

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE



Centre Universitaire d'El-oued
Faculté des Sciences de l'Ingénieur
Département de Génie Électrique



Mémoire de Fin d'Études pour l'Obtention du Diplôme
d'Ingénieur d'État en Électrotechnique

Option : Réseaux Électriques

Thème

**Commande de la Machine Asynchrone à Double
Alimentation par Mode de Glissement**

Proposé et dirigé par :

➤ Mr. BEKAKRA YOUCEF

Réalisé par :

➤ KADDOURI SADOK

➤ DAIB M.SALAH

➤ RADDAD ABDELKARI

Année universitaire : 2010 / 2011

NOTATION ET SYMBOLIQUES

symbole	Signification	unité
C_{em}	Couple électromagnétique	N.m
C_r	Couple resistance	N.m
f_s	Fréquence de réseau d'alimentation	Hz
f	Coefficient de frottement	N.m.s/rad
f_r	Fréquence rotorique	Hz
f_c	Fréquence de coupure	Hz
t	Temps	sec
i, I	Courant électrique	A
i_{abc}	Courant instantanés des phases statoriques	A
i_{ABC}	Courant instantanés des phases rotoriques	A
i_{dqor}	Composantes du courant rotorique dans le repère de Park	A
i_{dqos}	Composantes du courant statorique dans le repère de Park	A
I_a	Courant d'induit	A
I_f	Courant d'excitation	A
V_{abc}	Tensions instantanés des phases statoriques	V
V_{ABC}	Tensions instantanés des phases rotoriques	V
V_{dqor}	Composantes de tension rotorique dans le repère de Park	V
V_{dqos}	Composantes de tension statorique dans le repère de Park	V
J	Moment d'inertie	Kg.m ²
K_i, K_p	Gains du régulateur PI classique	Sans unité
L_r, L_s	Inductances cycliques, rotorique et statorique respectivement	H
M	Inductances mutuelles, entre le stator et le rotor	H
L_{aa}	Inductances propre d une phase statorique	H
M	Inductances cycliques mutuelle	H
$P(t)$	la puissance électrique statorique instantanée de la machine	
p	Nombre de paires de pôles	Sans unité
R_r, R_s	Résistances de phases, rotorique et statorique respectivement	Ω
w	Vitesse angulaire du repère de Park	rad/s
w_r	Vitesse angulaire de rotation du rotor	rad/s
w_n	Vitesse angulaire nominale de la machine	rad/s

w_s	Vitesse angulaire de rotation du champ tournant	rad/s
Ω_r	Vitesse de rotation mécanique du rotor	rad/s
Ω_n	Vitesse de rotation mécanique nominale de la machine	rad/s
Ω^*	Vitesse de référence	Wb
ϕ^*	Flux de référence	Wb
ϕ_{abc}	Flux statorique	Wb
ϕ_{ABC}	Flux rotorique	Wb
ϕ_{dqr}	Composantes du flux rotorique dans le repère de Park	Wb
ϕ_{dqs}	Composantes du flux statorique dans le repère de Park	Wb
ϕ_n	Flux statorique nominale	Wb
σ	Coefficient dispersion de blondel	Sans unité
τ_e	La constante de temps électrique de système	
ξ	coefficient de d'amortissement.	
θ	Angle entre l'axe rotorique A et l'axe statorique a	rad
θ_r, θ_s	Angle électrique rotorique et statorique	rad
X	Vecteur d'état	
A	Matrice d'évolution d'état de système	
B	Matrice de commande	
U	Vecteur de système de commande	
dW_{mec}	L'énergie transformable en énergie mécanique.	joul
E_c	Source de courant continue	V
$[T]$	Matrice de transfert dans l'onduleur	
$e(x)$	L'écart de la variable à régler	
λ_x	Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré	
n	Degré relatif, égale au nombre de fois qu'il fait dériver la sortie pour faire apparaître la commande.	
$S(x)$	La surface de glissement	

LISTE DES ABREVIATION

Acronyme	Signification
MADA	Machine asynchrone à double alimentation
MAS	Machine asynchrone
MCC	Machine à courant continu
MLI	Modulation de largeur d'impulsions
RMG	Régulateur par mode de glissement
CMG	Commande par mode de glissement
PI	Proportionnel intégral
Park	Transformation de Park
Par ⁻¹	Transformation de Park inverse
FTBO	Fonction de transfert de boucle ouverte
FTBF	Fonction de transfert de boucle fermée
CVD	Commande vectorielle direct
CVID	Commande vectorielle indirect

Introduction générale

Les applications industrielles des entraînements à vitesse variable exigent des performances de plus en plus importantes ainsi qu'une fiabilité maximale et un coût minimum.

Il va sans dire historiquement, que la machine à courant continu a été reine dans le domaine de la variation de la vitesse et son emploi est largement répandu même de nos jours. Cependant, elle ne peut servir dans les domaines de grandes puissances, ni aux milieux corrosifs. Enfin le système à collecteur nécessite un entretien permanent [1].

D'autres dispositifs ingénieux ont conduit au développement du moteur asynchrone à rotor bobiné comme le réglage rhéostatique de vitesse mais avec ses limites de plage de variation.

C'est d'ailleurs ce type de machine un peu spéciale qui fait l'objet d'une application de vitesse variable pour un processus spécifique (tels les laminoirs, les bobineuses, les enroulements, la traction électrique,...)

Depuis les années soixante, avec l'apparition des premiers composants électroniques de puissance et la montée progressive de l'informatique, les systèmes de génération évoqués plus haut ont été progressivement remplacés par des convertisseurs statiques. Ces derniers étant de plus en plus élaborés avec des possibilités de contrôle de plus en plus sophistiqués assurent une maîtrise progressive de toutes machines électriques [1].

Dans le domaine des entraînements de grandes puissances (tel le laminoir par exemple), 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 « *Double Feed Asynchronous Machine* » (DFAM) : le stator est alimenté par un réseau fixe et le rotor par alimentation variable qui peut être une source de tension ou une source de courant.

La commande vectorielle de la MADA constitue actuellement un domaine de recherche particulièrement intéressant : elle représente une solution idéale pour les entraînements de grandes puissances où la plage de variation de la vitesse est limitée, ce qui a conduit à l'introduction des techniques de l'automatique moderne pour sa commande.

Le moteur asynchrone à double alimentation peut développer son couple nominale à une vitesse qui peut aller jusqu'au double de sa vitesse nominal, [2] et il présente un excellent comportement dynamique et qui est dû à la bonne distribution du champ magnétique au niveau de son rotor, et au faible couplage entre le stator et le rotor par rapport au moteur à cage d'écureuil.

Les méthodes classiques et modernes de l'automatique linéaire ont trouvé rapidement une application à la commande du MCC. Avec l'introduction de la commande vectorielle, les chercheurs se sont orientés vers la possibilité d'utiliser ces mêmes méthodes pour la commande des machines à courant alternatif, et plus particulièrement, la machine asynchrone.

Mais pour des systèmes non linéaires, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles sont moins robustes surtout lorsque les exigences sur la précisions et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes .on doit faire appel à des lois de commande insensibles aux variations de paramètres, aux perturbations et aux non linéarités.

La loi de commande dite par mode de glissement ou à structure variable constitue une bonne solution à ces problèmes liés à la commande classique .la commande par mode de glissement est par sa nature une commande non linéaire .La caractéristique principale de ce système est que sa loi de commande se modifié d'une manière discontinue [3].

Les commutations de la commande s'effectuent en fonction des variables d'états, utilisées pour créer une « variété» ou « hyper surface» dite de glissement dont le but est de forcer la dynamique du système à suivre celle définie par l'équation de l'hyper surface .quand l'état du système est maintenu sur cette hyper surface, le système est dite en régime glissant [3].

Ainsi, tant que les conditions de glissement sont assurées, la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus, aux erreurs de modélisation, et à certaines perturbations.

Ce type de commande présente plusieurs avantages tels que robustesse, précision importante, stabilité et simplicité, temps de réponse faible.

En effet le travail présenté dans ce mémoire, consiste à étudier par simulation la commande de la vitesse d'un moteur asynchrone à double alimentation alimenté en tension, et la commande par mode de glissement.

