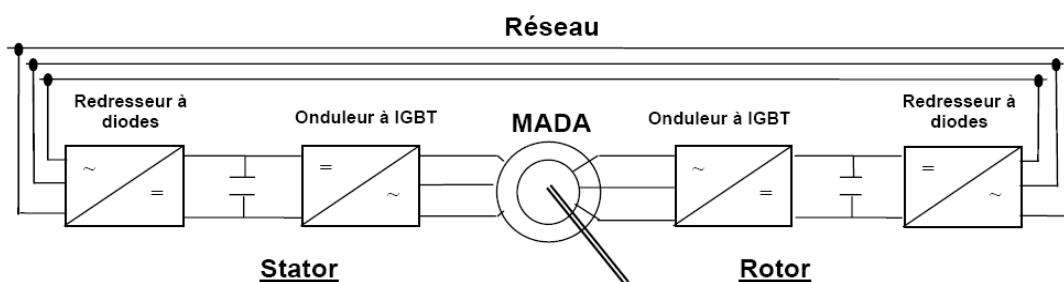


Figure.( I-4) Schéma de l'alimentation de la MADA pour une application moteur

Ce mode de fonctionnement se distingue par deux modes de fonctionnement (hypo et hyper synchrone)

### I.2.1.1 Fonctionnement hypo synchrone

La figure(I-5) montre que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement transite par le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement moteur en dessous de la vitesse de synchronisme. la machine asynchrone à cage classique peut fonctionner ainsi mais la puissance de glissement est alors dissipée en pertes joules dans le rotor.

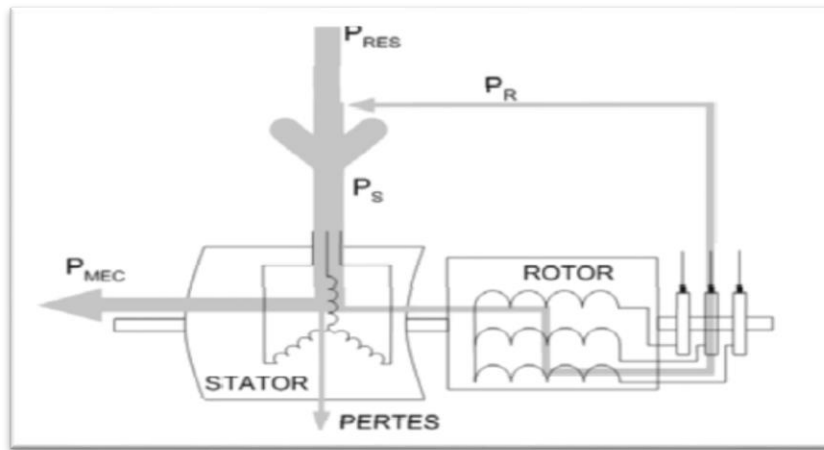


Figure ( I-5) Fonctionnement en mode moteur hypo synchrone [3]

### I.2.1.2 Fonctionnement hyper synchrone

La figure(I-6) montre que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement est également fournie par le réseau au rotor. On a donc un fonctionnement moteur au dessus de la vitesse du synchronisme. La machine asynchrone à cage classique ne peut pas avoir ce fonctionnement

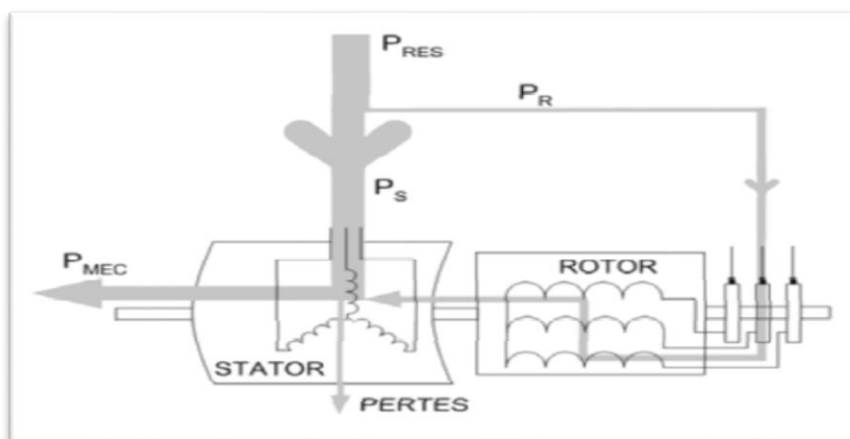


Figure.( I- 6) Fonctionnement en mode moteur hyper synchrone [3]

## I.2.2 Fonctionnement en mode générateur

La deuxième utilisation de MADA concerne la production de l'énergie électrique surtout à partir de l'énergie éolienne. En effet, avec le regain d'intérêt pour les énergies renouvelables, les systèmes éoliens à vitesse variable avec la MADA connaissent un grand développement et un grand nombre de publications accompagnent ce développement.

La configuration, largement répandue dans les systèmes éoliens à vitesse variable avec MADA, est représentée par la figure ci-dessous. Elle consiste à alimenter le rotor par un convertisseur et à relier le stator directement au réseau.

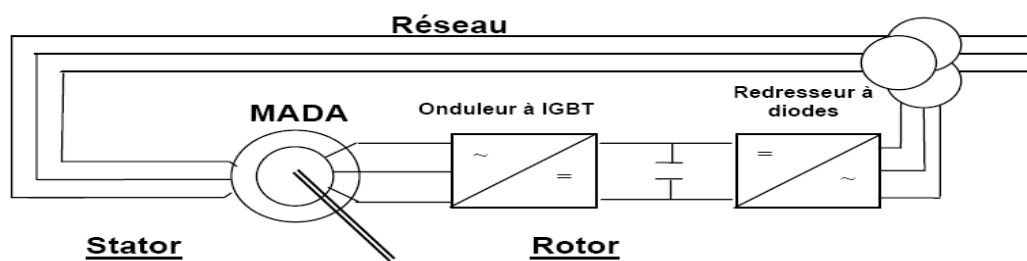


Figure.( I-7) Schéma de l'alimentation de la MADA pour une application générateur [4]

Pour ce fonctionnement on discerne deux modes de fonctionnement l'un hypo synchrone et l'autre hyper synchrone.

### I.2.2.1 Fonctionnement hypo synchrone

La figure(I-8) montre que la puissance est fournie au réseau par le stator. La puissance de glissement est aussi fournie par le stator. On a donc un fonctionnement générateur en dessous de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage ne peut pas avoir ce fonctionnement.

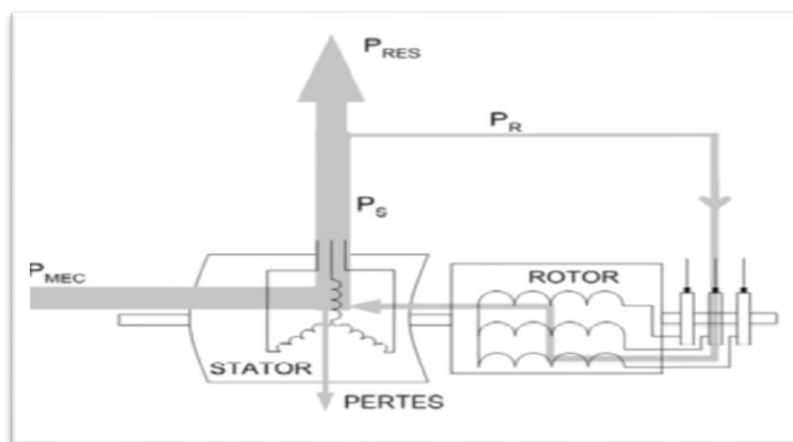


Figure.( I-8) : Fonctionnement en mode générateur hypo synchrone [3]

### I.2.2.2 Fonctionnement hyper synchrone

La figure(I-9) montre que la puissance est alors fournie au réseau par le stator et la puissance de glissement est récupérée via le rotor pour être réinjectée réseau. On a donc un générateur au dessus de la vitesse de synchronisme. La machine à cage classique peut avoir ce mode de fonctionnement mais dans ce cas la puissance de glissement est dissipée en pertes joule dans le rotor.

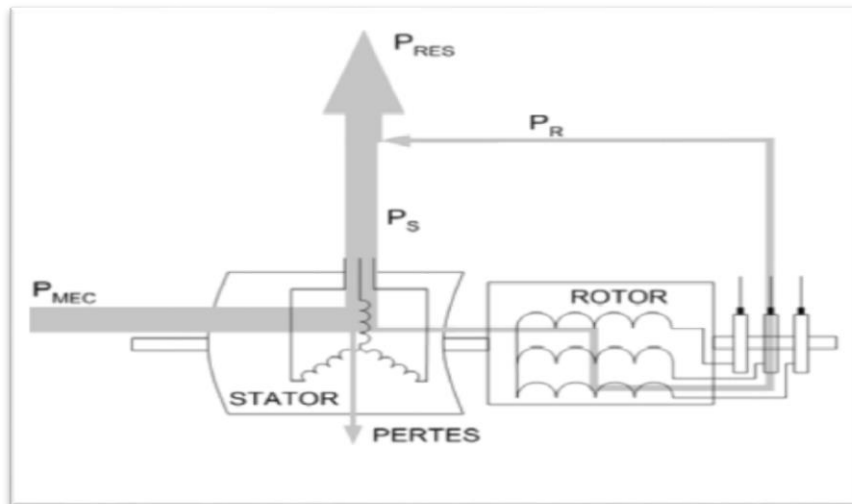


Figure.( I-9 ): Fonctionnement en mode générateur hyper synchrone [3]

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

### I.3 Domaine d'application de la MADA

La machine à double alimentation offre des nombreux avantages par rapport aux machines asynchrone et synchrone surtout en ce qui concerne la gamme de la vitesse opérationnelle et de la puissance d'entraînement ou bien la puissance générée par cette dernière en mode génératrice. De plus, elle a un comportement souple à la commande, ce qui lui permet de trouver un domaine d'application très vaste. La MADA peut être utilisée dans des applications spécifiques avec une vitesse variable et à fréquence constante (VVFC), comme dans les systèmes de génération de l'énergie électrique à partir des puissances éolienne et hydraulique, ainsi que dans les applications aérospatiales et navales, l'entraînement des ventilateurs et des pompes d'eau [5]

### I.3.1 Application de la MADA dans les systèmes éoliens

Actuellement, la majorité des éoliennes installées de puissance supérieure à 1Mw utilisent une machine asynchrone pilotée par le rotor



Figure.( I-10) éolienne installée en mer [3]

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

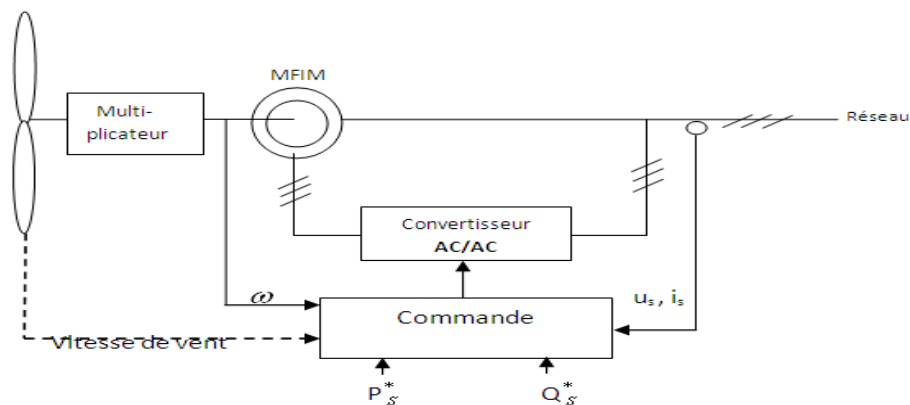


Figure.(I-11) Schéma de principe d'un aérogénérateur

## I.4 Avantages et inconvénients de la MADA

Nous introduisons succinctement dans ce paragraphe les avantages et quelques inconvénients de la Machine Asynchrone à Double Alimentation lors de son fonctionnement à vitesse variable.

### I.4.1 Avantages de la MADA

Parmi ses nombreux avantages, nous citons :

- La mesure des courants au stator et rotor, contrairement à la machine à cage, donnant ainsi une plus grande flexibilité et précision au contrôle du flux et du couple électromagnétique.
- Le partage des fréquences entre le stator et le rotor: en effet, dans le cas d'une double alimentation, il est possible et recommandé de partager la fréquence de rotation du rotor entre les deux convertisseurs alimentant la machine, réduisant ainsi les pertes fer de la machine et augmentant son rendement. Une loi de répartition des fréquences est donnée dans [6].

De plus, l'alimentation de la machine par deux onduleurs va nous permettre de travailler autour de l'arrêt à des fréquences relativement élevées évitant ainsi un déclassement des convertisseurs tout en maintenant un couple à l'arrêt. Cette même propriété nous assure un contrôle quasi insensible aux variations résistives de la machine.

- La solution avec deux convertisseurs alimentant la machine nous permet d'assurer un partage du courant magnétisant entre les deux armatures ainsi que la puissance mécanique fournie à la charge.
- La MADA présente une puissance massique légèrement plus élevée que les autres machines à grandes puissances. Le lecteur pourra se référer à [6] pour des amples informations.
- La possibilité de fonctionner à couple constant au de la vitesse nominale.
- La MADA se comporte comme une machine synchrone et l'on peut pratiquer des rapports de démagnétisation très importants (de l'ordre de 1 à 6).
- Un fonctionnement en régime dégradé; si l'un des deux onduleurs tombe en panne; plus souple que la machine à simple alimentation.

### **I.4.2 Inconvénients de la MADA**

- Machine plus volumineuse que celle à cage, généralement elle est plus longue à causes des balais
- Nous utilisons un nombre des convertisseurs (deux redresseurs et deux onduleurs ou un redresseur et deux onduleurs) plus importants que la machine à cage (un redresseur et un onduleur).
- Le coût total de la machine asservie est plus important que celui de la machine à cage.

### **Conclusion**

Dans ce chapitre un aperçu générale de la machine à double alimentation a été donné; son principe de fonctionnement, et ses applications

Les avantages comme nous l'avons détaillés, ce permet à cette machine de trouver un domaine très vaste d'application.

## Introduction

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

Ainsi la modélisation permet de guider les développements par une quantification des phénomènes. En outre elle est d'un apport précieux en permettant d'une part de restituer une image de ce que l'on peut observer expérimentalement et d'autre part de prévoir des comportements de la machine plus variés que ceux de l'observation expérimentale.

Pour obtenir le modèle d'un système ; trois tâches doivent être accomplies : choisir le modèle, déterminer ses paramètres et enfin vérifier sa validité. [7]

### II.1 Modèle mathématique de la MADA

Mathématiquement, les machines électriques sont représentées par des modèles entrées/sorties sous forme de fonction de transfert ou encore sous forme standard d'équations en variable d'état. Ce modèle mathématique a pour but de simplifier l'étude de la machine, il est basé sur la transformation des enroulements de la machine originale en des enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique disposés selon des axes fictifs. Cette transformation a pour effet de rendre les inductances propres et mutuelles du modèle indépendantes de la rotation.

#### II.1.1 Hypothèses de simplification

Pour simplifier l'étude de la machine asynchrone idéalisée, on considère les hypothèses simplificatrices suivantes :

- La parfaite symétrie de la machine tant magnétique qu'électrique.
- Les forces magnétomotrices créées par chaque phase du stator ou rotor ont une répartition sinusoïdale.
- L'effet de la variation de la température sur les résistances statorique et rotorique est négligeable.
- On néglige l'effet de peau.
- L'entrefer est constant.
- Le circuit magnétique non saturé et perméabilité constante.
- Les pertes ferromagnétiques négligeables.

La machine asynchrone à double alimentation doit être représentée dans le système triphasé par la figure (II-1)

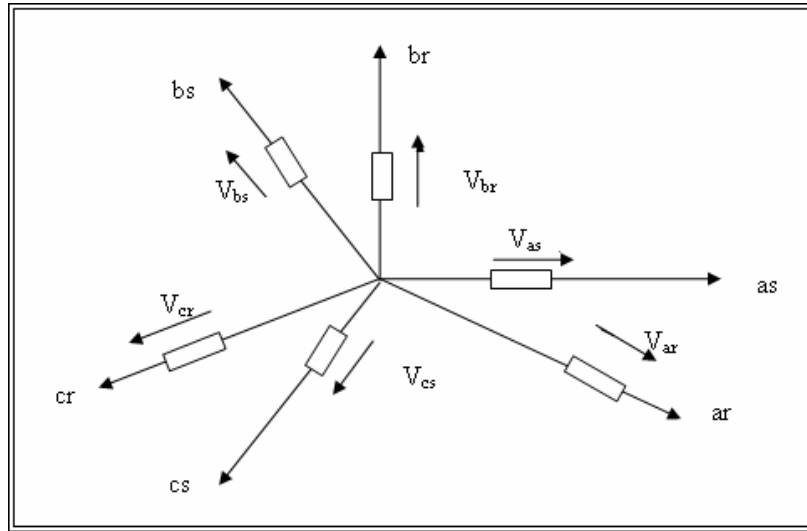


Figure (II-1) Représentation schématique de la MADA

### II.1.2 Equations électriques

Dans les conditions précédentes les équations sous forme matricielle s'écrivent :

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} \quad (II-1)$$

Pour le rotor

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \quad (II-2)$$

### II.1.3 Equations magnétiques

Chaque flux comporte une interaction avec les courants de toutes les phases y compris la sienne.

$$\begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \\ \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & L_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & L_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & L_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & L_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \\ I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \quad (II-3)$$

avec :

$$M_1 = M \cos(\theta)$$

$$M_2 = M \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$M_3 = M \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right)$$

## II.2 Introduction à la transformation de PARK

Cette transformation qui permet le passage du système triphasé au système biphasé s'effectue en faisant correspondre aux variables réelles leurs composantes homopolaires, directes et en quadrature.

Donc pour le passage de système triphasé au système biphasé on utilise la matrice [A] :

$$[A] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II-5})$$

Le changement de variables relatifs aux courants, tensions et flux est défini par la transformation (II-5) :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{II-6})$$

Avec, X : tension, courant ou flux, et les indices suivants représentent :

- o: indice de l'axe homopolaire.
- d: indice de l'axe direct.
- q: indice de l'axe en quadrature.