Organisation du mémoire :

La structure du présent document est composée de cinq chapitres :

Le premier chapitre : est consacré à l'étude des entraînements utilisés dans l'industrie. Un aperçu contenant des applications permettra de situer le présent travail.

Le deuxième chapitre : fera l'objet de la modélisation et de la simulation de la MADA où des résultats seront présentés.

Dans le troisième chapitre : on présentera la commande vectorielle de la MADA avec onduleur. Cette commande est basée sur la méthode directe d'orientation du flux statorique.

Dans le quatrième chapitre : on présentera la commande par mode de glissement (CMG).

Dans le cinquième chapitre : étude comparative entre le régulateur PI et CMG

Finalement, Une conclusion générale, synthétisera les points les plus marquants de ce travail.

I.1.Introduction:

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

En plus, une classification et une comparaison des différents types de cette machine seront présentées, dans ce chapitre [1].

I.2. Description de la machine à double alimentation :

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

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

Ceci dépend essentiellement du facteur technico-économique de construction [2].

I.3. Classification et comparaison :

La classification de la machine asynchrone à double alimentation est obtenue à partir d'une recherche historique qui a été développée dans la littérature du domaine des machines à double alimentation [4].

La figure (I.1), illustre les différentes catégories les plus connues de la machine à double alimentation

Ceux sont :

- * (MDASC) : Machine à double alimentation sans collecteur.
- * (MDAS) : Machine à double alimentation standard à rotor bobiné.
- * (MDACA): Machine à double alimentation en cascade asynchrone.
- * (MADS): Machine asynchrone à double stator.

* (MDACA-SA) : Machine à double alimentation en cascade asynchrone avec un seul stator.

* (MDARV): Machine à double alimentation à reluctance variable.

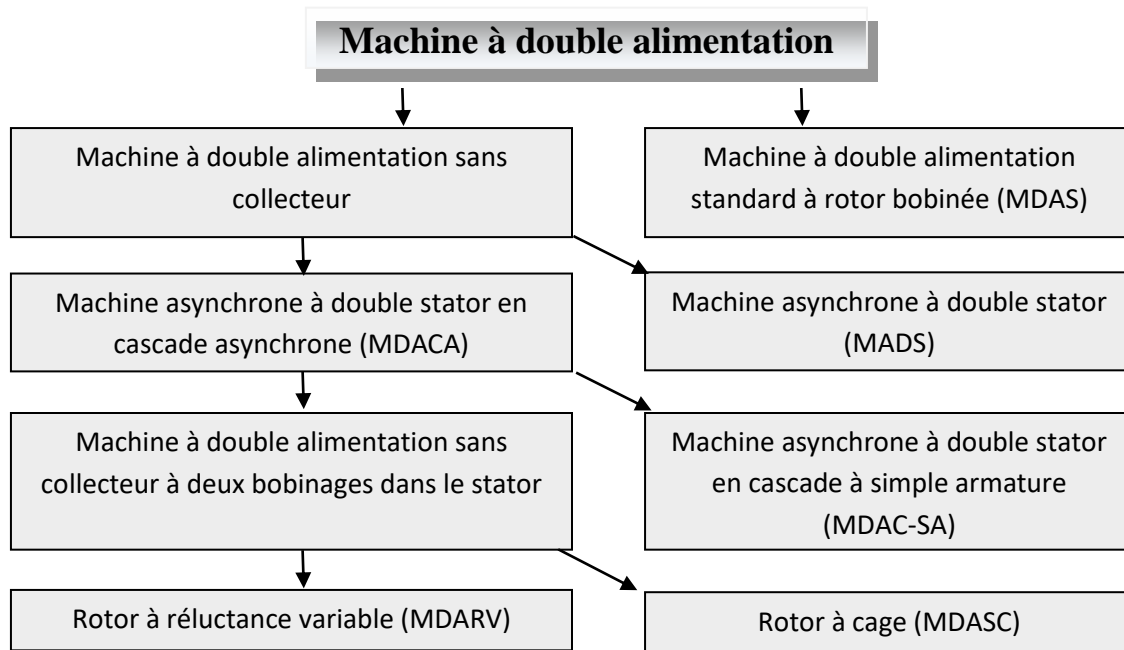


Figure I.1 : Les différentes variétés de la machine à double alimentation.

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

I.3.1. Machine à double alimentation standard (MDAS) :

La machine à double alimentation standard, est une machine asynchrone à rotor bobiné occupée par un système balais-bague. La figure (I-2) illustre le schéma de principe de cette dernière, tel que le stator est alimenté directement par le réseau, ainsi que le rotor est alimenté au moyen d'un convertisseur alternatif-alternatif de telle sorte que le glissement de la machine peut être contrôlé. Il faut noter que le convertisseur indiqué dans la figure peut être composé par un redresseur et un onduleur (conversion indirecte) ou bien peut être un cyclo-convertisseur (conversion directe), [4]

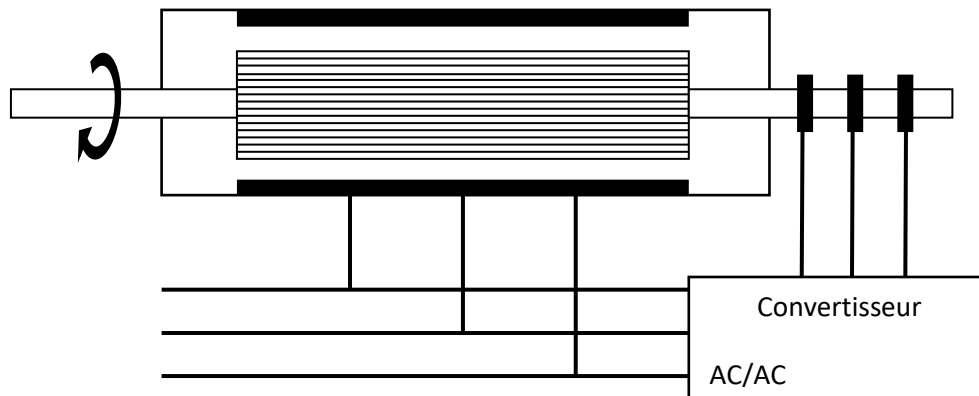


Figure I.2 : Schéma de principe de la machine à double alimentation standard.

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

La machine à double alimentation en cascade asynchrone consiste à deux machines asynchrones avec des rotors bobinés connectés mécaniquement et électriquement, comme il est montré par la figure (I.3), tel que le stator de l'une des deux machines est connecté directement au réseau alors que l'autre est connecté à celui-ci par l'intermédiaire d'un convertisseur alternatif-alternatif. Dans ce cas là, et dès que les tensions rotorique dans les deux machines sont égales, il est également possible de piloter la machine qui est connecté directement au réseau par celle alimentée par le convertisseur, [4].

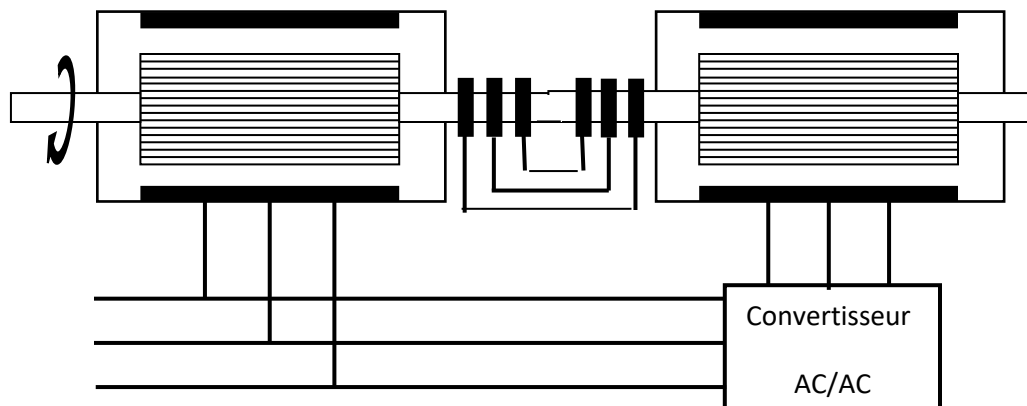


Figure I.3 : Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade asynchrone.

Ce type des machines offre la possibilité d'obtenir une commande découplée des puissances active et réactive similaire à celle de la machine à double alimentation standard. Dans la pratique, il est possible de combiner deux machines asynchrones à double alimentation dans une seule machine avec un comportement identique à celui de la machine à double alimentation en cascade asynchrone, tel que les deux enroulements des stators sont prolongés dans une seule armature et le rotor soit à cage d'écureuil, comme dans le cas de la machine à double alimentation en cascade avec un seul stator.

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

Cette machine est constituée par deux enroulements prolongés dans un seul stator.

L'un des deux enroulements est alimenté directement par le réseau et l'autre par un convertisseur AC/AC, figure (I-4).

Ce type des machines consiste à deux enroulements statoriques ayant des nombres de paires de pôles différents ; ainsi que celui du rotor doit être la somme de ces deux nombres de paires de p

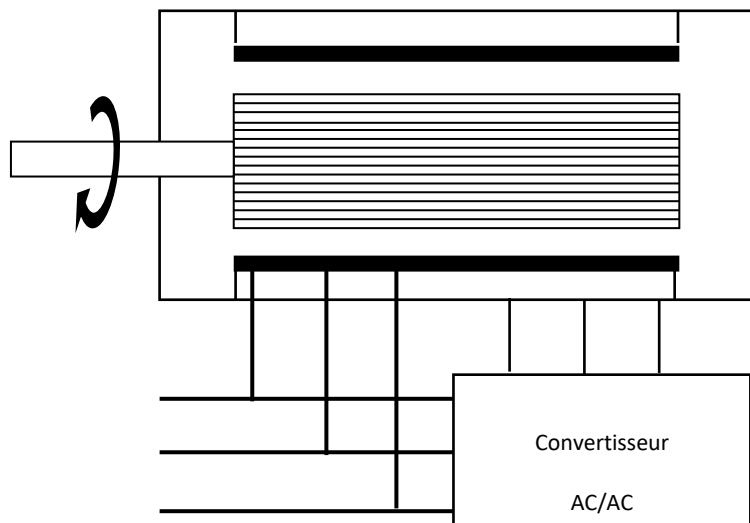


Figure I.4 : Schéma de principe de la machine à double alimentation sans collecteur

Parmi les types les plus connus de machine à double alimentation sans collecteur, on trouve la machine à double alimentation à réluctance variable qui consiste à un stator identique à celui de la machine à double alimentation sans collecteur et un rotor basé sur le principe de la réluctance (entrefer variable).

Cette dernière est caractérisée par un flux d'entrefer pulsatoire, [4].

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

Type de la MDA	Construction de la machine	Convertisseur de puissance	Loi de commande
MDAS	Etablie	Dépend de la vitesse opérationnelle	Orientation du flux statorique avec le découplage entre les puissances active et réactive
MDACA	Difficile	Identique à celle de la MDAS	Identique à celle de la MDAS
MDACA-SA	Spéciale.	Identique à celle de la MDAS	Identique à celle de la MDAS
MDASC	Spéciale, le prototype disponibles et toujours dans le progrès de recherches	Identique à celle de la MDAS	Orientation du flux rotorique et orientation simplifiée du flux rotorique comme la MDAS
MDARV	Spéciale, le prototype disponibles et toujours dans le progrès de recherches	Identique à celle de la MDAS	Identique à celle de la MDAS
MADS	Spéciale et difficile	Pas de convertisseur	Comparateur de puissance avec un moteur auxiliaire pour entraîner l'un des deux stators

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

La MDAS, MDACA, MDASC, MDACA-SA, et la MDARV utilisent toutes un convertisseur bidirectionnel de puissance pour la commande de la vitesse désirée, qui doit être autour de la vitesse de synchronisme.

Plus la gamme opérationnelle est mince plus la puissance traitée par le convertisseur est réduite.

Commercialement, il est difficile de prévoir quel type de machine à double alimentation sera finalement réussi. Cependant, la machine la plus attractive semble être la machine à double alimentation à réluctance variable (MDARV), qui est analogue à la machine à double alimentation standard (à rotor bobiné) par sa commande et son modèle. D'autre part, le courant réduit dans le rotor de la MDACA, MDA-SA, et le MDASC signifie un rendement élevé, [2,4].

D'après cette comparaison illustrée par le tableau, on constate que la machine à double alimentation standard (MDAS), représente une construction établie et simple par rapport aux autres types des machines.

Sa commande se fait sur la base d'un convertisseur de puissance disponible (AC/AC); de plus cette machine possède une commande par orientation du flux statorique afin d'obtenir un découplage entre les puissances active et réactive.

L'évolution récente dans les domaines de l'électronique de puissance et de la micro-informatique rendre la machine à double alimentation plus attractive par de nombreux chercheurs, vu que cette dernière est bien adaptée dans plusieurs domaines d'application, [2].

I.4. Connexion au réseau :

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

Nous allons étudier dans le paragraphe suivant les convertisseurs de puissance statiques qui relie le rotor de la MADA avec le réseau.

Ainsi que, les enroulements triphasés du stator sont directement reliés au réseau.

Le convertisseur statique se compose d'un redresseur, un bus continu et un onduleur.

Il est réversible en courant puisque la puissance rotorique (P_r) transitée par le convertisseur dans un sens pour un fonctionnement hyper synchrone, et dans le sens opposer pour un fonctionnement hypo synchrone.

L'onduleur devient redresseur et le redresseur devient onduleur. Sachant que ($P_r = g \cdot P_s$), et que généralement, la valeur absolue du glissement ' g ' est très inférieur à 1, P_r est seulement une fraction de la puissance statorique P_s . Le signe de P_r change avec le glissement g . On a deux modes de fonctionnement possibles pour la génératrice selon le signe du glissement g .

Sens 1 : Fonctionnement en mode hyper synchrone :

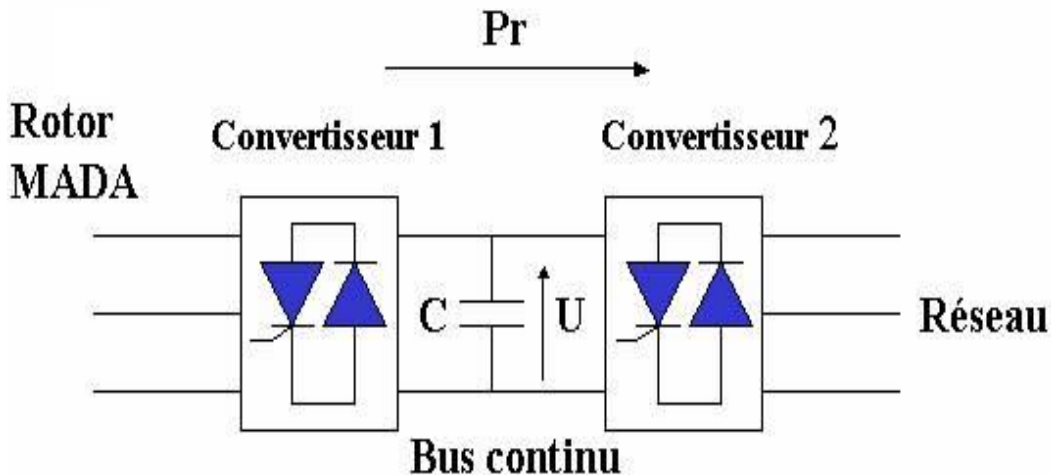


Figure I.5 Sens 1 : Fonctionnement en mode hyper synchrone

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

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

Le passage par le bus continu est indispensable pour permettre à l'onduleur de réguler l'amplitude et la fréquence de la tension de sortie. Le réseau est considéré comme une source de courant, car on prend en compte les inductances du réseau, [5].