Et pour la transformation inverse on utilise la matrice  $[A]^{-1}$

$$[A]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II-7})$$

Alors les variables réelles sont obtenues à partir des variables biphasées

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [A]^{-1} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} \quad (\text{II-8})$$

### II.3 Equation au système d'axe (U, V)

Les expressions des tensions statorique et rotorique suivant l'axe (U, V) sont données par :

$$\begin{cases} V_{us} = R_s I_{us} + \frac{d\Phi_{us}}{dt} - W_{\text{cor}} \Phi_{vs} \\ V_{vs} = R_s I_{vs} + \frac{d\Phi_{vs}}{dt} + W_{\text{cor}} \Phi_{us} \\ V_{ur} = R_r I_{ur} + \frac{d\Phi_{ur}}{dt} - (W_{\text{cor}} - W) \Phi_{vr} \\ V_{vr} = R_r I_{vr} + \frac{d\Phi_{vr}}{dt} + (W_{\text{cor}} - W) \Phi_{ur} \end{cases} \quad (\text{II-9})$$

Avec :

$W$  : Vitesse rotorique.

$W_{\text{cor}}$  : Vitesse du système d'axe (U, V).

Les expression des flux statorique et rotorique dans (U, V)

$$\begin{cases} \Phi_{us} = l_s I_{us} + M I_{ur} \\ \Phi_{vs} = l_s I_{vs} + M I_{vr} \\ \Phi_{ur} = l_r I_{ur} + M I_{us} \\ \Phi_{vr} = l_r I_{vr} + M I_{vs} \end{cases} \quad (\text{II-10})$$

Avec :

$l_r = L_r - M_r$  : inductance cyclique propre du rotor .

$l_s = L_s - M_s$  : inductance cyclique propre du stator .

$M = 3/2 l_m$  : inductance cyclique mutuelle entre l'armature du stator et l'armature du rotor

#### II.3.1 Choix de référentiel

Pour effectuer une étude par simulation du moteur asynchrone, il est recommandé de choisir un système d'axes de référence qui permet d'aboutir au système différentiel le plus simple possible, car le résultat final est indépendant du choix du système de coordonnées. On trouve que le calcul peut être plus ou moins complexe.

A partir du système d'axe (U,V) on peut avoir d'autres d'axes qui sont des cas particuliers, dans la suite , les composantes homopolaires sont supposées nulles.

### II.3.1.a Référentiel fixé par rapport au stator ( $\alpha, \beta$ )

Les axes de référence sont fixés par rapport au stator d'où :

$$W_{coord}=0 \Leftrightarrow \begin{bmatrix} U \rightarrow \alpha \\ V \rightarrow \beta \end{bmatrix}$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{\alpha s} \\ \Phi_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (\text{II-11})$$

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha r} \\ V_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha r} \\ I_{\beta r} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{\alpha r} \\ \Phi_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (\text{II-12})$$

Ce référentiel sera choisi en vue d'étudier les variations des grandeurs rotoriques.

### II.3.1.b Référentiel fixé par rapport au rotor ( $x, y$ )

Les axes de référence sont fixés par rapport au rotor d'où :

$$W_{coord} = W \Leftrightarrow \begin{bmatrix} U \rightarrow X \\ V \rightarrow Y \end{bmatrix}$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{bmatrix} V_{xs} \\ V_{ys} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{xs} \\ I_{ys} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{xs} \\ \Phi_{ys} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -W \\ W & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{II-13})$$

$$\begin{bmatrix} V_{xr} \\ V_{yr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{xr} \\ I_{yr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{xr} \\ \Phi_{yr} \end{bmatrix} \quad (\text{II-14})$$

Ce référentiel est utilisée pour l'étude des grandeurs statoriques .

### II.3.1.c Référentiel fixé par rapport au champ tournant

Pour un référentiel lié au champ tournant, on a  $W_{coord} = W_s$  dans le système d'équation devient comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -W_s \\ W_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{II-15})$$

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -W \\ W & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{II-16})$$

Les expressions des flux sont données par :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = l_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \Phi_{qs} = l_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \Phi_{dr} = l_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \Phi_{qr} = l_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad (\text{II-17})$$

Cette dernière représentation qui fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent, la conception du contrôle vectoriel par orientation du flux nécessite ce choix et les modèles d'action dépendent de la position du référentiel par rapport aux divers axes de flux. En remplace (II-17) dans (II-15) et (II-16) on obtient :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + l_s \frac{dI_{ds}}{dt} + M \frac{dI_{dr}}{dt} - W_s l_s I_{qs} - W_s M I_{qr} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + l_s \frac{dI_{qs}}{dt} + M \frac{dI_{qr}}{dt} + W_s l_s I_{ds} + W_s M I_{dr} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + l_r \frac{dI_{dr}}{dt} + M \frac{dI_{ds}}{dt} - W_l r I_{qr} - W M I_{qs} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + l_r \frac{dI_{qr}}{dt} + M \frac{dI_{qs}}{dt} + W_l r I_{dr} + W M I_{ds} \end{cases} \quad (\text{II-18})$$

En générale, le référentiel lié au champ tournant est utilisé pour réaliser le contrôle vectoriel à un fait que les grandeurs deviennent continues.

■ De plus, les équations représentant le mouvement mécanique sont données par :

$$\begin{cases} C_e = \frac{3pM}{2L_s} (\Phi_{qs} I_{dr} - \Phi_{ds} I_{qr}) \end{cases} \quad (\text{II-19})$$

$$\begin{cases} C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \end{cases} \quad (\text{II-20})$$

$J$  : Le moment d'inertie

$f$  : Coefficient de frottement

## II.4 Simulation de la machine asynchrone double alimentation

### II.4.1 structure sous forme de schéma bloc

Pour simplifier cette étude, on a choisi la représentation sous forme schéma –bloc, qui nous permettra la simulation par Simulink sous MATLAB.

Pour une machine MADA alimentée en tensions statorique ( $V_{ds}, V_{qs}$ ), et les tensions rotorique ( $V_{dr}, V_{qr}$ ) et la vitesse de champ tournant  $W_s$  sont considérées comme variable de commande, le couple résistant  $C_r$  comme perturbation.

On a choisi le référentiel lié au champ tournant , le modèle de la machine MADA alimentée en tension est représenté par les équations (II-15), (II-16), (II-17) et les équations mécaniques (II-19) et (II-20).

### II.4.1.a Equation d'état

Nous considérons les flux statoriques, les courants rotoriques et la vitesse mécanique ( $\Phi_{ds}, \Phi_{qs}, I_{dr}, I_{qr}, \Omega$ ) comme variable d'état. D'après les équations (II-15) et (II-16),(II-17) et les équations mécaniques ce système devient comme suit :

- **Equations électriques**

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU \quad (\text{II-21})$$

Avec :

$$X = \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix}, \quad U = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_s} & W_s & \frac{M}{T_s} & 0 \\ -W_s & \frac{-1}{T_s} & 0 & \frac{M}{T_s} \\ \frac{M}{T_s L_s L_r \delta} & \frac{-MW}{L_s L_r \delta} & \frac{1}{T_r \delta} - \frac{M^2}{L_r L_s T_s \delta} & W_s - W \\ \frac{MW}{L_s L_r \delta} & \frac{M}{T_s L_s L_r \delta} & -W_s + W & -\frac{1}{T_s \delta} - \frac{M^2}{T_s L_s L_r \delta} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{-M}{L_s L_r \delta} & 0 & \frac{1}{L_r \delta} & 0 \\ 0 & \frac{-M}{L_s L_r \delta} & 0 & \frac{1}{\delta L_r} \end{bmatrix}$$

On peut écrire la matrice [A] sous la forme :

$$[A] = [A1] + [A2]W + [A3]W_s$$

$$[A1] = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_s} & 0 & \frac{M}{T_s} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{T_s} & 0 & \frac{M}{T_s} \\ \frac{M}{L_r L_s T_s \delta} & 0 & \frac{-R_r}{L_r \delta} - \frac{M^2}{L_r L_s T_s \delta} & 0 \\ 0 & \frac{M}{L_r L_s \delta T_s} & 0 & \frac{-R_r}{L_r \delta} - \frac{M^2}{L_r L_s T_s \delta} \end{bmatrix}$$

$$[A2]=\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{M}{\delta L_s L_r} & 0 & -1 \\ \frac{M}{\delta L_s L_r} & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad [A3]=\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$$

Pour réaliser la simulation de la MADA ; nous peut transférer le modèle représenté par les équations (II-19), (II-20) et (II-21) sous forme de structure en schéma bloc qui est présenté sur la figure (II-2).

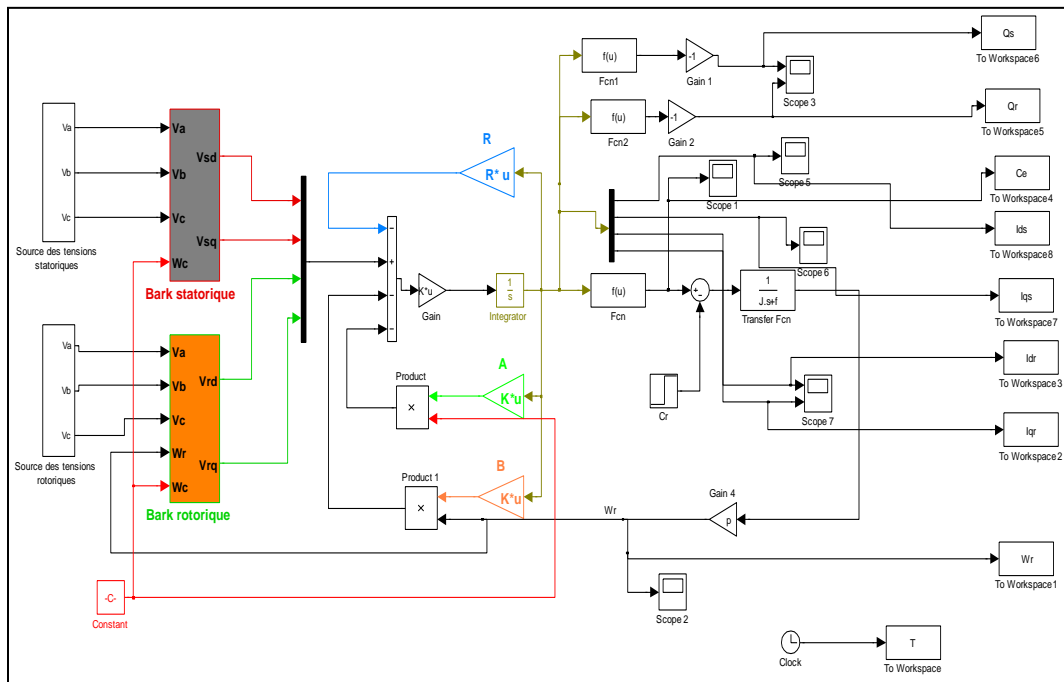


Figure ( II-2) Schéma bloc de la simulation de la MADA

### II.5 Résultats de simulation de la MADA

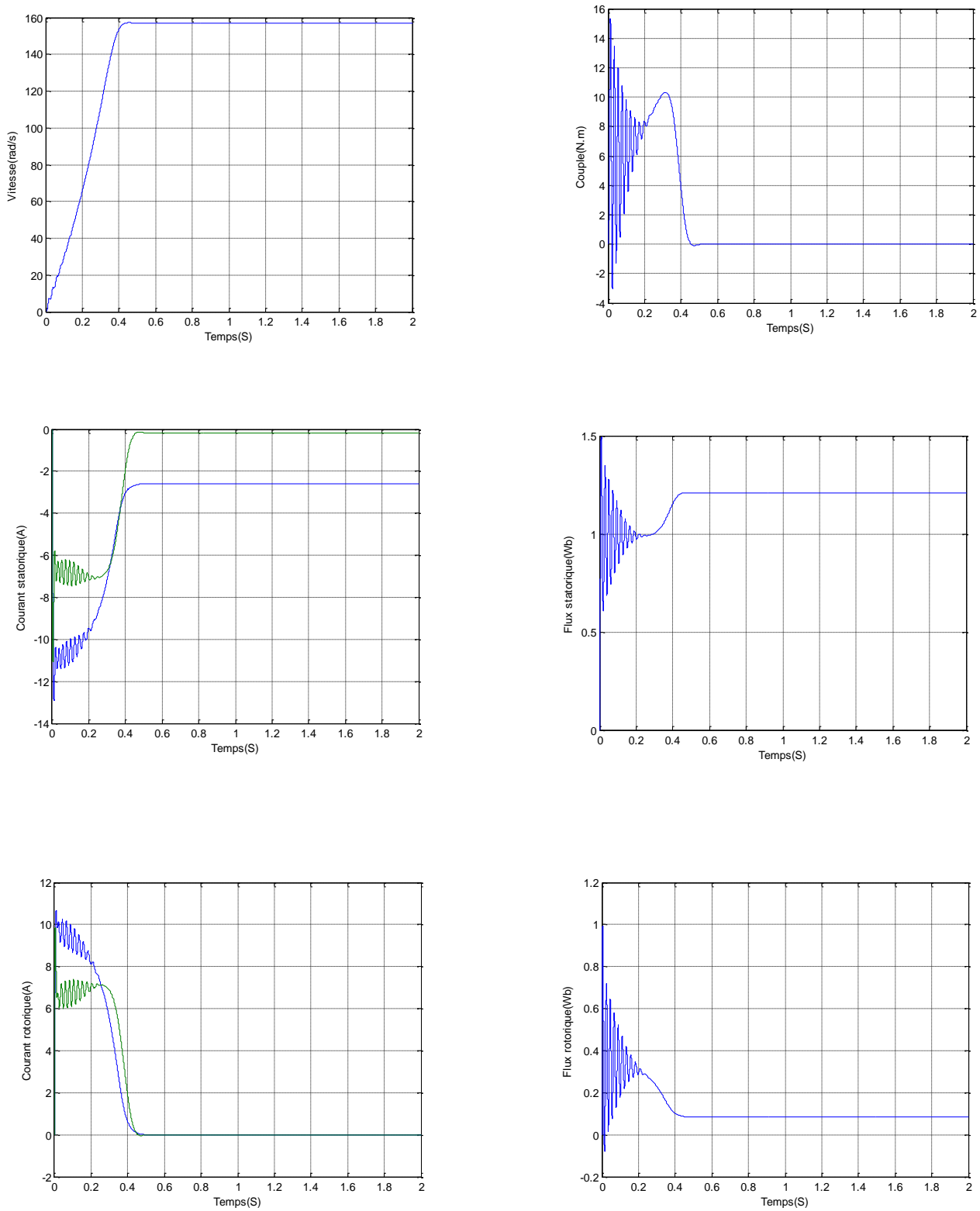
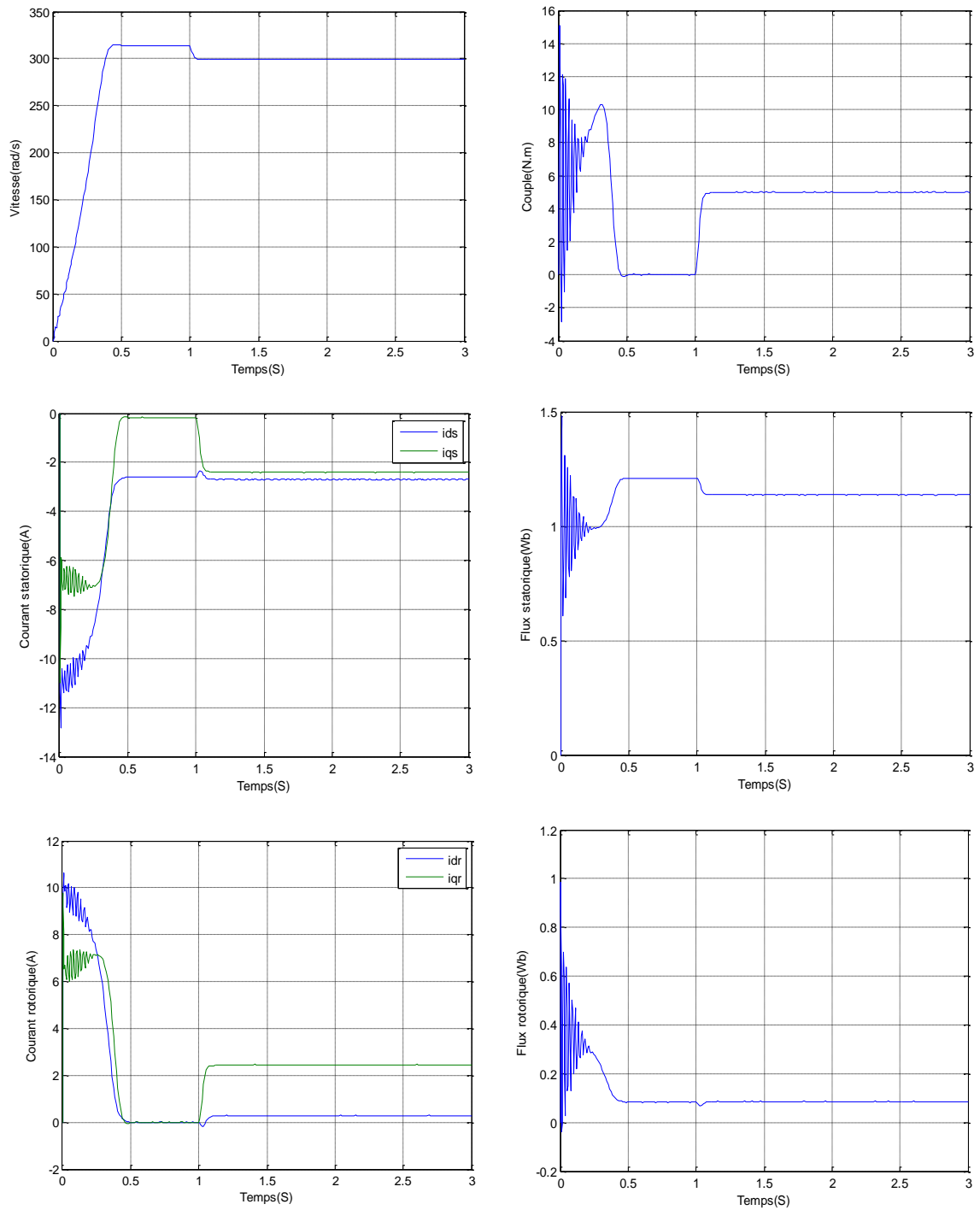
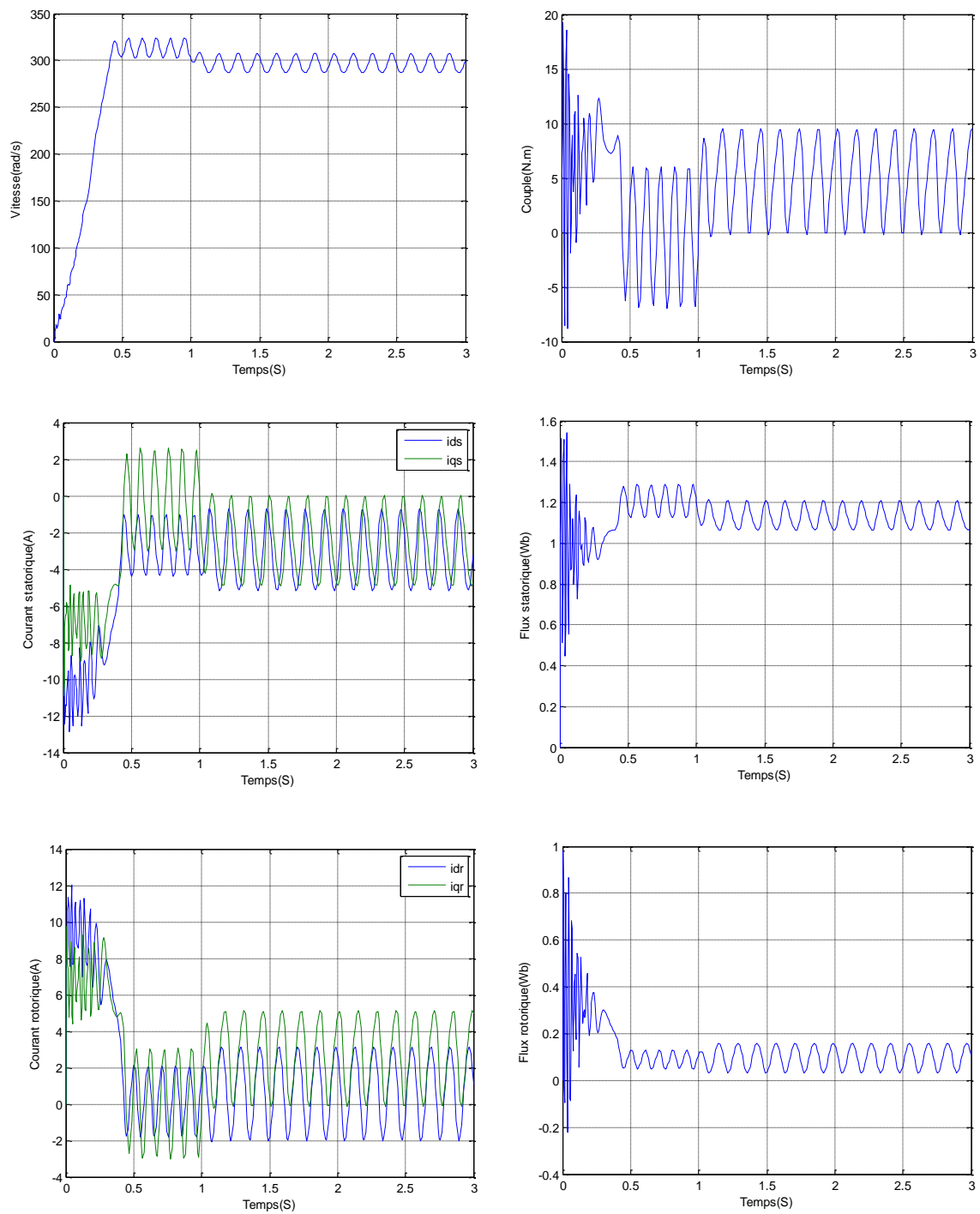