Sens 2 : Fonctionnement en mode hypo synchrone :

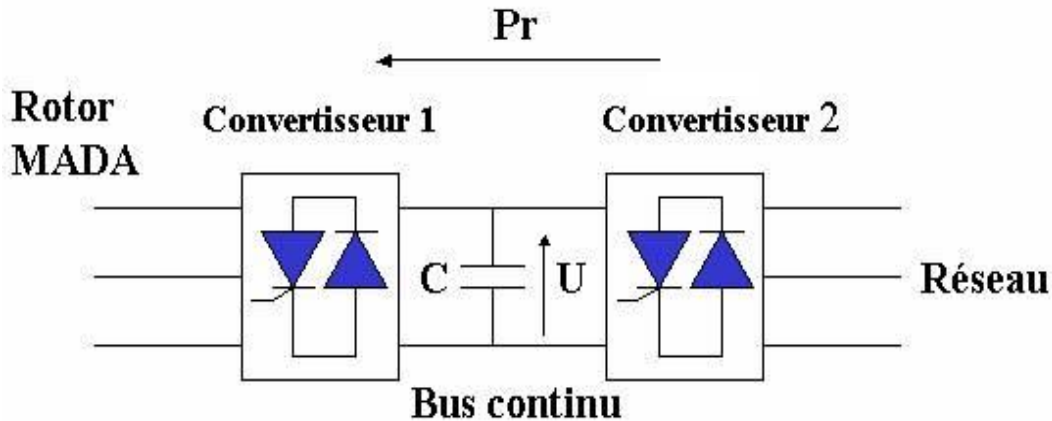


Figure I.6 Sens 2 : Fonctionnement en mode hypo synchrone

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

Le convertisseur 1 fonctionne en onduleur. L'onduleur règle l'amplitude et la fréquence du signal à envoyer vers le rotor de la MADA : Il agit sur les tensions aux bornes des circuits rotoriques pour alimenter la machine à courant alternatif, [5].

I.5 Principe de fonctionnement de la MADA :

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

$$f_s = f_r + g f_m \quad (I-1)$$

Avec f_m : la fréquence de rotation du rotor.

Le glissement 'g' est défini par :

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

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

$$n_s = \frac{60f_r}{p} \quad (\text{I-3})$$

Les figures (I-5) et (I-6) représentent l'évolution de la fréquence et de la tension du rotor en fonction du glissement, où le circuit du stator est alimenté directement par le réseau et le rotor en circuit ouvert, ces grandeurs dépendent de la vitesse opérationnelle de la machine, [4]

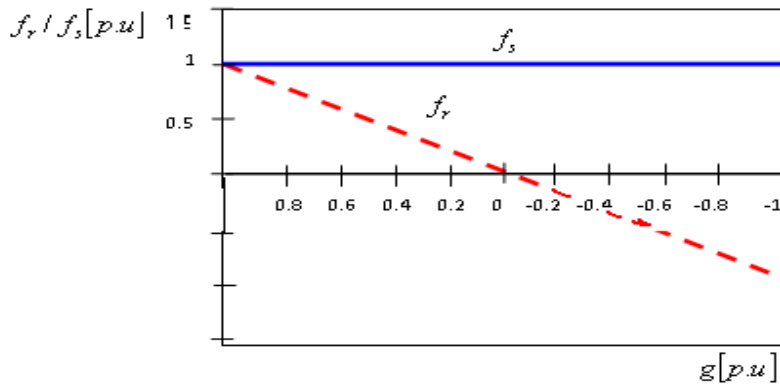


Figure I.7 : Fréquences de la MADA en fonction de glissement

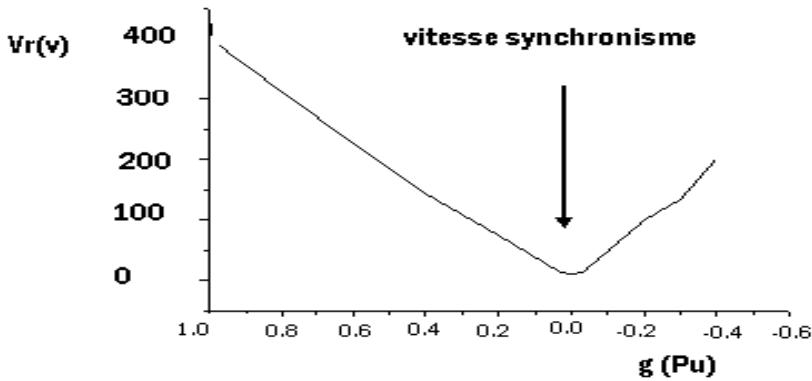


Figure I.8 : Tension mesurée du rotor de la MADA en fonction de glissement.

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

Stationnaire ($g = 1$) : Le stator est alimenté directement par le réseau avec une fréquence f_s . Par conséquent, le rotor est le siège d'une F.é.m. induit avec une fréquence f_r identique à f_s .

Dans ce cas là, la MADA se comporte simplement comme un transformateur.

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

I.6 Ecoulement des puissances dans la MADA :

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

$$P_r = -gP_s \quad (\text{I-4})$$

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

Quand la puissance s'écoule vers l'arbre de la machine où elle se transforme en énergie mécanique, cette puissance prend un signe positif.

À l'arrêt de la machine, l'écoulement de puissance se fait seulement entre le stator et le rotor et inversement et dans ce cas la machine se comporte comme un transformateur. À l'accélération, la puissance mécanique augmente linéairement, par contre la puissance transmise au rotor décroît. Quand la machine atteint sa vitesse de synchronisme, l'écoulement de la puissance se transmet seulement entre le stator et l'axe mécanique. Au-delà de la vitesse de synchronisme, le sens d'écoulement de puissance s'inverse avec une augmentation linéaire. Ce comportement est également illustré par la figure (I-8) pour les deux régimes de fonctionnement hypo synchrone et hyper synchrone de la génératrice asynchrone à double alimentation, [2].

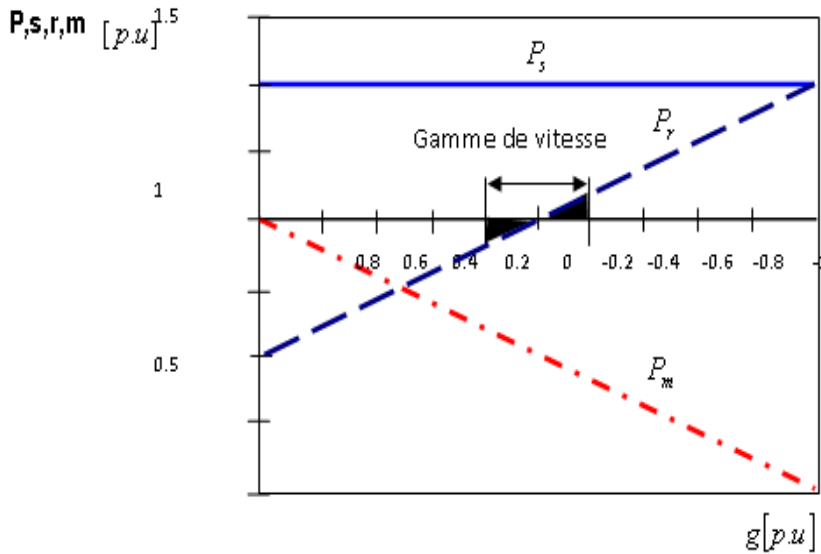


Figure I.9 : Puissances de la GADA (pertes négligeable, couple constant) en fonction de glissement.