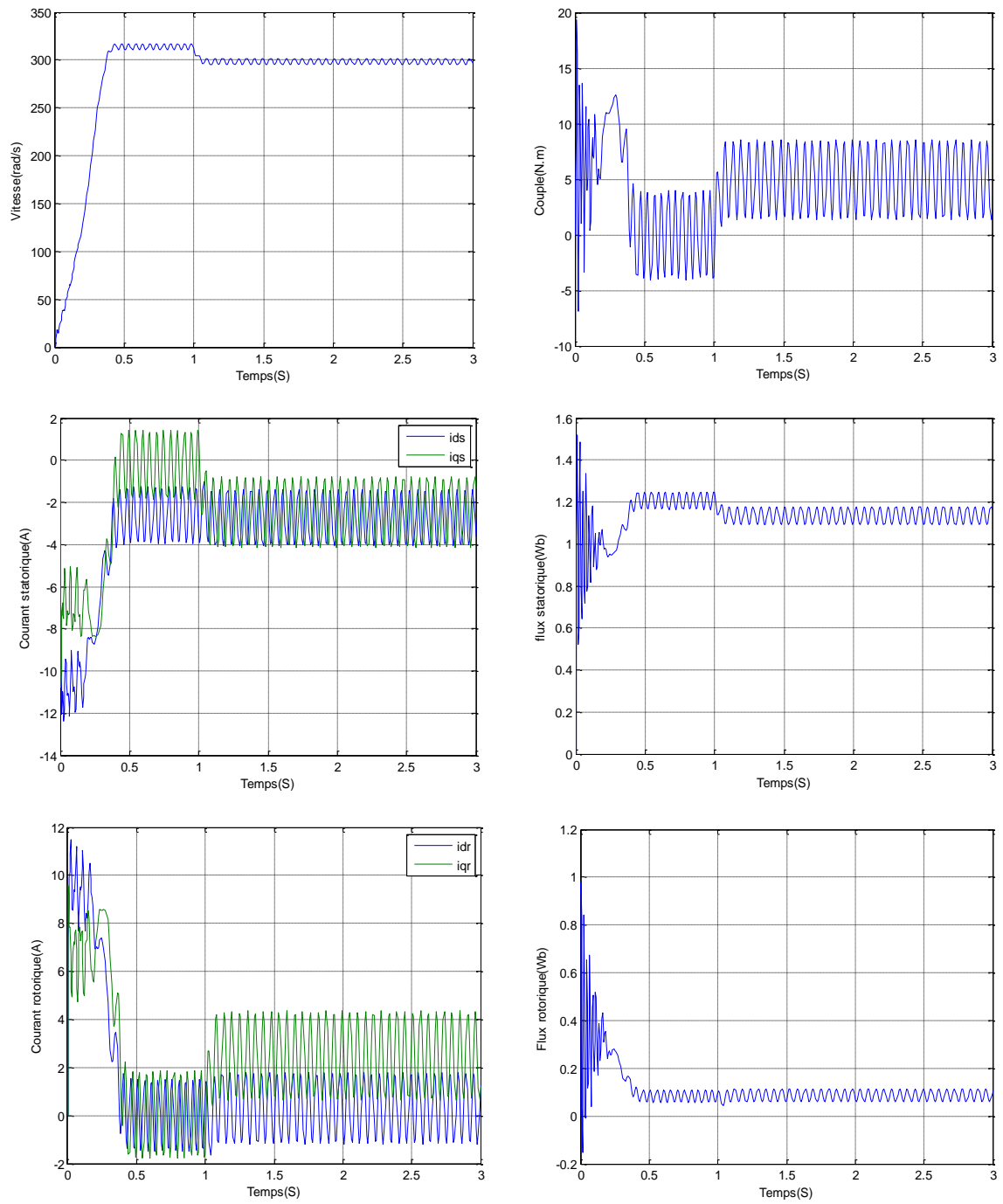
Figure (II-3) Courbes de simulation de la MADA ( $V_r=0, f_r=50 \text{ Hz}, C_r=0 \text{ N.m}$ )



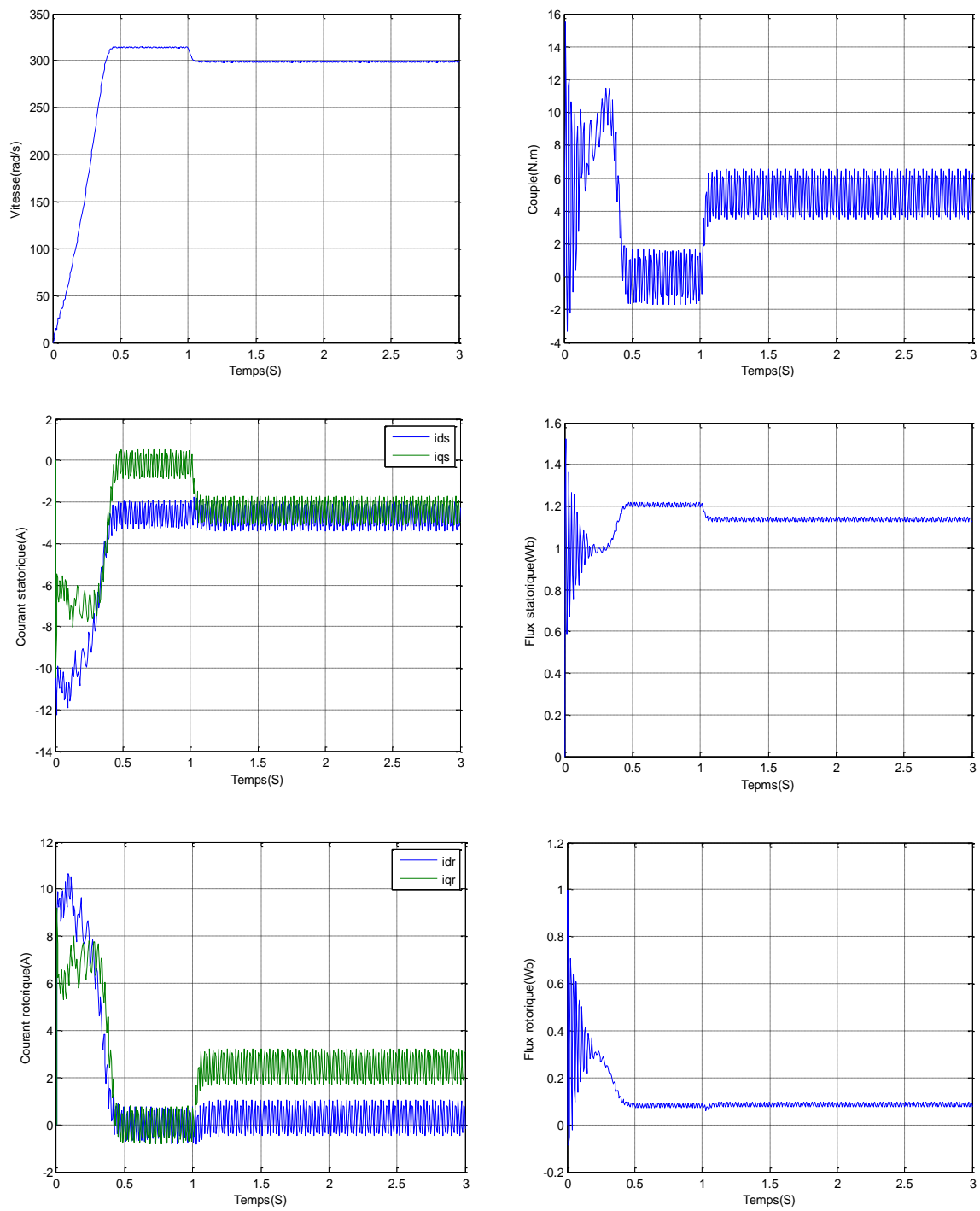
**Figure (II-4)** Courbes de simulation de la MADA ( $V_r=0, f_r=50\text{Hz}, C_r=5\text{N.m}$ )



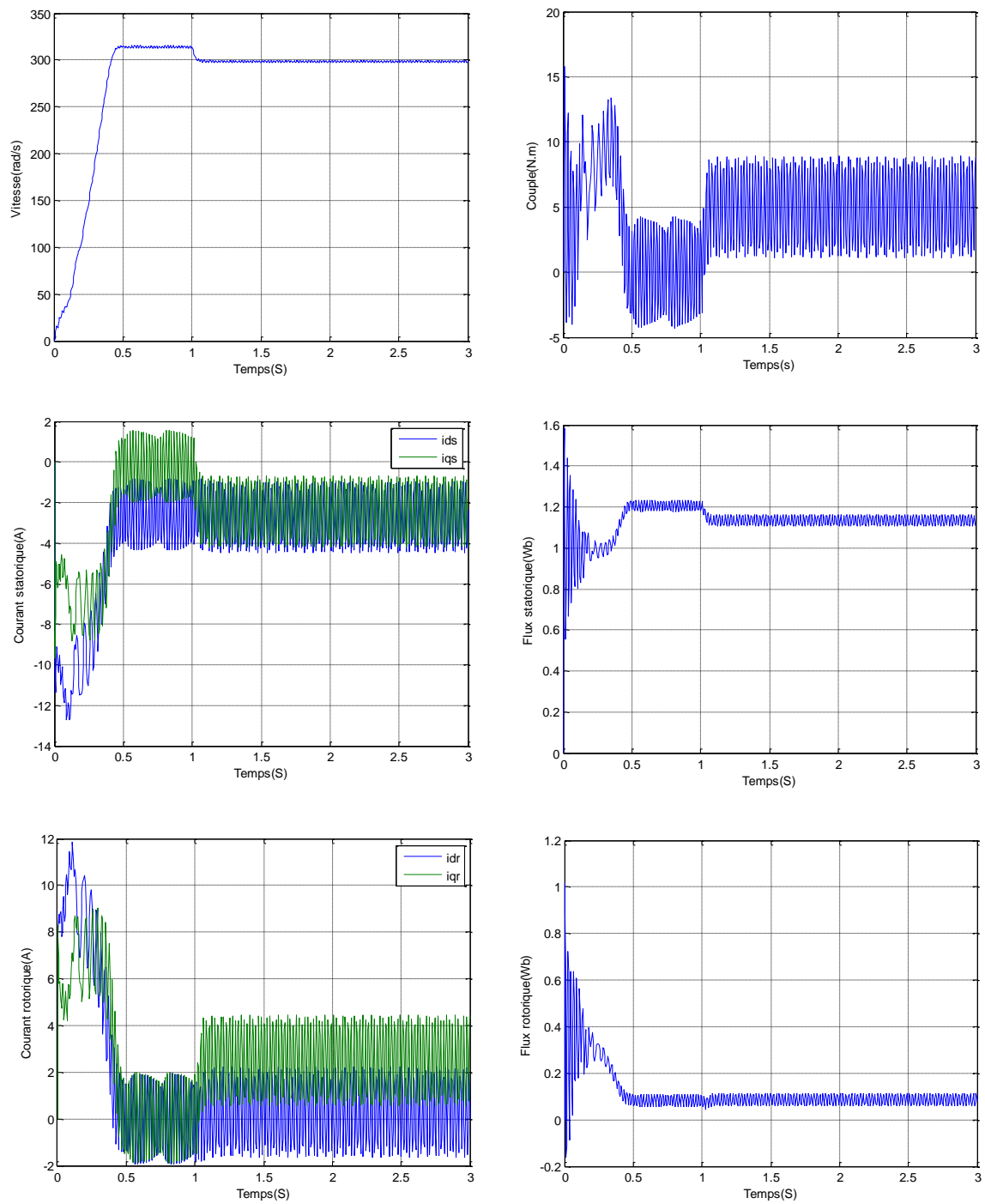
**Figure (II-5)** Courbes de simulation de la MADA pour ( $V_r=12v, f_r=10Hz$  et  $C_r=5N.m$ )



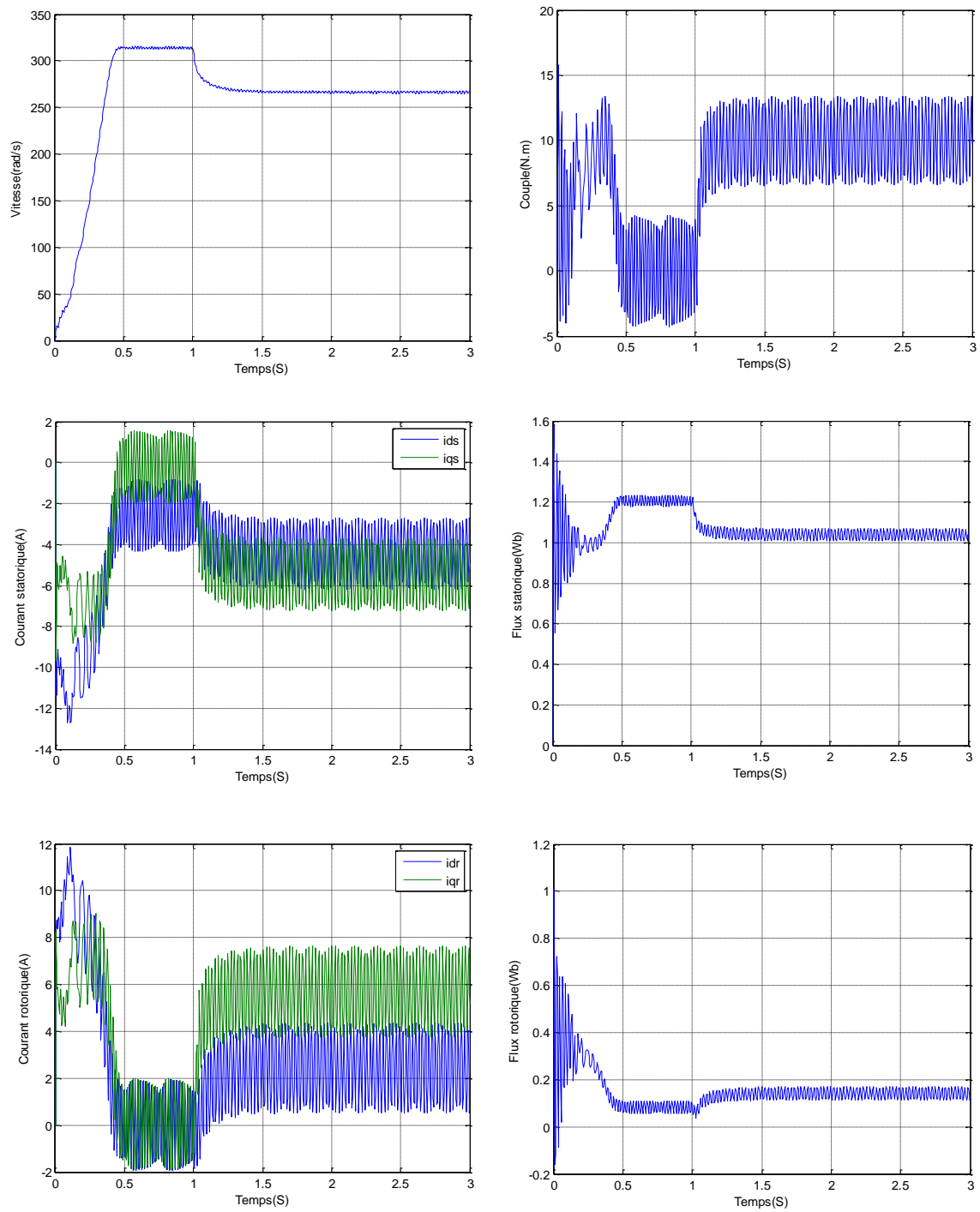
**Figure (II-6)** Courbes de simulation de la MADA pour ( $V_r=12V$ ,  $f_r=20Hz$  et  $C_r=5N.m$ )



**Figure (II-7)** Courbes de simulation de la MADA pour ( $V_r=12v, f_r=50Hz$  et  $C_r=5N.m$ )



**Figure (II-8)** Courbes de simulation de la MADA pour ( $V_r=30v, f_r=50Hz$  et  $C_r=5N.m$ )



**Figure (II-9)** Courbes de simulation de la MADA pour ( $V_r=30v, f_r=50Hz$  et  $C_r=10N.m$ )

## II.6. Interprétation des résultats de simulation

La tension d'attaque de la MADA à  $t=0$  coté stator c'est la tension de réseau électrique à fréquence et tension constantes ( $V=220v$  ;  $f=50Hz$ ). Dans le coté rotorique deux cas sont étudiés ;

1<sup>er</sup> cas : tension constante et fréquence variable.