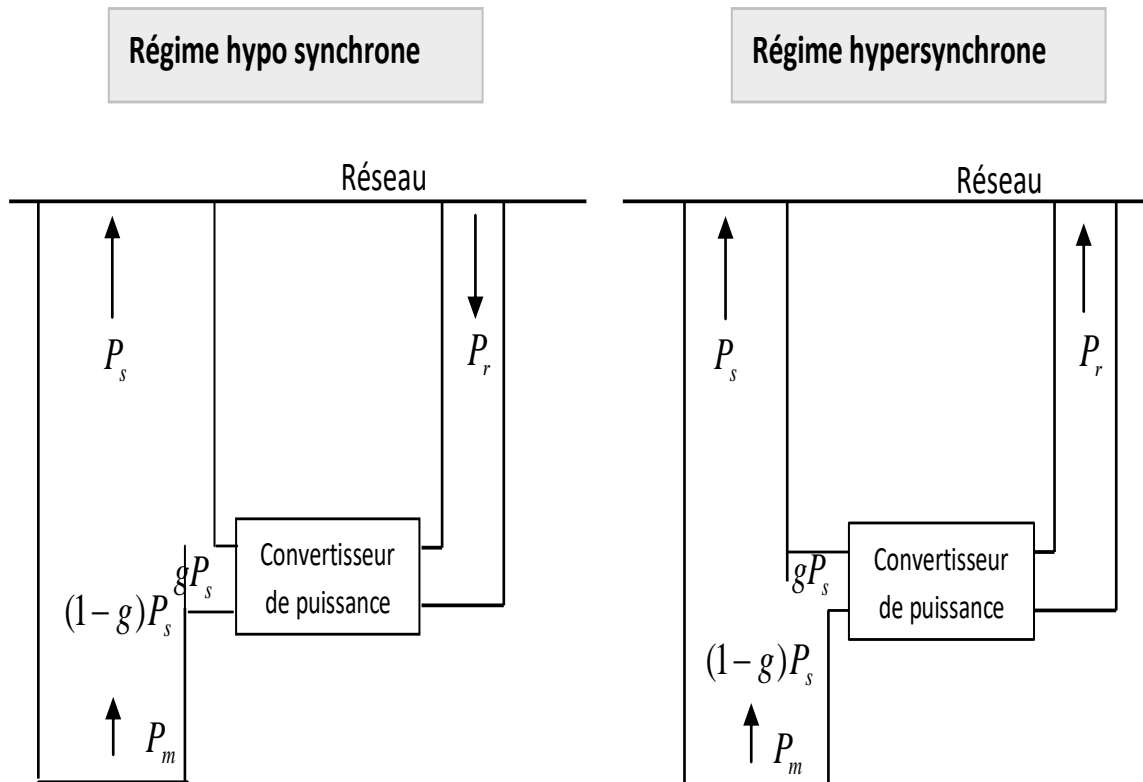


Figure I.10 : Diagramme de puissance de la MADA

	Moteur $P_m > 0$	Génératrice $P_m < 0$
Hypo synchrone $P_s = -(P_m + P_r)$	$P_s > 0$ $P_r < 0$	$P_s < 0$ $P_r > 0$
Hyper synchrone $P_s = -(P_m + P_r)$	$P_s > 0$ $P_r > 0$	$P_s < 0$ $P_r < 0$

Tableau. (I-2) : Types de fonctionnement de la MADA

D'après la figure (I.9), on constate que la puissance à travers le convertisseur associé au rotor en régime hypo synchrone, s'écoule seulement entre le stator et le réseau ; par contre cet écoulement s'inverse en régime hyper synchrone. C'est-à-dire que la puissance s'écoule à partir du rotor vers le réseau, comme il est montré par la figure (I.8).

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

Par exemple, une gamme de vitesse de $\pm 20\%$ autour du point de synchronisme correspondant à une gamme de glissement de 0.2 à -0.2. Ceci limite la puissance active maximale traité par le convertisseur à 20% de la puissance du stator, [2].

La puissance réactive est définie comme suit :

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

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

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

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

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

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

I. 7. Avantages et inconvénients de la MADA :

Nous introduisons succinctement dans ce paragraphe les avantages et les quelques inconvénients de la machine asynchrone à double alimentation lors de son fonctionnement à vitesse variable.

I.7.1. 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.
- La 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 [7] pour des amples informations.
- La possibilité de fonctionner à couple constant au delà 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.

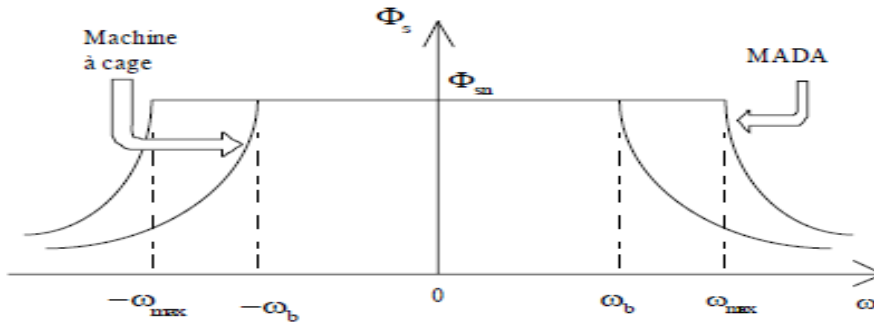


Figure I.11: Comparaison de Zone de fonctionnement en survitesse sans démagnétisation : machine à cage et MADA

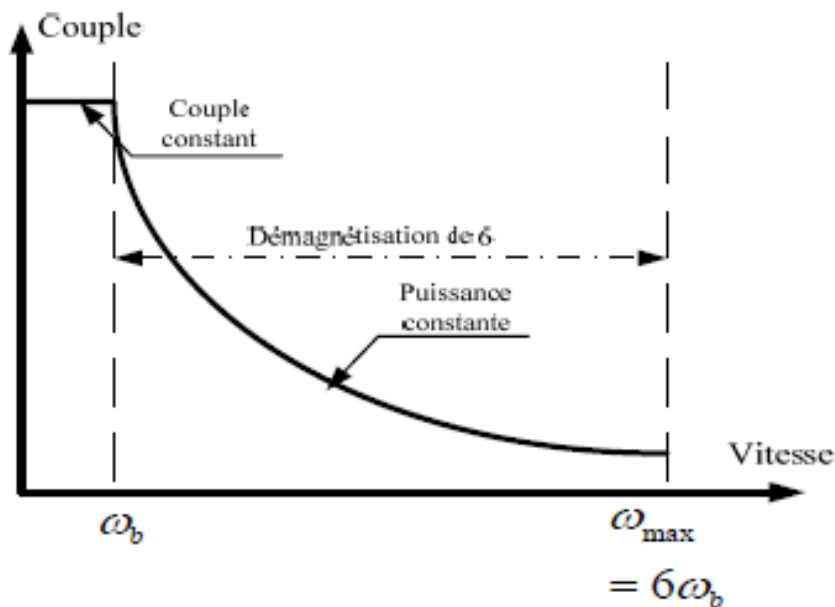


Figure I.12 : Représentation d'un fonctionnement avec démagnétisation d'une MADA

I.7.2. 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.

Nous soulignons que des études récentes, tenant compte de la chute du prix du silicium, donnent maintenant un petit avantage à la MADA.

I.8. Domaine d'application de la MADA :

La machine asynchrone à double alimentation offre des nombreux avantages par rapport à la machine asynchrone et synchrone et surtout en ce qui concerne la gamme de vitesse opérationnelle et de la puissance d'entraînement ou bien la puissance générée par cette dernière en mode génératrice. De plus, elle a un comportement souple à la commande, ce qui lui permet de trouver un domaine d'application très vaste. La MADA peut être utilisé dans des applications spécifiques avec une vitesse variable et à fréquence constante (VVFC), comme dans les systèmes de génération de l'énergie électrique à partir des puissances éoliennes et hydraulique, ainsi que dans les applications aérospatiales et navales, l'entraînement des ventilateurs et des pompes d'eau, [4].