2<sup>eme</sup> cas : tension variable et fréquence constante.

D'après les résultats de simulation obtenus, on observe que toute variation au niveau de la fréquence rotorique ou tension rotorique a une influence directe sur la vitesse et le couple.

La figure (II-3) représente le fonctionnement de la MADA à vide. (Fonctionnement en simple alimentation MAS).

La figure (II-4) représente le fonctionnement de la MADA en charge. (Fonctionnement en simple alimentation MAS).

Pour les figures (II-5), (II-6) et (II-7), on a appliqué une variation de fréquence rotorique de (5Hz à 50Hz ) avec une tension rotorique constante de 12V ; on remarque que cette variation implique des oscillation au niveau des grandeurs de la machine .

Dans le cas de variation de la tension rotorique (12V et 30V) on remarque qu'elle a une influence sur les grandeurs de la machine où des oscillations importantes sont apparaissent comme il est illustré sur les figures (II-7) et (II-8).

On remarque également que cette machine peut supporter le double de sa charge nominale comme il est illustré sur la figure (II-9).

## Conclusion

Dans ce chapitre on a aussi étudié le modèle de la MADA qui a été établi en passant du système réel triphasé du modèle vers un système biphasé de Park.

La modélisation et la simulation de la machine asynchrone double alimentée avec variation d'états le courant rotorique et le flux statorique ont permis de déterminer et d'analyser les différentes caractéristiques du couple et de la vitesse pour différentes valeurs de fréquence et de tension rotorique.

## Introduction

Un convertisseur statique de puissance, est un élément important dans le système d'entraînement. Il transforme un signal de contrôle à l'entrée en un signal de puissance pour la machine. Les récents développements dans les modèles de composants, la conception par ordinateur (CAO) et les semi-conducteurs ont contribué largement à la modélisation des convertisseurs statiques.

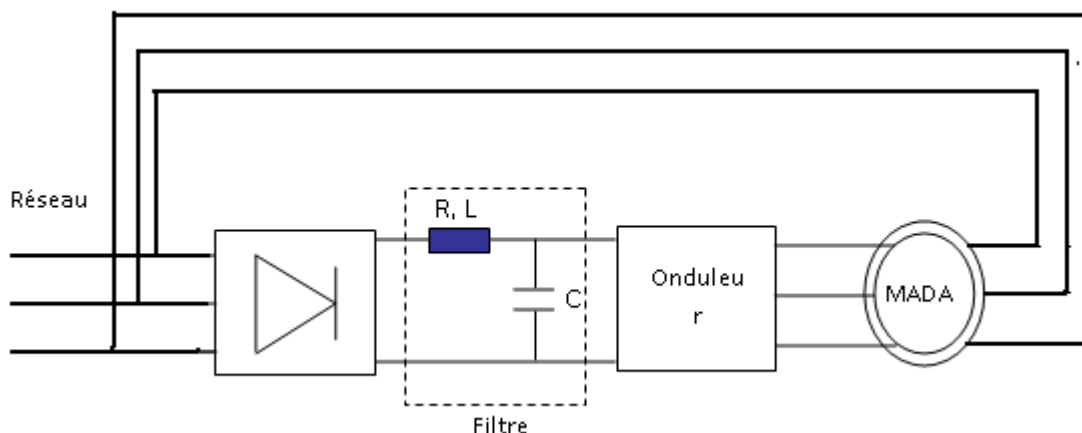
Les machines électriques alimentées par des convertisseurs statiques sont utilisées comme des actionneurs rotatifs dans beaucoup d'équipements industriels à vitesse variable. Les caractéristiques exigées de l'actionneur électrique dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble. Ces caractéristiques sont

- Un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlable par le plus petit nombre de variable, en régime dynamique comme en régime permanent,
- Une large plage de variation de vitesse,
- Des constantes de temps électrique et mécanique faible.
- La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, de fréquence et d'amplitude de tension constantes

### III.1 Modélisation de l'alimentation de la MADA

Les machines asynchrones sont généralement conçues pour fonctionner à fréquence fixe qui est celle du réseau électrique, pour les faire tourner à vitesses variables, elles doivent être alimentées en fréquence variable.

L'alimentation en fréquence variable se fait à l'aide des convertisseurs statiques dont le schéma de principe est donné par Figure(III-1). Le convertisseur est composé d'une cascade: redresseur, filtre passe bas et onduleur.



**Figure (III-1) :** l'ensemble convertisseur machine.

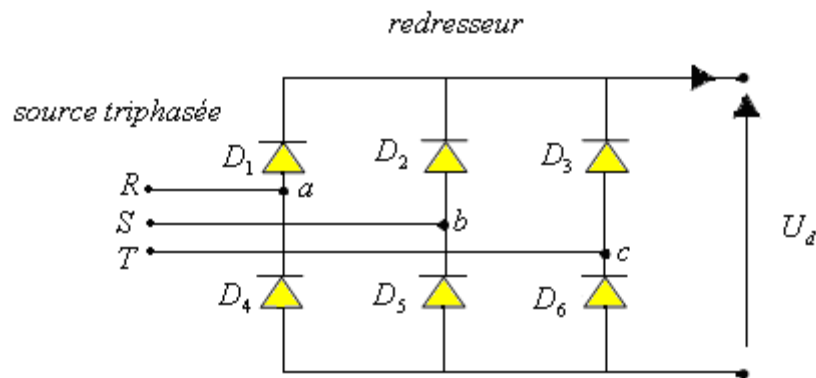
Les caractéristiques exigées de l'association convertisseur-machine dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble [8], pour assurer :

- Un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlable par le plus petit nombre de variables, en régime dynamique comme en régime permanent.
- Une large plage de variation de vitesse.

### III.1.1 Modélisation du redresseur

Le redresseur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie d'une source alternative en une source continue. Il existe plusieurs montages, et le choix se fait selon les performances désirées [9] [10].

Dans notre travail, nous nous intéressons seulement au redresseur triphasé à double alternance non commandé dont les composants sont des diodes. Le schéma de principe est représenté en Figure(III-2). L'alimentation du redresseur se fait par le réseau électrique triphasé où le système de tension est équilibré.



**Figure (III-2) :** Redresseur triphasé double alternance à diodes.

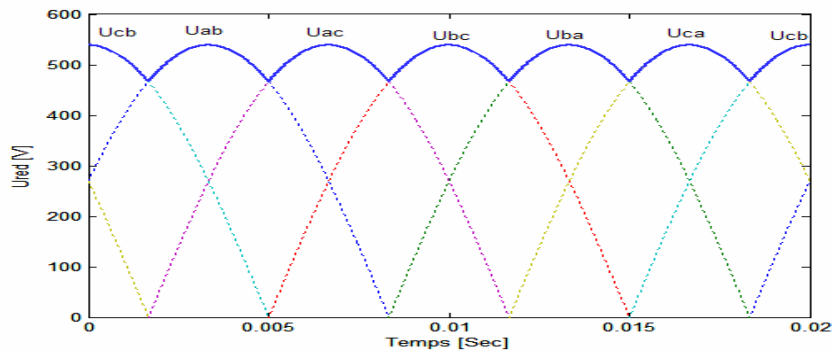
On suppose que la source triphasée d'alimentation est équilibrée, d'amplitude de tensions et de fréquence constantes. On néglige aussi les chutes de tension dues au phénomène d'empiètement anodique et aux pertes dans les diodes [9] [10]. Le redresseur est alors alimenté par le système triphasé suivant :

$$\begin{cases} V_a = V_m \sin( \omega t ) \\ V_b = V_m \sin( \omega t - \frac{2\pi}{3} ) \\ V_c = V_m \sin( \omega t + \frac{2\pi}{3} ) \end{cases}$$

La tension à la sortie de redresseur est donnée par:

$$U_{red}(t) = \text{Max}[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] - \text{Min}[U_a(t), U_b(t), U_c(t)]$$

Cette tension est représentée par la Figure(III-3).



**Figure (III-3)** Représentation de la tension de sortie du redresseur

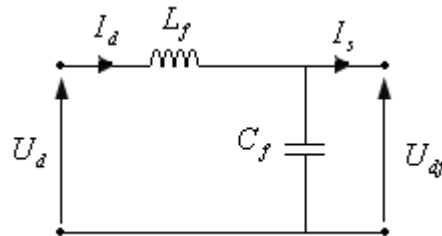
Et sa valeur moyenne est donnée par :

$$V_{\text{moy}} = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} V_m \left[ \sin(\omega t) - \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \right] d\omega t$$

$$\text{D'où : } V_{\text{moy}} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m$$

### III.1.2 Modélisation du filtre

Pour minimiser l'ondulation de la tension redressée à la sortie du redresseur, on utilise un filtre passe-bas [9] [10]. il existe plusieurs choix, mais, le schéma le plus simple est donné en Figure (III-4), [8].



**Figure (III-4)** Représentation du filtre passe-bas.

Dans un tel filtre l'inductance  $L_f$  (de résistance interne  $R_f$ ) doit le plus souvent correspondre à une valeur élevée s'exprimant en mH. La capacité  $C_f$  du filtre correspond généralement à des valeurs considérables de plusieurs mF .

Ce filtre est modélisé par le système d'équations suivant [9] [10].

$$\begin{cases} U_d = L_f \frac{dI_d}{dt} + U_{df} \\ \frac{dU_{df}}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_d - I_s) \end{cases}$$

Le rôle de la capacité  $C_f$  est d'assurer le caractère d'une source de tension à l'entrée de l'onduleur est de fournir de l'énergie réactive à la machine, et d'absorber le courant négatif. Le rôle de l'inductance  $L_f$  est de lisser le courant  $I_{red}$  à travers la source de tension.

La fonction du transfert du filtre est donnée par :

$$F(s) = \frac{U_{dc}(S)}{U_{red}(S)} = \frac{1}{1 + \sqrt{L_f \cdot C_f} S}$$

C'est un filtre de deuxième ordre avec une fréquence de coupure égale à :  $f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f \cdot C_f}}$

### III.1.3 Modélisation de l'onduleur

#### III.1.3.1 Définition

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la convertisseur continu – alternatif, alimenté en continu, il modifie la façon périodique les connections entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir d'alternatif à la sortie.

Dans un onduleur non autonome (ou assisté) relie à un réseau alternatif, c'est celui-ci qui impose la fréquence dans les onduleurs autonomes, [11] [12] [13].

#### III.1.3.2 Schéma symbolique de l'onduleur

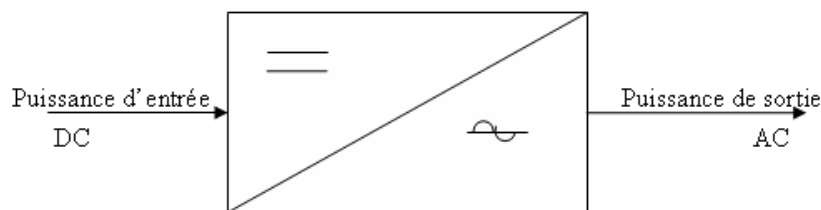


Figure (III-5) : Schéma de principe de l'onduleur

#### III.1.3.3 Propriété de l'onduleur

Un onduleur autonome dépend essentiellement de la nature du générateur et de récepteur entre les quels il est monté.

Cela conduit à distinguer :

- Les onduleurs de tension alimentés par une source de tension continue.
- Les onduleurs de courant alimentés par une source de courant continue.

La nature de la source est définie au point de vue des commutations. La nature de la source de tension continue imposée celle du récepteur de courant alternatif. un onduleur de courant alimente un récepteur de tension [11] [12] [13].

#### III.1.3.4 Domaine d'utilisation

Les onduleurs de tension à fréquence fixe sont utilisés, par exemple, pour réaliser des alimentations de sécurité, on s'efforce alors de maintenir la tension de sortie constante quelle que soit la charge.

Les onduleurs des tensions à fréquence variable servent à réaliser des entraînements à vitesse variable avec moteur à courant alternatif.

Les onduleurs de courant sont utilisés dans les entraînements à vitesse variable des moteurs à courant alternatif.

### III.1.3.5 Principe générale de fonctionnement

Il existe trois types d'onduleurs monophasés :

- 1) - l'onduleur avec transformateur de sortie à point milieu (souvent appelé push-pull).
- 2) - l'onduleur avec diviseur capacitif à l'entrée (souvent appelé onduleur en demi pont).
- 3) - l'onduleur en pont (ou en pont complet).

Les deux premiers ne nécessitent que deux - interrupteurs - mais il faut existe un point milieu, soit du cote de l'entrée continu, soit du cote de la sortie alternative, l'onduleur en pont complet nécessite quatre -interrupteurs[11] [12] [13].

### III.2 Structure de l'onduleur de tension

On peut réaliser un onduleur triphasé en groupant trois onduleurs monophasés de l'un ou l'autre, il suffit de décaler d'un tiers de période les commandes des trois phases. La Figure (III-6) représente un onduleur tri phases formé de trois demi ponts monophasés et utilise un diviseur capacitif commun.

Chacune des tensions de sortie est égale tantôt à  $(+U/2)$ , tantôt à  $(-U/2)$ . Les interrupteurs fonctionnent comme en monophasé la seule différence est que le courant arrivant au point milieu du diviseur est  $I_N$  telle que  $I_N = I_A + I_B + I_C$  [11] [12] [13].

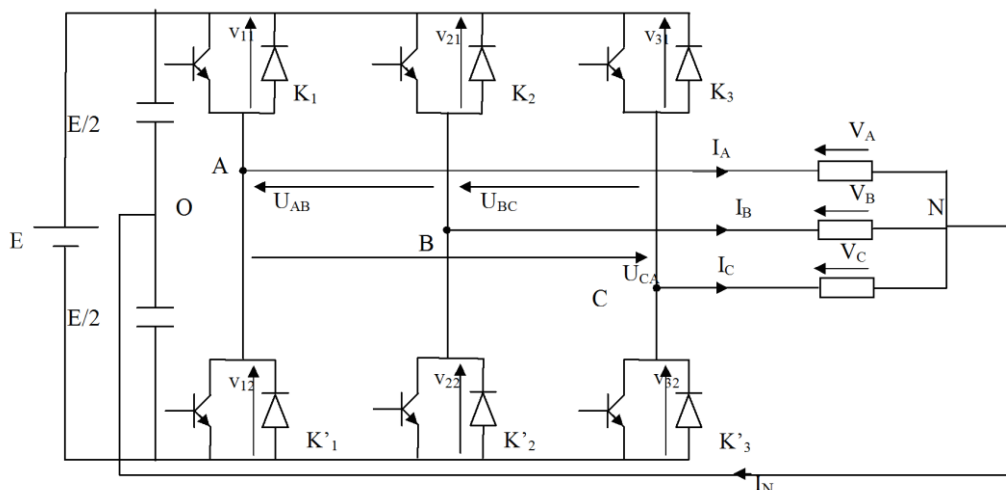


Figure (III-6) Onduleur de tension triphasé

La présence de neutre relié à la source est indispensable si le récepteur est déséquilibré tout particulièrement s'il comporte des charges monophasées montées entre phase et neutre.

Si le récepteur triphasé et équilibré (moteur triphasé par exemple), on peut supprimer la liaisons entre le point neutre 'N' de la charge et le point milieu 'O' du diviseur capacitif, donc supprimer celui-ci on obtient alors l'onduleur de tension en pont triphasés proprement dit repris sur la Figure (III-6).

### III.3 Modèles de commande de l'onduleur de tension

Les interrupteurs  $K_1$  et  $K_1'$ ,  $K_2$  et  $K_2'$ ,  $K_3$  et  $K_3'$  doivent être complémentaires deux à deux, quelque soit la loi de commande à adopter, il est possible d'établir des relations générales que nous utiliserons la commande MLI quels que soient les courants, les interrupteurs imposent les tensions entre les bornes de sortie A, B, C et le point milieu (fictif) 'O' de la source de tension [11] [12] [13].

$$\begin{aligned} V_A - V_O &= \frac{E}{2} \Rightarrow K_1 \text{ fermé}, -\frac{E}{2} \Rightarrow K_1 \text{ ouvert} \\ V_B - V_O &= \frac{E}{2} \Rightarrow K_2 \text{ fermé}, -\frac{E}{2} \Rightarrow K_2 \text{ ouvert} \\ V_C - V_O &= \frac{E}{2} \Rightarrow K_3 \text{ fermé}, -\frac{E}{2} \Rightarrow K_3 \text{ ouvert} \end{aligned} \quad (\text{III-1})$$

Les interrupteurs imposent donc les tensions composées à la sortie de l'onduleur ainsi pour la première de ces tensions.

$$\begin{aligned} V_A - V_B &= (V_A - V_O) - (V_B - V_O) = E \quad \text{Si } K_1 \text{ fermé et } K_2 \text{ ouvert.} \\ V_A - V_B &= (V_A - V_O) - (V_B - V_O) = 0 \quad \text{Si } K_1 \text{ et } K_2 \text{ fermés.} \\ V_A - V_B &= (V_A - V_O) - (V_B - V_O) = -E \quad \text{Si } K_1 \text{ ouvert et } K_2 \text{ fermé.} \\ V_A - V_B &= (V_A - V_O) - (V_B - V_O) = 0 \quad \text{Si } K_1 \text{ et } K_2 \text{ ouverts.} \end{aligned} \quad (\text{III-2})$$

Son point neutre étant isolé, si le récepteur est équilibré on peut passer des tensions composées aux tensions simples  $V_A$ ,  $V_B$ ,  $V_C$  à la sortie de l'onduleur.

Pour que, quelle que soit leurs formes d'ondes, les trois courants  $I_A$ ,  $I_B$ ,  $I_C$  aient une somme nulle, il faut que leurs trois fondamentaux aient une somme nulle et qu'il en soit de même pour les divers harmoniques.

Si le récepteur est équilibré, si trois phases présentent la même impédance pour le fondamental ainsi que pour les divers harmoniques, les produit impédances 'Z' courant, c'est-à-dire les tensions ont une somme nulle pour les fondamentaux ainsi que les systèmes harmoniques successifs, on ajoutant toutes ces sommes on obtient la somme nulle des trois tensions.

$$V_C = \frac{1}{3} \cdot (V_C - V_A) - \frac{1}{3} \cdot (V_B - V_C)$$

A cause de l'équilibre du récepteur :

$$I_A + I_B + I_C = 0 \quad \text{entraîne } V_A + V_B + V_C = 0$$

On peut donc écrire :

$$\begin{aligned} \frac{1}{3} \cdot (V_A - V_B) - \frac{1}{3} \cdot (V_C - V_A) &= \frac{2}{3} \cdot V_A - \frac{1}{3} \cdot V_B - \frac{1}{3} \cdot V_C \\ &= V_A - \frac{1}{3} \cdot (V_A + V_B + V_C) = V_A \end{aligned}$$

Et 
$$V_A = \frac{1}{3} \cdot (V_A - V_B) - \frac{1}{3} \cdot (V_C - V_A)$$

Et de même

$$V_B = \frac{1}{3} \cdot (V_B - V_C) - \frac{1}{3} \cdot (V_A - V_B)$$

On obtient finalement :

$$\begin{aligned} V_A &= \frac{1}{3} \cdot [2 \cdot (V_A - V_o) - (V_B - V_o) - (V_C - V_o)] \\ V_B &= \frac{1}{3} \cdot [-(V_A - V_o) + 2 \cdot (V_B - V_o) - (V_C - V_o)] \\ V_C &= \frac{1}{3} \cdot [-(V_A - V_o) - (V_B - V_o) + 2 \cdot (V_C - V_o)] \end{aligned} \quad \text{(III-3)}$$

Si  $V_{AO}$ ,  $V_{BO}$  et  $V_{CO}$  sont les tensions d'entrée de l'onduleur (valeur continues), alors  $V_A$ ,  $V_B$  et  $V_C$  sont les tensions de sorties de cet onduleur (valeur alternatives), par conséquent, L'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice  $[T]$  assurant le passage continu - alternatif (**DC-AC**).

On aura alors :

$$[V_{AC}] = [T][V_{DC}]$$

Avec :

$$[V_{AC}] = [V_A \quad V_B \quad V_C]^T : \text{Tensions alternatifs équilibrés.}$$

$$[V_{DC}] = [V_{AO} \quad V_{BO} \quad V_{CO}]^T : \text{Tension continues.}$$

$$S_i = \begin{cases} 1 \\ \text{ou (exclusif)} \\ 0 \end{cases} \quad i=1, 2, 3 \text{ (commutation supposée idéales).}$$

$$[T] = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad \text{(III-4)}$$

Ainsi l'onduleur est modélisé par, cette matrice de transfert  $[T]$ .

### III.4 Stratégie de commande des onduleurs

Les onduleurs de tension peuvent être pilotés suivant plusieurs stratégies. A faibles fréquence, ils sont pilotés en pleine onde, le signal de commande sera a la fréquence de la tension désirée à la sortie, et la source continue doit être réglable (à l'aide d'un redresseur à thyristor ou d'un hacheur). A fréquence élevée, ils sont pilotés en modulation de largeur d'impulsion. Cette dernière stratégie permet de régler à la fois l'amplitude et la fréquence en gardant la source continue constante (pont à diode).[14]

A fin de produire une tension de sortie proche de la sinusoïde, différentes stratégies de commande ont été proposées par des différents auteurs pour l'onduleur de tension

Nous étudions les stratégies suivantes :

- 1 -commande à pleine onde.
- 2 -commande avec MLI.
- 3 -commande par bande à hystérésis.

#### III.4.1 Commande en pleine onde

##### ■ Principe de commande en pleine onde

Dans ce type de commande, la génération des signaux de commande de l'onduleur est effectuée en transformant un signal sinusoïdal en un signal carré pour chaque phase selon l'algorithme suivant [14].

$$\text{Si } \sin(\omega.t) > 0 \rightarrow S(t) = 1$$

$$\text{Si } \sin(\omega.t) < 0 \rightarrow S(t) = 0$$

Ou :

$\sin(\omega.t)$  : est le signal sinusoïdal ;

$S(t)$  : est le signal carré résultant de commande.

##### Remarque

1) Si le récepteur est branché en étoile sans conducteur neutre ou en triangle, les harmoniques de tension de rang trois ou multiples de trois sont absents, car ils forment des systèmes homopolaires.

2) Le spectre harmonique de la tension simple  $V_{an}$ ; montre bien que les harmoniques les plus dominants sont d'ordre 5 et 7.

#### III.4.2 Commande MLI

##### ■ Principe général

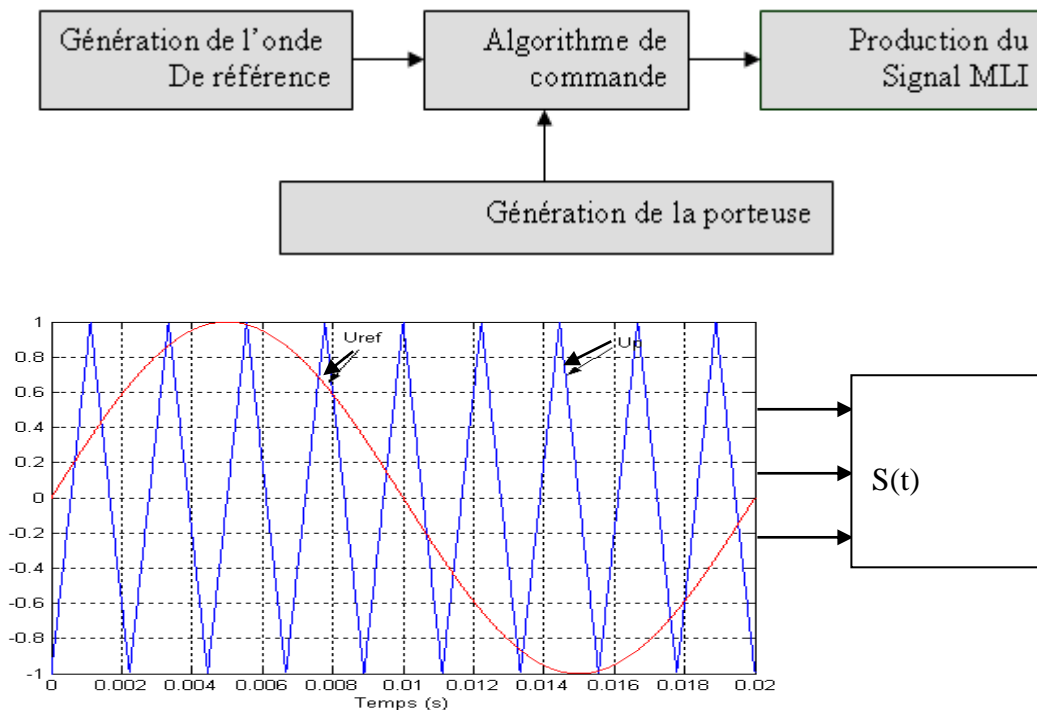
La modulation de largeur d'impulsion triangulo-sinusoïdal est réalisée par la comparaison d'une onde modulée basse fréquence (tension de référence dans notre cas courant harmonique identifier par la méthode de puissance instantanée) avec une onde porteuse haute fréquence de

forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersections entre la porteuse et la modulante, la fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse.

En triphasé, trois références sinusoïdales déphasés de  $(2\pi/3)$  à la même fréquence  $f_s$ . Comme à la sortie de l'onduleur, la tension n'est pas purement sinusoïdale, l'intensité du courant ne le soit pas aussi, donc elle comporte des harmoniques, seules responsables des parasites ce qui engendre des pertes supplémentaires.[14]

Cette -MLI- sert à remédier ces problèmes et elle a les avantages suivantes :

- 1)- Variation de la fréquence de la tension de sortie .
- 2)- Elimination de certaines harmoniques de tension .
- 3)- Elle repousse les harmoniques vers des fréquences plus élevées.



**Figure (III-7)** principe de la commande MLI

$U_{ref}$  : la tension référence.

$U_p$  : la tension porteuse.

$S(t)$  : est le signal -MLI- résultant.

### ■ Propriétés

Pour optimiser la MLI en utilise deux paramètres caractérisant cette commande :

$m$  : L'indice de modulation c'est le rapport de la fréquence de la porteuse  $f_p$  sur celle du

référence  $f_{ref}$   $\left( m = \frac{f_p}{f_{ref}} = \frac{T_{ref}}{T_p} \right)$

$r$  : Le taux de la modulation (le coefficient de réglage en tension). C'est le rapport des amplitudes de tension de la référence  $V_{m\text{ref}}$  sur celle de la porteuse  $V_{mp}$   $\left( r = \frac{V_{m\text{ref}}}{V_{mp}} \right)$

■ Tension de références

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé permettant de générer un système de tension triphasé équilibré directe sont :

$$\begin{cases} V_{ref\ 1} = V_m \sin(\omega.t - \varphi) \\ V_{ref\ 2} = V_m \sin(\omega.t - \varphi - 2\pi / 3) \\ V_{ref\ 3} = V_m \sin(\omega.t - \varphi - 4\pi / 3) \end{cases}$$

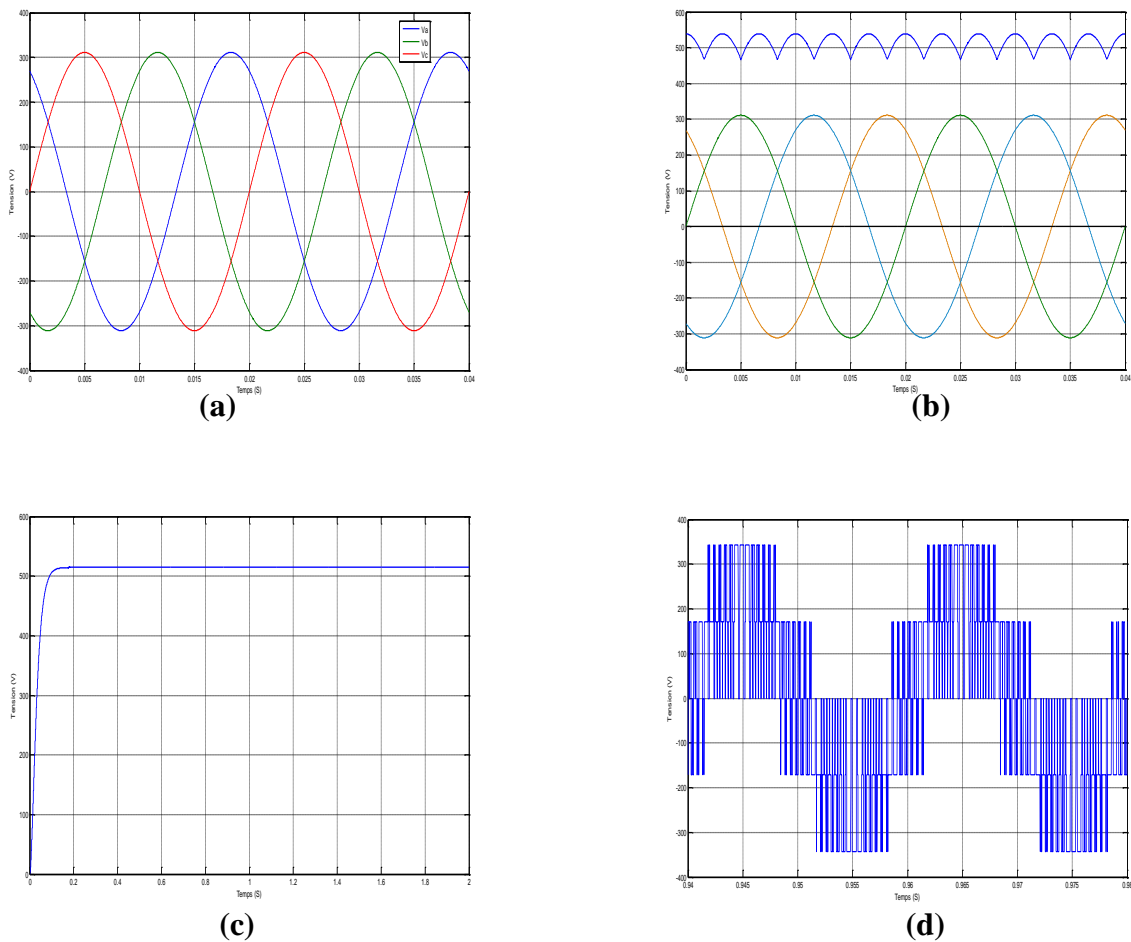


Figure (III-8) Résultats de simulation de la MADA alimenté par onduleur de tension MLI

- a) Tension d'alimentation à l'entre du redresseur triphasé
- b) Tension à la sortie du redresseur
- c) Tension à la sortie du filtre
- d) Tension  $V_a$ , à la sortie de l'onduleur

### III.5 Résultats de simulation de l'alimentation de la MADA

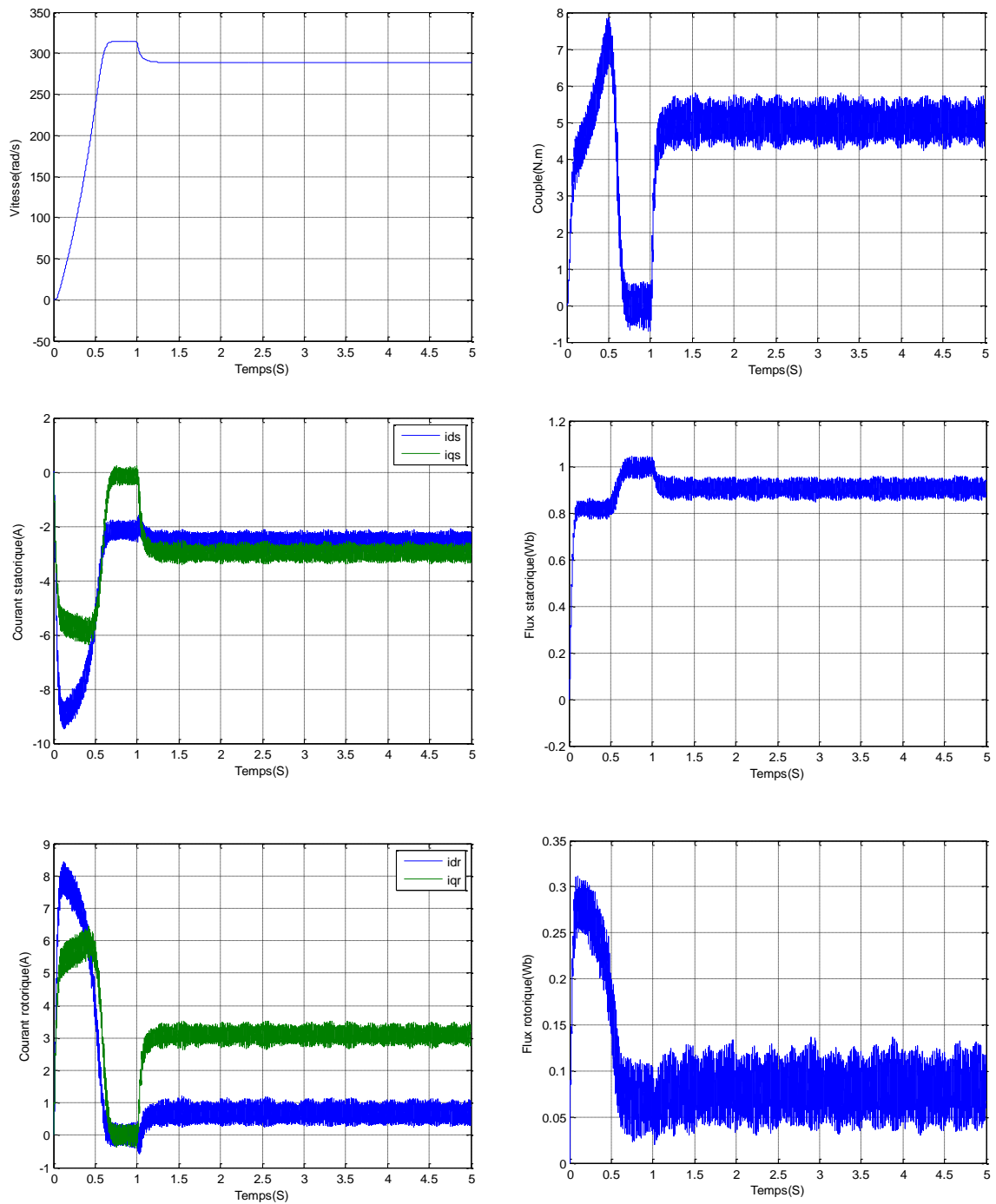


Figure (III-12) Courbes de simulation de la MADA ( $V_r=5.5, f_r=50$  HZ,  $C_r=5$ )

## Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le modèle de fonctionnement d'un onduleur structure en pont complet de tension.