I.9. L'application de la MADA dans les systèmes éoliens :

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

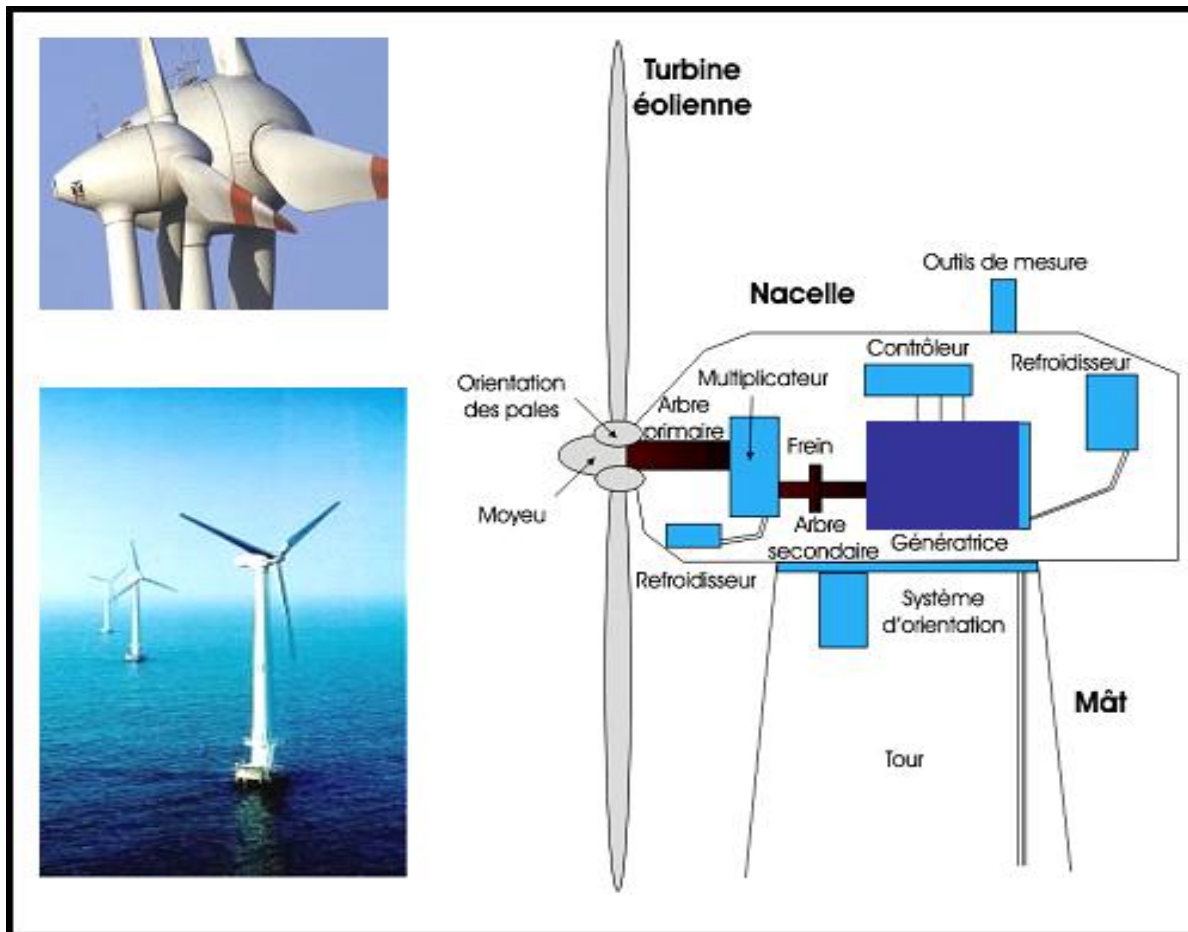


Figure I.13 : Eolienne installée en mer.

Les turbines de vent sont construites pour des puissances allant jusqu'à 4.5 MW.

On estime que cette puissance augmentera à l'avenir, particulièrement dans des applications en mer, vu que ce milieu est caractérisé par une vitesse de vent très importante.

Une synthèse bibliographique a mis en évidence l'abondante littérature sur ce sujet a permis d'identifier un système d'alimentation particulière adéquat reposant sur l'utilisation d'un convertisseur AC/AC (cyclo-convertisseur) ou bien AC/DC/AC (redresseur-onduleur), figure(I.12).

Les convertisseurs sont dimensionnés pour faire transiter la puissance rotorique qui représente environ de 20 à 30% de la puissance nominale. C'est le principal intérêt de cette technique.

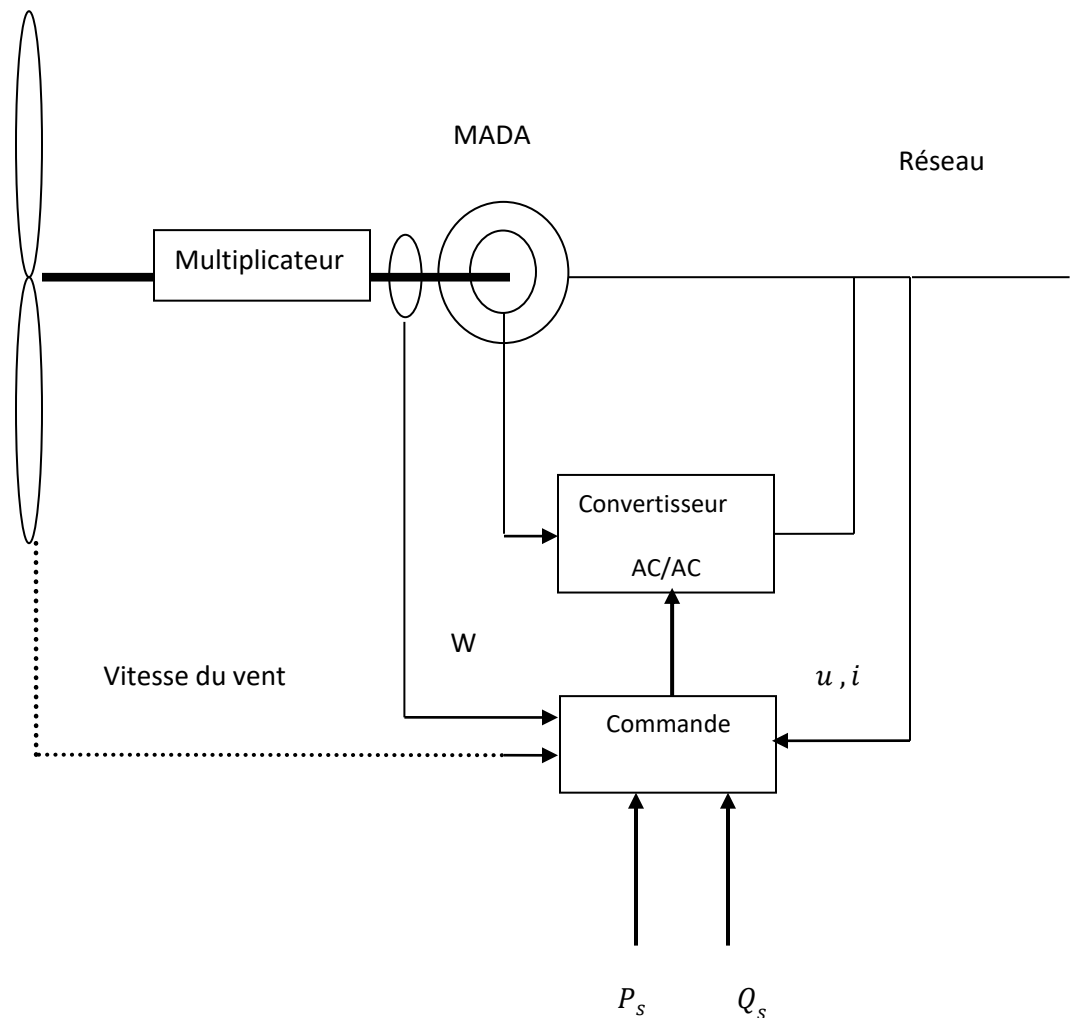


Figure I.14 : Schéma de principe d'un aérogénérateur à base de la MADA

I.10 Intérêt de la MADA :

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

Pour cela, le système de la MADA permet de régler la vitesse de rotation du rotor, en fonction de la vitesse du vent. En effet, la MADA permet un fonctionnement en génératrice hypo synchrone et hyper synchrone. On arrive ainsi à extraire le maximum de puissance possible. L'intérêt de la vitesse variable pour une éolienne est de pouvoir fonctionner sur une large plage de vitesses de vent, et de pouvoir en tirer le maximum de puissance possible, pour chaque vitesse de vent [5].

I.11 Conclusion :

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

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

II.1 Introduction :

La machine asynchrone à double alimentation présente un stator analogue à celui d'une machine triphasée classique (asynchrone à cage ou synchrone), constitué le plus souvent de tôles magnétiques munies d'encoches dans lesquelles viennent s'insérer les enroulements, (Voir figure II.1).