Et nous avons présenté les différentes stratégies de commande de l'onduleur triphasé en pont complet de tension à savoir la stratégie de commande MLI.

Dans la commande MLI nous constatons qu'à chaque fois qu'on augmente l'indice de modulation  $r$ , l'amplitude de l'harmonique fondamental de la tension ondulée augmente de façon linéaire, nous avons montré les performances de l'onduleur de tension.

## Introduction

Depuis plusieurs années les recherches universitaires et industrielles ont été développées afin d'aboutir à un contrôle au variateur asynchrone équivalent à celui d'un moteur à courant continu.

Dans ce contrôle, le flux et le couple deux variables essentielles de réglage, sont découplées et commandées indépendamment. Ce principe de commande découplée, conditionnant le fonctionnement stable du moteur asynchrone, est le principe caractéristique du « contrôle vectoriel » conduisant aux hautes performances industrielles des entraînements asynchrones supportant les perturbations de charge[14].[15]

Tous les travaux de recherche effectués sur ce sujet utilisent deux principales méthodes :

La première « méthode directe » à été initiée par F.BLASCHKE.

Seconde connue sous le nom « méthode indirecte » à été introduite par K.HASS.

## IV.1 Introduction à la commande vectorielle par orientation du flux statorique

### IV.1.1 Description

La machine asynchrone est un système multi variable régi par des équations différentielles. L'utilisation de la transformation de PARK par le changement des repères, sous certaines hypothèses, permet de simplifier ces équations, donc une meilleure compréhension du comportement physique de la machine.[16]

L'examen de l'expression du couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence deux composantes en quadratures de flux rotorique et statorique qui présente un couplage complexe entre les grandeur de la machine. Le référentielle de travail pour la commande est celui lié au champ tournant afin que l'axe «d» coïncide avec la direction désirée de flux, qui peut être rotorique, statorique d'entrefer. Ainsi il est possible devient les différents flux de la machine.

Dans notre travail nous nous intéressons à l'orientation de flux statoriques.

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

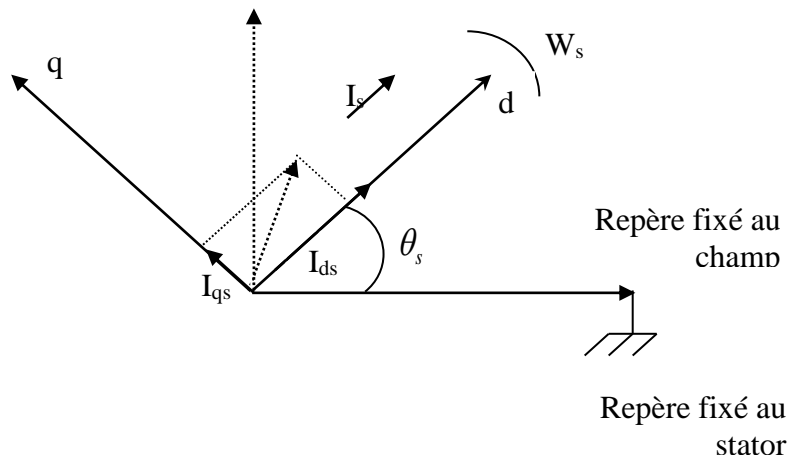


Figure (IV-1) Référentiel lié au flux statorique

L’observation simultanée du diagramme vectoriel de la figure (IV-1) et des équations de PARK en s’intéressant aux flux statorique. Munies de la contrainte ( $\Phi_{qs}=0$ ) implique les propriétés enchantées de la manière suivante :

- l’axe « d » est systématiquement aligné sur le vecteur flux statorique tel que ( $\Phi_{ds}=\Phi_s$ ).
- le courant  $I_{ds}$  est toujours nulle si le flux statorique est maintenu constant
- Pour tout régime, le flux statorique et le courant restent en quadrature de sorte que l’évolution du couple suit celle de  $I_{rq}$  qui peut alors être contrôlé par  $I_{qs}$  puisque :

$$\Phi_{qs} = 0 \quad \text{et} \quad \Phi_{ds} = \Phi_s, I_{ds}=0$$

On aura pour l’équation :

$$\Phi_{ds} = l_s I_{ds} + M I_{dr} = M I_{dr} \Rightarrow I_{dr} = \frac{\Phi_s}{M} \tag{IV-1}$$

$$\frac{d\Phi_{qs}}{dt} = 0 = -W_s \Phi_s + \frac{M}{T_s} I_{qr} + V_{qs}$$

$$W_s = (V_{qs} + \frac{M}{T_s} I_{qr}) / \Phi_s \tag{IV-2}$$

Ce qui conduit à l’expression du couple

$$C_e = \frac{3pM}{2L_s} (-\Phi_{ds} I_{qr}) \tag{IV-3}$$

En introduisant l'expression du flux dans l'expression (IV-3) on trouve :

$$C_e = K_t I_{dr} I_{qr} \quad (\text{IV-4})$$

avec :

$$K_t = \frac{-3pM^2}{2L_s}$$

L'expression (IV-4) est analogue à celle du couple d'une machine à courant continu. Ceci permet d'obtenir une commande vectorielle découplée où la composante  $I_{qr}$  contrôle le couple et le flux  $\Phi_s$  étant imposé par la composante  $I_{dr}$ .

## IV.2 Représentation des équations liées au flux statorique

Les tensions selon les axes d et q liées au flux statorique peuvent être représentées par :

$$V_{dr} = (R_r + \delta l_r S) I_{dr} - W l_r \delta I_{qr} + \frac{M}{l_s} \Phi_s \quad (\text{IV-5})$$

$$V_{qr} = (R_r + \delta l_r S) I_{qr} + W l_r \delta I_{dr} + W \frac{M}{l_s} \Phi_s \quad (\text{IV-6})$$

La maîtrise de la commande en découplage dans la machine MADA dépend donc entièrement de la capacité du contrôle du courant rotorique  $I_r$ .

## IV.3 la commande vectorielle directe et indirecte

Dans la commande vectorielle directe on effectue une régulation du flux qui nécessite la connaissance de celui-ci, alors que dans la commande vectorielle indirecte, on s'affranchit de la connaissance de ce flux en faisant quelque approximation.[17]

### IV.3.1 Commande vectorielle directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et sa phase ; celle-ci doit être vérifiée quelque soit le régime transitoire effectué. Il faut donc procéder à une série de mesures disponibles au sein du processus.

Ce mode de contrôle est ainsi appelé parce qu'une régulation du flux statorique  $\Phi_s$  est introduite par une boucle de contre réaction nécessitant la mesure ou l'estimation de ces variations. Dans son essence, la commande vectorielle directe doit être réalisée par la

mesure du flux qui nécessite l'utilisation du capteur placé dans l'entrefer de la machine, opération généralement délicate à réaliser.

Afin d'accéder à l'information concernant l'amplitude et la phase du flux il faut utiliser des capteurs « à effet hall précédemment placé sous les dents du stator ». Ils sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas travailler dans les conditions sévères telles que la vibration et les échauffement excessifs. Les signaux captés sont entachés des harmonies et leur fréquence varie avec la vitesse ce qui nécessite des filtres ajustables automatique.[15]

### IV.3.2 Commande vectorielle indirecte

Cette méthode est ainsi appelée car on ne fait pas appel à une boucle de régulation du flux, et par conséquent elle ne nécessite pas l'utilisation du capteur ou d'estimation du flux statorique.

Dans cette commande le vecteur du flux est estimé à partir de la mesure des courants rotorique et de la vitesse du rotor ( $\omega$ ), en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur du flux statorique.

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation en vers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température surtout pour la constante de temps rotorique  $T_r$ . La commande est basée sur l'inversion des d'équation.[15]

En considérant le couple  $C_e = C_r$  et le flux statorique  $\Phi_s$  comme référence de commande.

Le système (IV-5) et (IV-6) donne les équations de commande de la MADA alimentée en tension. Il est remarqué que les équations de tension sont couplées par l'existence du courant  $I_{qr}$  dans l'expression de tension  $V_{dr}$  et par l'existence du courant  $I_{dr}$  dans l'expression de la tension  $V_{qr}$

$$V_{dr} = (R_r + L_r \delta S) I_{dr} + \frac{MS}{L_s} \Phi_s - \omega_r L_r \delta I_{qr} \quad (IV-7)$$

$$V_{qr} = (R_r + L_r \delta S) I_{qr} + \omega_r \frac{M}{L_s} \Phi_s + \omega_r L_r \delta I_{dr} \quad (IV-8)$$

$$I_{dr} = \frac{\Phi_s}{M} \quad (IV-9)$$

$$I_{qr} = \frac{C_e}{K_t \Phi_s} \quad (IV-10)$$

$$W_s = (V_{qs} + \frac{M}{T_s} I_{qr}) / \Phi_s \quad (\text{IV-11})$$

### IV.3.3 Bloc de dé fluxage

Les opérations à toutes vitesse caractérisant le fonctionnement de la MADA sont réalisées par un bloc de dé fluxage figure (IV-2). Ce dernier est défini par la fonction non linéaire suivante :

-En sous –vitesse

$$\Phi_s = \Phi_{snom} \quad \text{pour} \quad |\Omega| \leq \Omega_{nom}$$

-En survitesse

$$\Phi_s = \Phi_{snom} \frac{\Omega_{nom}}{|\Omega|} \quad \text{pour} \quad |\Omega| \geq \Omega_{nom}$$

Avec

$\Omega_{nom}$  : Vitesse de rotation nominale.

$\Phi_{snom}$  : Flux statorique nominale.

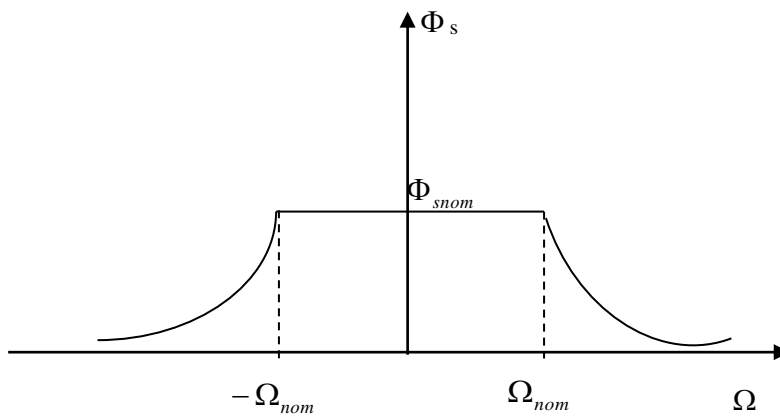


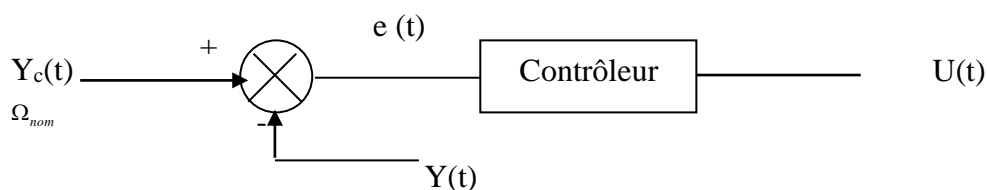
Figure (IV-2) bloc de dé fluxage

## IV.4 Les régulateurs PI

Dans le présent paragraphe, nous allons décrire les différents types des contrôleurs dans l'industrie.

### a- Signal de commande

Soit  $Y_c(t)$  le signal de consigne à poursuivre,  $Y(t)$  le signal du système à contrôler comme il est illustré par la figure (IV-3). L'élaboration du  $U(t)$  exige que l'on définisse la loi qui relie  $U(t)$  et  $e(t)$  appelé loi de commande.



**Figure (IV.3)**  $Y(t)$  le signal du système à contrôler

L'erreur  $e(t) = Y_c(t) - Y(t)$  est évaluée en permanence par observation continue de la sortie  $Y(t)$  « résultat réellement atteint ».

Le signal de commande  $U(t)$  est alors ajusté en permanence de manière automatique par l'élément correcteur, afin de corriger l'erreur.

### b- La conception des contrôleurs

Le contrôleur élabore le signal de commande  $U(t)$ , il fait en général, à partir de l'erreur  $e(t)$ . La loi la plus utilisée en analogique est la commande P.I.D or dans le cas de notre étude, on se limite à la technique du contrôleur de type P.I, qui satisfait avec succès la régulation en commande vectorielle de vue « stabilité, précision, rapidité » dont la formule qui le définit est :

#### ■ Stabilité

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dx$$

Un système bouclé doit être stable, ceci exige que la réaction du système de régulation soit énergétique sans être disproportionnées avec l'erreur corrigée. Une correction très forte ou trop tardive risque de conduire le système à dépasser largement le but qu'il

poursuit et donc à revenir en cherchant à le rattraper. S'il n'y parvient pas le système est instable.

### ■ Précision

En régulation, la précision est obtenue par l'implantation dans la boucle.

### ■ Rapidité

En règle générale, un système bouclé doit répondre rapidement aux variations de sa consigne et effacer rapidement les perturbations « régulation ».

Le temps de réaction est bien entendu en relation étroite avec l'inertie propre du processus. Tous les régulateurs, qui seront utilisés dans le présent travail, seront de type proportionnel intégrale (PI) dont la forme est la suivante :  $G_{pi}(S) = K_p + K_i/S$ .

Avec :

$K_p$  : Coefficient de proportionnalité.

$K_i$  : Coefficient de d'intégration.

L'ajustement des coefficients  $K_p$  et  $K_i$  étant effectué par simulation numérique.

## c- Régulation

Deux régulations de type PI sont utilisées pour régler les courants  $I_{dr}$  et  $I_{qr}$ , une troisième régulation est éventuellement envisagée pour la régulation de vitesse.

Les termes  $(V_{d-cp}; V_{q-cp})$  comme l'indique la figure (IV-4) représentant la force électromotrice de compensation que l'on doit ajouter à la sortie de chaque régulateur et  $(V_{d-cor}; V_{q-cor})$ . Ces F.e.m de compensation permettent en outre de découpler la régulation du courant  $I_{dr}$  et  $I_{qr}$ .

D'après le système d'équations (IV-7) et (IV-8) on aura donc :

$$V_{d-cor} = R_r I_{dr} + \delta L_r \frac{dI_{dr}}{dt} \quad (IV-12)$$

$$V_{q-cor} = R_r I_{qr} + \delta L_r \frac{dI_{qr}}{dt} \quad (IV-13)$$

$$V_{d-cp} = \frac{M}{L_s} \frac{d\Phi_s}{dt} - W_r \delta L_r I_{qr} \quad (IV-14)$$

$$V_{q-cp} = W_r \frac{M}{L_s} \Phi_s + W_r \delta L_r I_{dr} \quad (IV-15)$$

La pulsation rotorique de rotation du flux statorique  $\Phi_s$  est calculée en additionnant la pulsation électrique du stator  $W_s$  et la pulsation de glissement  $W$ .

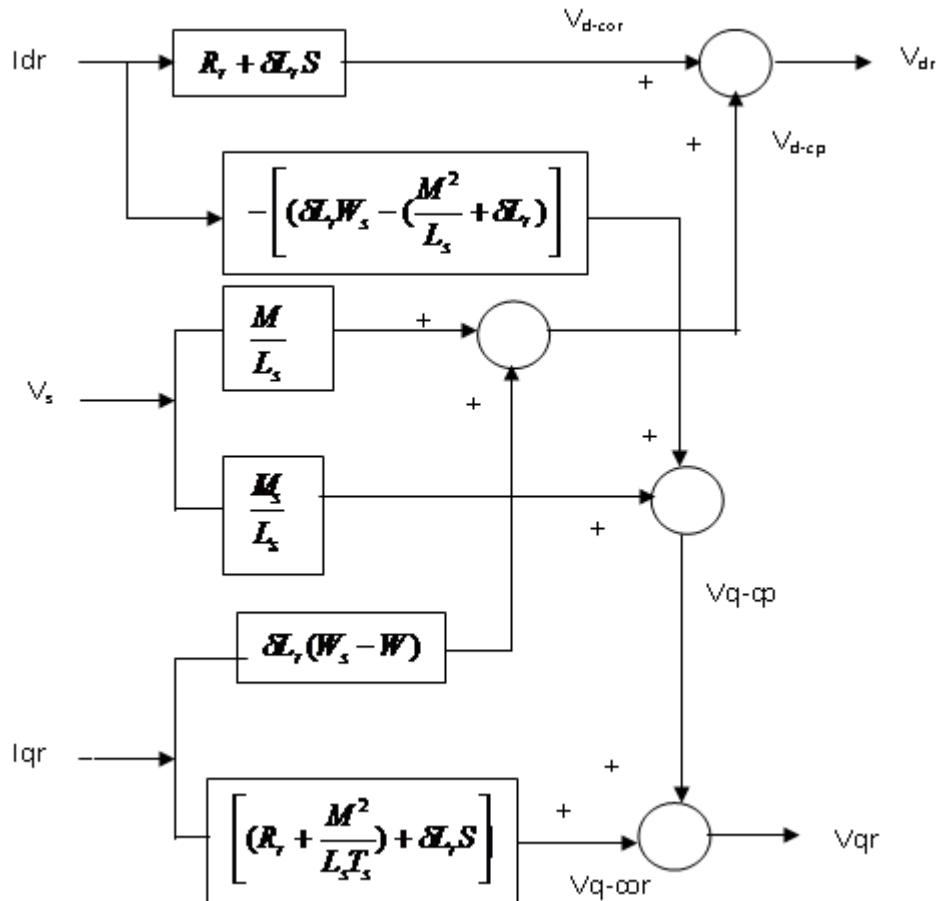


Figure (IV-4) Schéma de compensation

### IV.5 Calcul des régulateurs

$I_{dr}$  contrôlé  $\Rightarrow$  contrôle implicite du flux.

$I_{qr}$  contrôlé  $\Rightarrow$  contrôle implicite du couple.