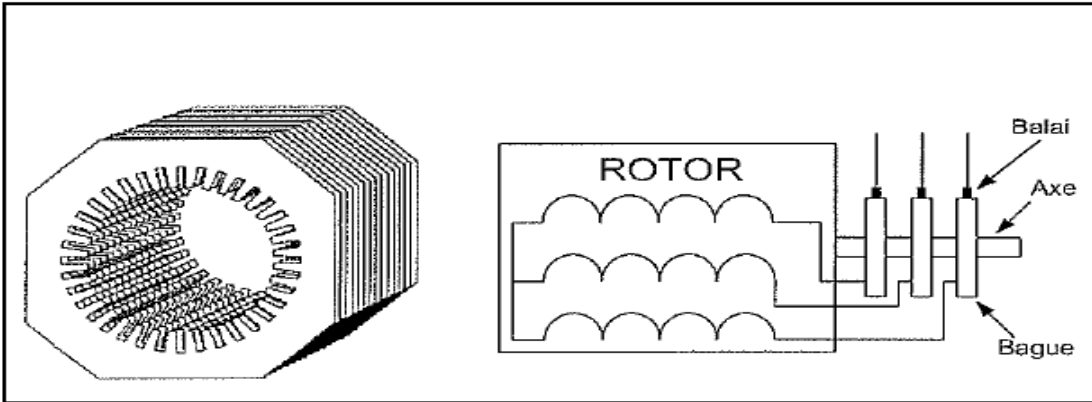


Figure II.1 Structure du stator et des contacts rotoriques de la MADA.

L'originalité de cette machine provient du fait que le rotor n'est plus une cage d'écureuil coulée dans les encoches, mais il est constitué de trois bobinages connectés en étoile et dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles viennent frotter des balais lorsque la machine tourne.

En fonctionnement moteur, le premier intérêt de la machine asynchrone à rotor bobiné est de pouvoir modifier les caractéristiques du bobinage rotorique de la machine, notamment en y connectant des rhéostats afin de limiter le courant lors du démarrage, augmenter le couple durant cette phase; ainsi que de pouvoir élargir la plage de variation de la vitesse.

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 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.

Ce fonctionnement peut être, éventuellement, résumé par le terme de: machine synchrone à excitation alternative [8].

II.2 Modélisation de la MADA :

La machine asynchrone à double alimentation (MADA), avec les répartitions de ses enroulements et sa géométrie propre, est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte.

Il est alors nécessaire d'adopter les hypothèses simplificatrices suivantes afin de pouvoir élaborer un modèle simple [9].

II.3 Hypothèses simplificatrices :

La machine asynchrone à double alimentation (MADA), avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte. De ce fait, la mise en équations nous impose certaines hypothèses simplificatrices, dans le but d'établir un modèle simple, qui sont [9]:

- ✚ La machine est de constitution symétrique.
- ✚ On suppose que le circuit magnétique est parfaitement feuilleté au stator et au rotor (seuls les enroulements sont parcourus par des courants) et que la densité de courant peut être considérée comme uniforme dans la section des conducteurs élémentaires (absence d'effet pelliculaire).
- ✚ Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- ✚ On suppose que le circuit magnétique n'est pas saturé, condition nécessaire pour considérer les flux comme fonction linéaire des courants.
- ✚ On considère que la force magnétomotrice créée par chacune des phases statoriques et rotoriques est à répartition sinusoïdale.
- ✚ L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligé, les inductances propres sont constantes et les inductances mutuelles sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre les axes rotoriques et statoriques.

II.4 Equations électriques de la machine :

En tenant compte des hypothèses ci-dessus, le modèle de la MADA comporte :

Trois équations statoriques et trois équations rotoriques :

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

$$\text{Avec } [V_r] \neq \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$[V_s] = [V_{as}, V_{bs}, V_{cs}]^t \quad (\text{II.2})$$

$$[V_r] = [V_{ar}, V_{br}, V_{cr}]^t \quad (\text{II.3})$$

$$[I_s] = [I_{as}, I_{bs}, I_{cs}]^t \quad (\text{II.4})$$

$$[I_r] = [I_{ar}, I_{br}, I_{cr}]^t \quad (\text{II.5})$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

Où R_s et R_r sont respectivement les résistances statoriques et rotoriques.

II.5 Equations magnétiques :

Les équations des flux statoriques et rotoriques s'écrivent:

$$\begin{cases} [\phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\phi_r] = [L_{rr}][I_r] + [M_{rs}][I_s] \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

Où L_s, L_r sont respectivement les inductances principales de fuite statoriques et rotoriques.

M_s, M_r : sont respectivement les inductances mutuelles statoriques et rotoriques.

La matrice des inductances mutuelles (ou matrice de couplage rotor- stator) est donnée par :

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

$$\text{Avec : } [M_{rs}] = [M_{sr}]^t$$

En injectant (II.8) dans (II.1), on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} ([L_{ss}] \cdot [I_s]) + \frac{d}{dt} ([M_{sr}] \cdot [I_r]) \\ [V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} ([L_{rr}] \cdot [I_r]) + \frac{d}{dt} ([M_{rs}] \cdot [I_s]) \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

II.6 Equation mécanique de la machine :

Le couple électromagnétique peut être obtenu à partir de l'expression de la Co-énergie ou à l'aide d'un bilan de puissances :

$$C_{em} = P[I_s]^t \cdot \frac{d}{dt} ([M_{sr}] \cdot [I_r]) \quad (\text{II.13})$$

L'équation dynamique est donnée par :

$$J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \Omega_r \quad (\text{II.14})$$

f_r : est le coefficient de frottement en (N.m.s/rad) ;

J : est le moment d'inertie de rotor de la machine (kg.m²) ;

Ω_r : est la vitesse angulaire mécanique du rotor en (rad/s) ; Avec : $\Omega_r = \frac{\omega}{p}$

Tel que :

p : est le nombre de paire de pôles ;

Ainsi, le fonctionnement de la machine est régi par un système de sept équations. C'est un système non linéaire, car dépendant de $L(\theta)$, et sa résolution analytique dans le repère (abc) est très difficile.

Ce problème se simplifie en adoptant une transformation qui permet le passage d'un système triphasé à un system biphasé équivalent.

II.7 Modèle de la machine asynchrone à double alimentation dans le plan (d,q) :

En électrotechnique, il n'est pas rare d'être confronté à des changements de base.

Ainsi, dans l'étude des réseaux déséquilibrés, on utilise un changement de base permettant d'exprimer tout *réseau* ($v1, v2, v3$) à partir de 3 grandeurs appelées :

- composante directe : Vd
- composante en quadrature: Vq
- composante homopolaire : Vo

II.7.1 La Transformation de Park :

La transformation de Park consiste à transformer les enroulements statoriques et rotoriques en enroulements orthogonaux équivalents, afin d'obtenir un modèle mathématique plus simple que le modèle physique du système [10], (voir figure (II.2)).