#### IV.5.1 Régulateur de $I_{dr}$

$$V_{dr} - \frac{M}{L_s} \frac{d\Phi_s}{dt} + W_r \delta L_r I_{qr} = R_r I_{dr} + \delta L_r \frac{dI_{dr}}{dt} \quad (IV-16)$$

$$V_{d-cor} = (R_r + \delta L_r S) I_{dr} \Rightarrow \frac{I_{dr}}{V_{d-cor}} = \frac{1}{R_r + \delta L_r S} \quad (IV-17)$$

$$\frac{I_{dr}}{V_{d-cor}} = \frac{1}{R_r (1 + \delta T_r S)} \quad (IV-18)$$

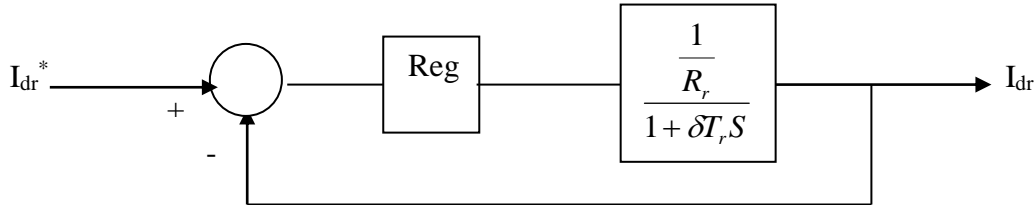


Figure (IV-5) Schéma de régulation du courant  $I_{dr}$

$$\text{Reg d} = K_d \frac{1 + \delta T_r S}{S}$$

On aura :

$$\text{F.T.B.O} = \frac{K_d}{R_r S} \frac{1 + \delta T_r S}{1 + \delta T_r S} = \frac{K_d^*}{S} = K \quad (IV-19)$$

$$\text{F.T.B.F} = \frac{K}{1 + K} = \frac{\frac{K_d^*}{S}}{\frac{K_d^*}{S} + 1} = \frac{1}{\frac{1}{K_d^*} S + 1} = \frac{1}{1 + \tau_d S} \quad (IV-20)$$

$$\text{On choisit : } \tau_d = \delta T_r = \frac{1}{K_d^*} = \frac{R_r}{K_d} \Rightarrow K_d = \frac{R_r}{\delta T_r}$$

### IV.5.2 Régulateur de $I_{qr}$

On a :

$$V_{qr} - \frac{W_r M}{L_s} \Phi_s - W_r \delta L_r I_{dr} = R_r I_{qr} + \delta L_r S I_{qr} \quad (IV-21)$$

$$\frac{I_{qr}}{V_{a-cor}} = \frac{1}{R_r (1 + \delta T_r S)} \quad (IV-22)$$

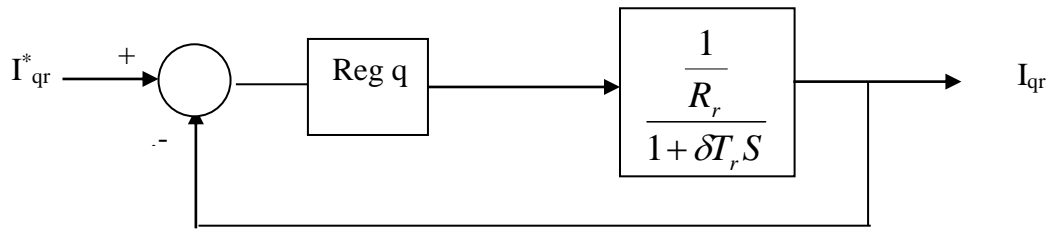


Figure (IV-6) Schéma de régulation du courant  $I_{qr}$

$$\text{Reg } q = K_q \frac{1 + \delta T_r S}{S}$$

On aura :

$$\text{F.T.B.O} = K_q \frac{1 + \delta T_r S}{S} \frac{1/R_r}{1 + \delta T_r S} = \frac{K_q^*}{S} = K \tag{IV-23}$$

$$\text{F.T.B.F} = \frac{K}{K+1} = \frac{1}{1 + \frac{1}{K_q^*} S} = \frac{1}{1 + \tau_q S} \tag{IV-24}$$

On choisit :  $\tau_q = \delta T_r = \frac{1}{K_q^*} = \frac{R_r}{K_q} \Rightarrow K_q = \frac{R_r}{\delta T_r}$

Tel que

$I_{dr}$  et  $I_{qr}$  : les courants rotoriques mesurés à la sortie de la machine.

$I_{dr}^*$  et  $I_{qr}^*$  : les courants rotoriques commandés.

### IV.5.3 Calcul de régulateur de $\Omega$

Il prend en entrée la vitesse de référence et la vitesse mesurée. Il agit sur le couple pour réguler la vitesse. La figure (IV-7) montre le système de régulation de la vitesse.

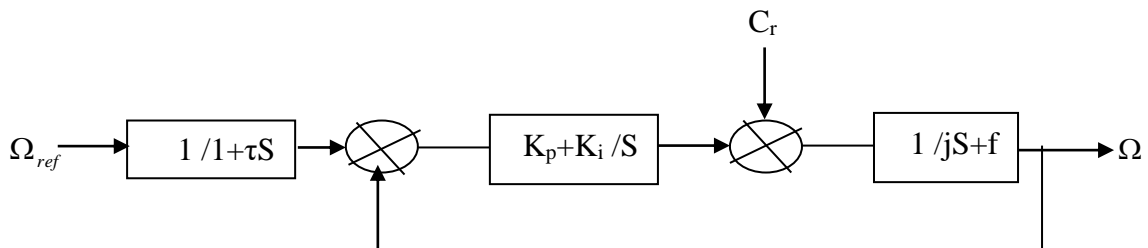


Figure (IV-7) Schéma de régulation de vitesse

On a :

$$K_p + \frac{K_i}{S} = \frac{K_l}{S} (1 + \tau S)$$

Avec :  $\tau = \frac{K_p}{K_i}$

$$\frac{\Omega(S)}{\Omega_{ref}(S)} = \frac{1}{\frac{j}{K_i} S^2 + \tau S + 1} \quad (IV-25)$$

On comparant l'équation caractéristique de la fonction de transfert (IV-25) avec la forme standard du second ordre, on trouve :

$$W_0^2 = \frac{K_i}{j} \quad (IV-26)$$

$$\tau = \frac{2\zeta}{W_0} \quad (IV-27)$$

Avec  $\zeta$  : coefficient d'amortissement.

D'après les équations (IV-26) et (IV-27) :

$$K_i = \frac{4j\zeta}{\tau^2} \quad (IV-28)$$

$$K_p = \frac{4j\zeta^2}{\tau} \quad (IV-29)$$

Pour un amortissement critique  $\zeta = 1$  on trouve :

$$K_i = \frac{4j}{\tau^2}$$

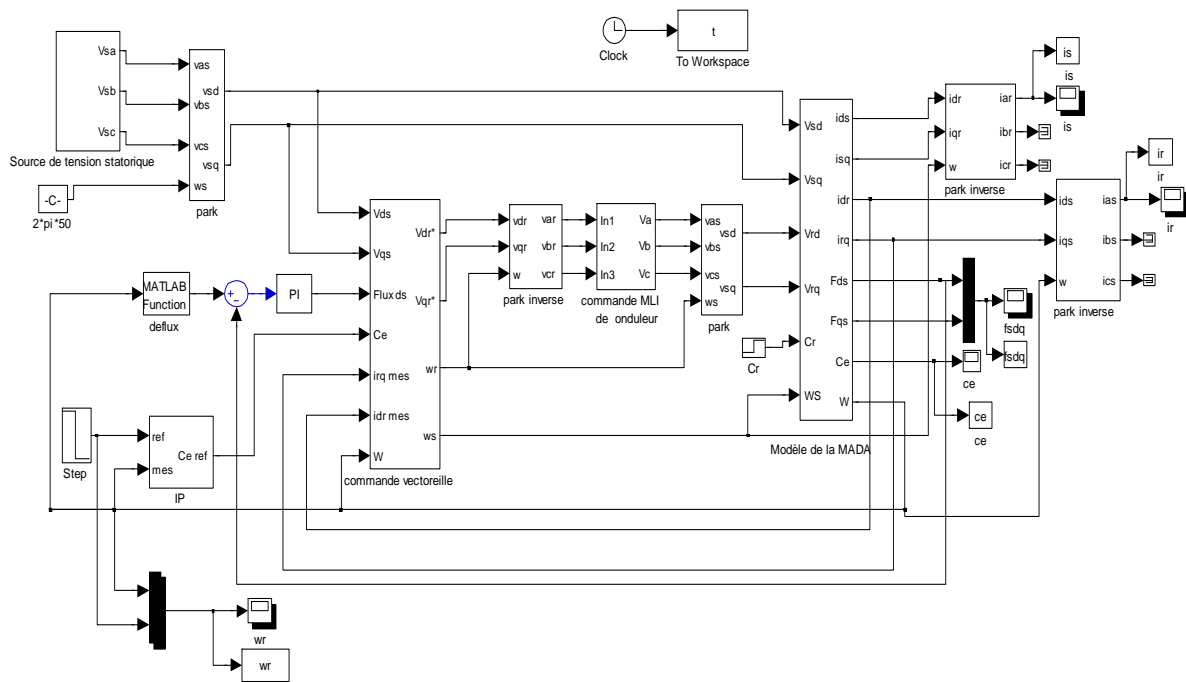
$$K_p = K_i \tau$$

On peut utiliser un filtre d'équation  $\frac{1}{1 + \tau S}$  pour éliminer les dépassements qui apparaissent

dans la vitesse  $W_r$ .

## IV.6 Schéma de simulation

La figure (IV-8) représente la structure de la commande vectorielle directe par orientation du flux statorique de la MADA avec onduleur alimentant le rotor.



**Figure (IV-8)** Schéma bloc de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté du MADA

### IV.7 Résultats de simulation avec application de la commande

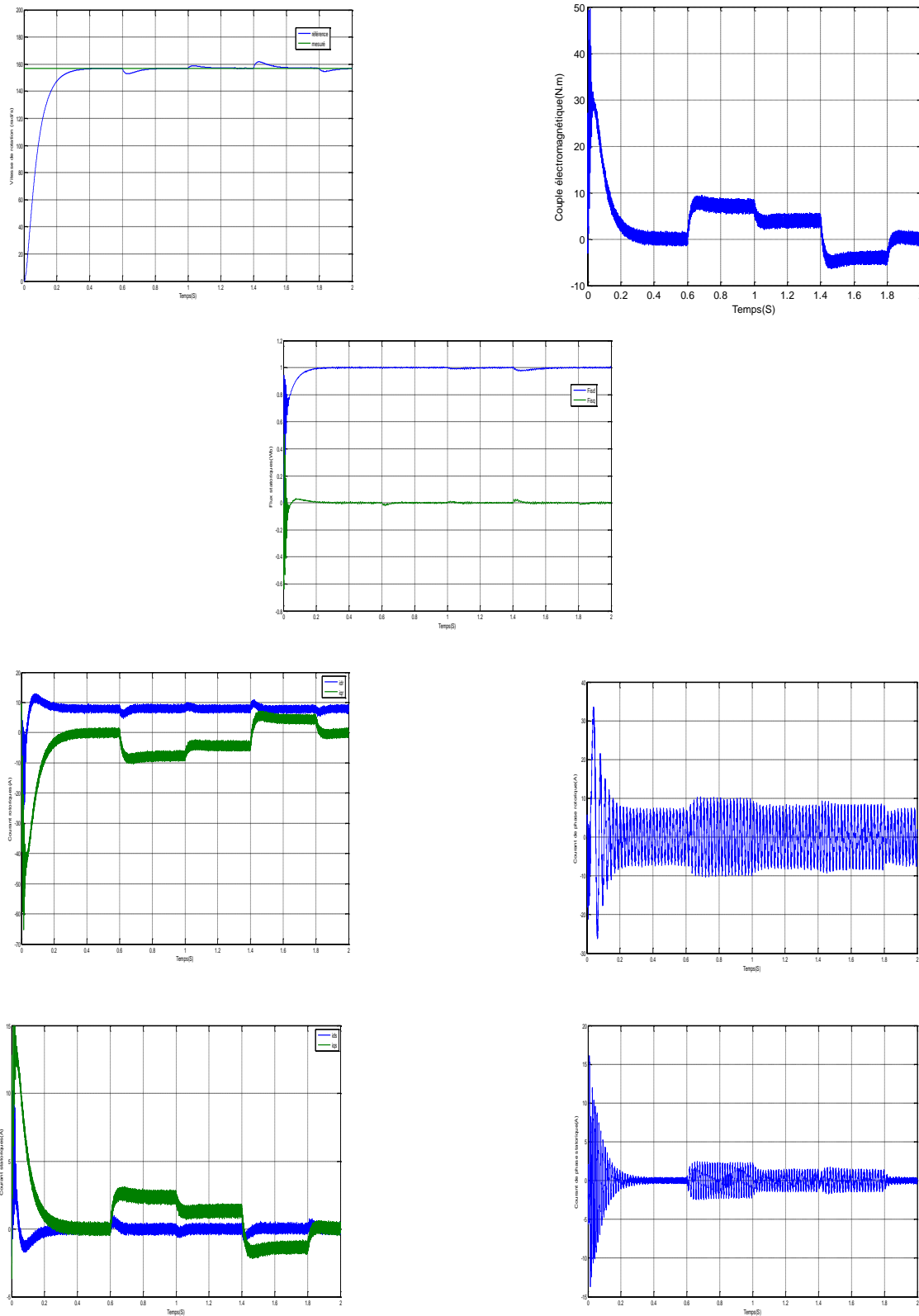
Toutes les simulation des commande présentées dans ce projet sont réalisées sur un moteur asynchrone à double alimentation (MADA) où le stator est connecté directement au réseau (220Vet50Hz) et le rotor est alimenté à travers un onduleur de tension commandé par la technique MLI et piloté par une commande vectorielle directe (CVD)par orientation du flux statorique, dont les paramètres du MADA sont mentionnés dans l’annexe.

#### IV.7.1 Démarrage à vide suivi d’une introduction de variation de couple de charge

Pour tester la robustesse de la régulation ,nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de (157 rad/s) ,puis un changement cyclique de différents niveaux de couple de charge qui sont appliqués au MADA par le temps comme suite :

$$\text{Temps(S)} = [ 0 \ 0.6 \ 0.6 \ 1 \ 1 \ 1.4 \ 1.4 \ 1.8 \ 1.8 ] \quad ; \quad \text{Cr(N.m)} = [ 0 \ 0 \ 7 \ 7 \ 4 \ 4 \ -4 \ -4 \ 0 ]$$

Les résultats de simulation sont représentés par la figure (IV-9)



**Figure (IV- 9)** Résultats de simulation de la CVD lors de démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge

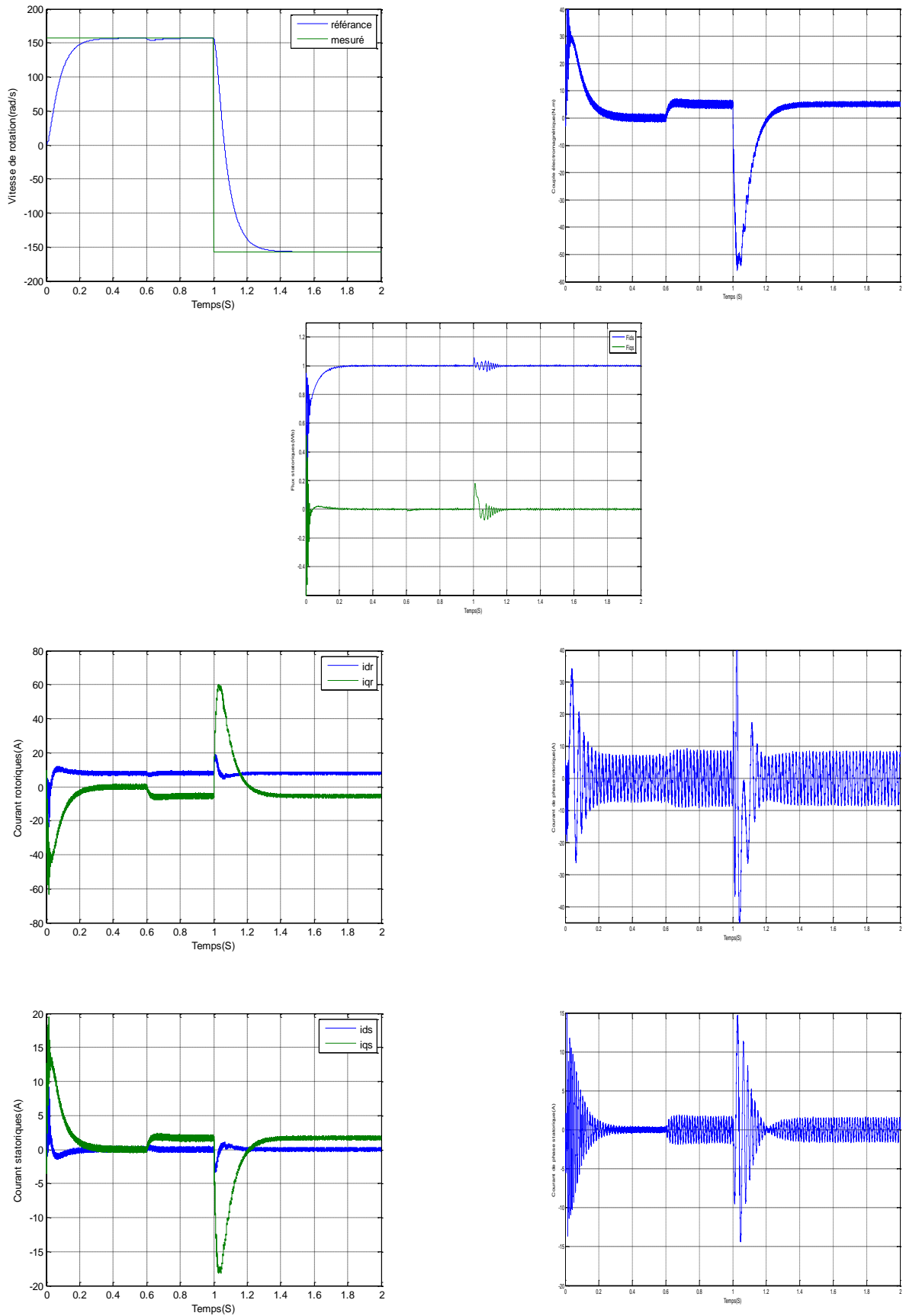
D'après ces résultats de simulation, on note que le régulateur IP n'est pas parfaitement robuste vis-à-vis de la variation de la charge, car cette dernière affecte légèrement la réponse dynamique de la vitesse. En effet, la vitesse masque une petite diminution et un léger dépassement aux instants de l'application et de la suppression du couple de charge respectivement. D'autre part les résultats montrent le découplage entre le couple électromagnétique et le flux statorique traduit par la réponse des composantes  $I_{dr}$  et  $I_{qr}$  du courant statorique.

### **IV.7.2 Tests de robustesse**

Afin de tester la robustesse de la commande vectorielle directe par orientation du flux statorique, trois tests sont effectués. Le premier est celui par inversion de la vitesse, le deuxième par la variation de la résistance rotorique et le troisième par la variation du moment d'inertie.

#### **IV.7.2.1 Inversion du sens de rotation**

Afin de tester la robustesse de la commande vectorielle directe du MADA, vis-à-vis à une variation importante de la référence de la vitesse, on introduit un changement de consigne de vitesse de (157 rad/s) à (-157 rad/s), avec un couple de charge de 5 N.m appliqué à l'instant  $t=1$  sec.



Figure(IV-10) Réponse du système lors de l'inversion du sens de rotation

Les résultats obtenus(voir la figure (IV-10)) montrent clairement que :

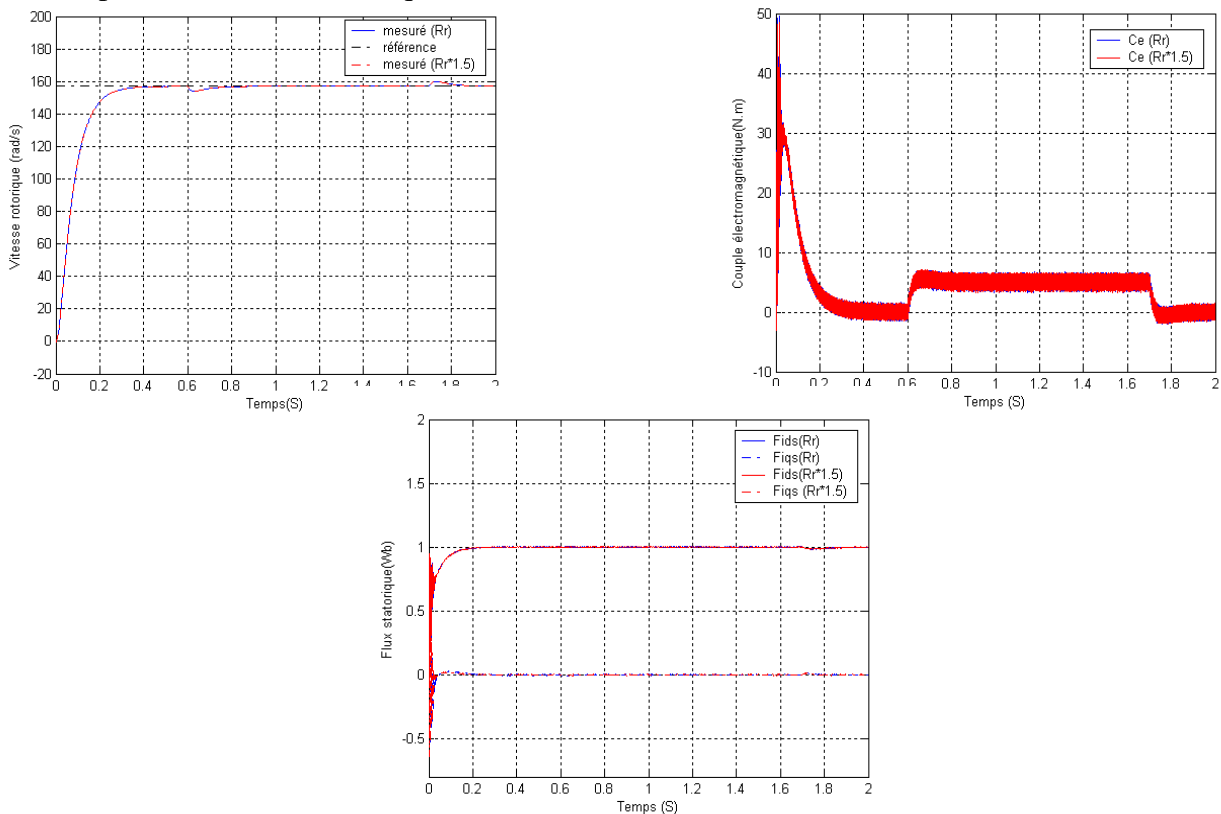
La vitesse suit parfaitement sa consigne et s'inverse au bout de 0.4 sec. Cela engendre une augmentation au niveau du courant d'une grandeur identique à celle observée durant le régime transitoire initiale, qui se stabilise aussi au bout de 0.2 sec, pour redonner lieu à des formes sinusoidales d'amplitude constante. Le couple électromagnétique atteint -55 N.m pendant l'inversion de la vitesse, qui se stabilise dès que cette dernière rejoint sa valeur de référence négative. Les allures des flux statorique suivant les deux axes observent une légère perturbation durant l'inversion de la vitesse

### IV.7.2.2 Robustesse vis-à-vis la variation paramétrique

Le teste de robustesse consiste à faire varier quelques paramètres clés de la machine afin de la montrer la robustesse de la commande vectorielle face à ces variations au démarrage à vide du MADA suivi de l'introduction d'un couple de charge de 5 N.m à  $t=0.6$  sec et éliminé à  $t=1.7$  sec ,tout en imposant la vitesse de référence  $\Omega = 157$  rad/sec.

#### IV.7.2.2.1 Robustesse vis-à-vis la variation de la résistance rotorique

Dans ce test, on a fait augmenter la résistance rotorique  $R_r$  de +50% de sa valeur nominale. La figure( IV-11) illustre les réposes dynamiques de la vitesse, le couple et les composantes du flux statoriques.

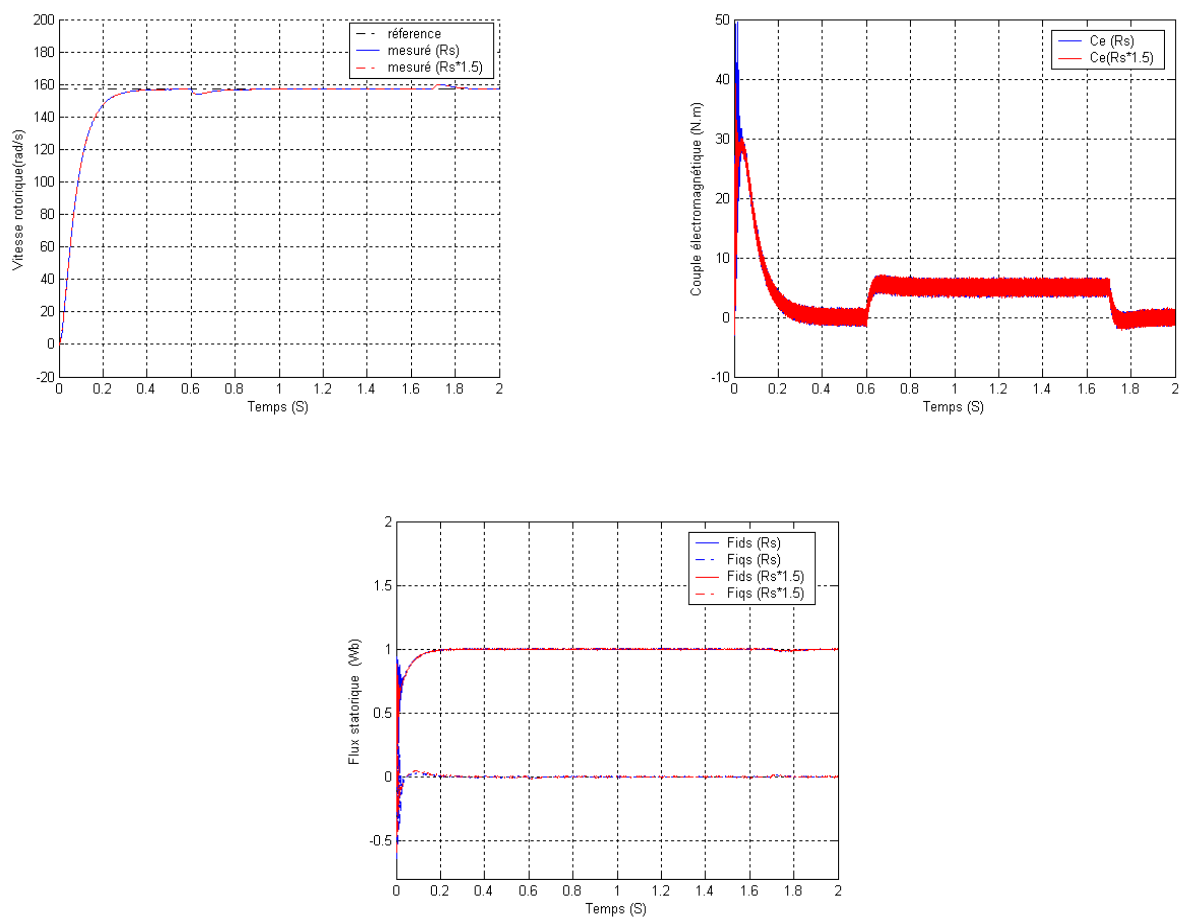


**Figure (IV-11)** Résultats de simulation de la CVD du MADA vis-à-vis la variation de la résistance rotorique

D'après ces résultats, on remarque de façon claire qu'aucune influence n'apparaît pendant la variation de la résistance rotorique, ce qui montre la robustesse de la commande vectorielle et le régulateur PI classique face à ces variations.

#### IV.7.2.2.2 robustesse vis-à-vis la variation du moment d'inertie

La figure (IV-12) représente les résultats de simulation de la dynamique de vitesse, du couple et des composants du flux statorique du MADA pour la commande vectorielle direct, réglée par le régulateur classique (PI), pour une variation de +50% de la valeur nominale du moment d'inertie.



**Figure (IV-12)** Résultats de simulation de la CVD du MADA vis-à-vis la variation du moment d'inertie

D'après ces résultats, on constate que la variation du moment d'inertie influe peu sur la réponse de la vitesse et n'entraîne aucun dépassement, concernant l'allure du couple, on note que l'augmentation de l'inertie provoque un pic de couple de 50 N.m

Pour les allures des composants du flux statorique, presque aucun changement n'apparaît

## Conclusion

A travers ce chapitre, nous pouvons dire que la commande vectorielle par orientation du flux statorique permet de traiter la machine asynchrone à double alimentation de façon semblable à celle du courant continu.

Les résultats de la simulation en mode de régulation de vitesse, nous conduisent à dire que la MADA commandée vectoriellement constitue un véritable variateur électronique de vitesse. Toute fois les performances obtenues ne seront plus meilleures que lorsque ce type de contrôle est à associé à un bon choix du référentiel.

Afin de juger de l'efficacité de la commande vectorielle, différents tests ont été effectués où les résultats donnent le degré de robustesse de la MADA qui à notre avis est acceptable.

Nous avons évoqué, les problèmes de la variation des paramètres de la machine, particulièrement les résistances statorique et rotorique. On peut dire que les performances offerts par la MADA commandée vectoriellement ne seront d'autant plus meilleures que lorsqu'un réglage précis des différents régulateurs est bien mené et cela ne peut se concevoir qu'avec la connaissance exacte des paramètres de la machine.

## CONCLUSION ET PERSPECTIVES

Le présent travail est consacré à l'étude de la commande vectorielle de la MADA alimentée au rotor à travers un onduleur MLI.

En premier lieu, notre étude a été orientée vers la connaissance de la machine asynchrone, puis la connaissance de la MADA qui est un cas particulier de la première.

En second lieu, on a établi le modèle de la machine asynchrone à double alimentation où le stator est alimenté par une source de tension constante et au rotor par une source de tension supposée parfaite, équilibrée, sinusoïdale, d'amplitude et de fréquence réglable à partir de ses équations (électrique, mécanique), le but assigné de cette modélisation est d'avoir l'influence des variations appliquées aux tensions rotorique, fréquence rotorique et couple résistant.

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté le modèle de fonctionnement d'un onduleur structure en pont complet de tension.

Et nous avons présenté les différentes stratégies de commande de l'onduleur triphasé en pont complet de tension à savoir la stratégie de commande MLI.

Dans la commande MLI nous constatons qu'à chaque fois qu'on augmente l'indice de modulation  $r$ , l'amplitude de l'harmonique fondamental de la tension ondulée augmente de façon linéaire, nous avons montré les performances de l'onduleur de tension.

La commande vectorielle de la MADA utilisant un réglage classique (régulateurs PI) nécessite une parfaite connaissance du modèle du système à régler. Cette approche conduit à des lois de commande dont les performances sont fortement liées à la fidélité du modèle dynamique utilisé pour décrire le comportement du système. Des erreurs de modélisation ou des variations paramétriques du système peuvent détériorer les performances de réglage puisqu'elles contribuent directement au calcul de la commande.

### Suggestions et perspectives

Au terme de ce travail, on estime qu'il est intéressant de poursuivre cette étude par :

- Application de la commande par la logique floue ;
- La commande par la logique floue adaptative ;
- L'application de la commande par mode glissant adaptative ;
- Le contrôle de la MADA avec et sans capteur de position ;
- L'étude de la commande de la MADA alimentée en courant ;

# ANNEXE

## Paramètres de la machine asynchrone a double alimentation

Tension nominale  $U_n = 380/220 V$

Fréquence  $F = 50 Hz$

Puissance  $P_u = 1.5 KW$

Courant nominal  $I_n = 3.7/6.4 A$

Résistance statorique  $R_s = 11.98 \Omega$

Résistance rotorique  $R_r = 0.904 \Omega$

Inductance statorique  $L_s = 0.414 H$

Inductance rotorique  $L_r = 0.0556 H$

Coefficient de frottement  $f = 0.00$

Moment d'inertie  $J = 0.01 (Kg.m^2)$

Nombre de paire de pôles  $P = 2$

Inductance mutuelle  $M = 0.126H$

# BIBLIOGRAPHIE

- [1] Drid Saïd, " contribution à la modélisation et à la commande robuste d'une machine a induction double alimentateur à flux orienté avec optimisation de la structure d'alimentation", thèse de doctorat en science de l'Université deBatna, Soutenue le 09 novembre 2005.
- [2] R. Abdessamed, M. Kadjoudj, " Modélisation des machines électriques", Presses de l'Université de Batna, Algérie, 1997.
- [3] Armand Boyette, " Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne", thèse de doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy I, soutenue le 11 décembre 2006.
- [4] Sejir KHOJET EL KHIL, " Commande Vectorielle d'une machine asynchrone doublement alimentée (MADA) ", thèse d'ingénieur de l'Université de Tunis, Soutenue le 04 Décembre 2006.
- [5] M. Dendouga Abdelhakim, " commande par mode glissant de la machine à double alimentation alimentée par un onduleur de tension", thèse de magister de l'Université de Batna, soutenue 2002
- [6] M. Georges Salloum, " Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation", thèse de doctorat de l'Université de Toulouse, soutenue le 13 Mars 2007.
- [7] Mémoire d'un d'ingénieur. Université de Batna [2002] " Commande vectorielle et adaptative de la MADA "
- [8] B.Mokhtari, « Implantation de la DTFC par des techniques de l'intelligence artificielleNeuron-Flou : " Application à la machine asynchrone alimentée par des onduleur de tension à deux et à trois niveaux. ", Thèse de magistère ,Batna, 24.11.2004.

- [9] K.Kouzi, " Commande Vectorielle d'un Moteur à Induction sans Capteur de Vitesse par un Réglage PI- Flou à Gains-Flou Adapté Associé à un Observateur d'Etat par Modes de Glissement "Thèse de magistère, Batna , 16.09.2002.
- [10] M. Lavabre, "Electronique de Puissance, Conversion de l'Energie, cours et exercices résolus. " édition CASTEILLA, Paris, 98.
- [11] M.r.Zolgadri, " Contrôle Directe du couple des actionneurs Synchrones. " Thèse de Doctorat INP, Grenoble 1997.
- [12] S.Khelfa, " Commande Vectorielle d'une Machine à Induction; Impacts de la saturation de la machine et Modulation du Convertisseur. " Thèse de magistère, Batna, 15.07.2001.
- [13] J-P.Caron ,J-P.Hautier, " Modélisation et commande de la machine asynchrone." Edition TECHNIP, Paris 1995.
- [14] M. Pitrzak . David & B. Defrnel " Comparaison et Synthèse des Procédés de Commande Vectorielle" Journées d'étude groupe de nord Lille, France [1992]
- [15] Aderbal & M.Fmerdoui "La Commande Vectorielle d'une MAS Alimentée en Tension" Mémoire d'un d'ingénieur. Université de Batna [1998]
- [16] J. Bayard & L.wes "Utilisation du Pilotage Vectorielle pour Moteur Asynchrone en traction ferroviaire " Journées d'étude –groupe de nord. Lille, France [1992]
- [17] Claude Foulard " Modélisation, contrôle vectoriel et DTC " ,commande des moteurs asynchrones –volume 1

# RESUME

La machine à double alimentation s'apparente fortement du point de vue technologique à la machine asynchrone à rotor bobiné classique.

La double alimentation concerne les machines à courant alternatif ayant des enroulements statorique et rotorique biphasés où le stator est alimenté par un réseau de tension fixe et le rotor par une alimentation variable que peut être une source de tension ou une source de courant. Elle est utilisée dans les grandes puissances d'entraînement.

Dans le première partie , nous avons présente une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation

Dans le deuxième partie, nous avons donné les résultats de simulation de la MADA.

Dans la troisième partie, nous avons alimenté la MADA par un onduleurs à deux niveaux et nous avons obtenu des résultats satisfaisant.

En fin, nous avons applique la commande vectorielle direct a la MADA par orientation du flux rotorique

**Mots clés :** la machine asynchrone à double alimentation, l'onduleur à deux niveaux , commande vectorielle