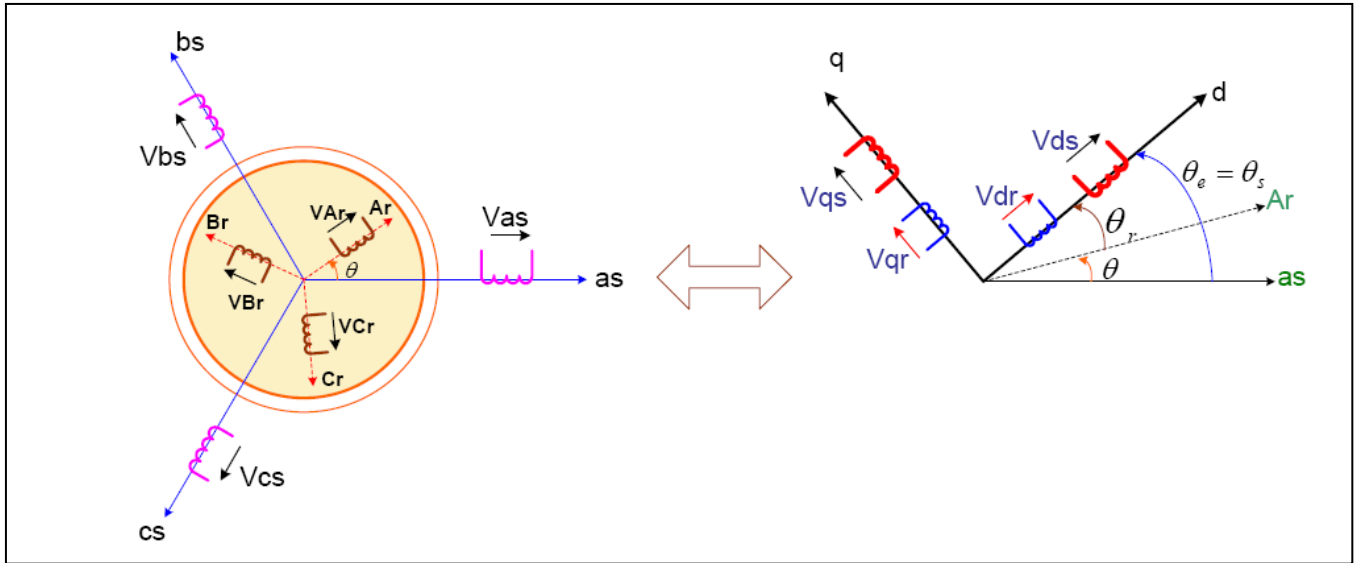


Figure II.2 Passage du triphasé au biphasé

Ainsi, la transformation de Park permet de transformer les enroulements statoriques et rotoriques triphasés en des enroulements statoriques et rotoriques biphasés orthogonaux, afin d’obtenir un modèle mathématique plus simple que le modèle physique du système précédent.

La matrice de transformation de Park est définie comme suit :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

Cette matrice permet le passage des composantes X_{abc} du système triphasé aux composantes biphasées; avec X_{abc} peut être : un vecteur tension, courant ou flux.

Ainsi, les grandeurs statoriques et rotoriques sont transformées comme suit :

- **Tension:**

$$\begin{cases} [V_{sdq}] = [P(\theta_s)] \cdot [V_{sabc}] \\ [V_{rdq}] = [P(\theta_s - \theta)] \cdot [V_{rABC}] \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

- **Courant :**

$$\begin{cases} [i_{sdq}] = [P(\theta_s)] \cdot [i_{sabc}] \\ [i_{rdq}] = [P(\theta_s - \theta)] \cdot [i_{rABC}] \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

- **Flux :**

$$\begin{cases} [\phi_{sdq}] = [P(\theta_s)] \cdot [\phi_{sabc}] \\ [\phi_{rdq}] = [P(\theta_s - \theta)] \cdot [\phi_{rABC}] \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

II.7.2 Relations entre les flux et les courants :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

$L_s = l_s - M_s$: Inductance cyclique statorique.

$L_r = l_r - M_r$: Inductance cyclique rotorique.

$M = \frac{2}{3} M_{sr} = \frac{2}{3} M_{rs}$: Mutuelle cyclique entre stator et rotor.

Les équations aux tensions statoriques et rotoriques, écrites dans le repère de Park, sont données par les systèmes ci-dessous :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - w_s \cdot \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + w_s \cdot \phi_{ds} \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - (w_s - w) \cdot \phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + (w_s - w) \cdot \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

Avec: $w_s = \frac{d\theta_s}{dt}$; $w_r = \frac{d\theta_r}{dt}$; $\theta_s = \theta + \theta_r$

II.8 Choix du référentiel :

Jusqu'ici, on a exprimé les équations et les grandeurs de la machine dans un repère dq faisant un angle θ_s avec le stator et un angle θ_r avec le rotor, mais qui n'est pas défini par ailleurs, c'est-à-dire qu'il est libre.

Il existe trois choix importants : on peut fixer le référentiel (dq) :

- au stator;
- au rotor;
- au champ tournant.

II.8.1 Référentiel lié au stator :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} = -w \quad (\text{II.22})$$

Ce référentiel est mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées.

II.8.2 Référentiel lié au rotor :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_s}{dt} = w \quad (\text{II.23})$$

Ce référentiel est intéressant quand on étudie des régimes transitoires où la vitesse est supposée constante.

II.8.3 Référentiel lié au champ tournant :

Ce référentiel est caractérisé par $w_s = \omega$. Dans ce repère, les grandeurs statoriques et rotoriques sont connues en régime permanent.

Il est donc préférable de travailler dans ce repère lors de l'étude de la commande d'une machine.

Le modèle mathématique de la machine asynchrone à double alimentation s'écrit dans le repère de Park lié au champ tournant comme suit :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - w_s \cdot \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + w_s \cdot \phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - (w_s - w) \cdot \phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + (w_s - w) \cdot \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

II.8.4 Equations de Puissance et de Couple de la MADA dans le repère de Park :

Selon Park, la puissance électrique statorique instantanée de la machine s'écrit :

$$P(t) = \frac{3}{2} (V_{ds} \cdot i_{ds} + V_{qs} \cdot i_{qs}) \quad (\text{II.25})$$

Dans un référentiel lié au champ tournant, en remplaçant V_{ds} et V_{qs} par leurs valeurs, la relation précédente multipliée par dt devient :

$$dW_{es} = \frac{3}{2} R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) dt + \frac{3}{2} (d\phi_{ds} i_{ds} + d\phi_{qs} i_{qs}) + \frac{3}{2} W_s (d\phi_{ds} i_{qs} - d\phi_{qs} i_{ds}) dt \quad (\text{II.26})$$

L'énergie électrique fournie au stator pendant le temps dt se décompose ainsi en trois termes :

- ✚ Le premier représente l'énergie perdue par effet Joule au stator ;
- ✚ Le second représente la variation d'énergie magnétique statorique ;

- ✚ Le troisième représente l'énergie dW_δ transférée du stator au rotor à travers l'entrefer par l'intermédiaire du champ tournant.

Avec :

$$dW_\delta = \frac{3}{2}W_s(d\phi_{ds}i_{qs} - d\phi_{qs}i_{ds})dt =$$

$$\frac{3}{2}R_r(i_{dr}^2 + i_{qr}^2)dt + \frac{3}{2}(d\phi_{dr}i_{dr} + d\phi_{qr}i_{qr}) + \frac{3}{2}W_r(d\phi_{dr}i_{qr} - d\phi_{qr}i_{dr})dt \quad (\text{II.27})$$

L'énergie dW_δ transitant à travers l'entrefer est donc composée de trois termes :

- ❖ L'énergie perdue par effet Joule au rotor ;
- ❖ La variation d'énergie magnétique rotorique ;
- ❖ L'énergie dW_{mec} transformable en énergie mécanique.

Le couple électromagnétique développé par le champ tournant s'obtient en divisant le troisième terme de l'équation (II.26) par $\Omega_s dt$:

$$C_{em} = \frac{3}{2}P(\phi_{ds}i_{qs} - \phi_{qs}i_{ds}) \quad (\text{II.28})$$

Le couple mécanique s'obtient en divisant le dernier terme de (II.27) par $\Omega_r dt$:

$$C_{em} = \frac{3}{2}P(\phi_{ds}i_{qs} - \phi_{qs}i_{ds}) = \frac{3}{2}P(\phi_{qr}i_{dr} - \phi_{dr}i_{qr})$$

$$C_{em} = J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} + C_r + f_r \Omega_r \quad (\text{II.29})$$

On remplace (II.19) dans (II.28)

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot M \cdot P(i_{dr}i_{qs} - i_{qr}i_{ds}) \quad (\text{II.30})$$

II.9 Simulation de la machine asynchrone à double alimentation :

II.9.1 Mise sous forme d'équations d'état :

On remplace (II.19) dans (II.20) et (II.21)

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + L_s \frac{d}{dt} i_{ds} + M \frac{d}{dt} i_{dr} - w_s \cdot L_s \cdot i_{qs} - w_s \cdot M \cdot i_{qr} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + L_s \frac{d}{dt} i_{qs} + M \frac{d}{dt} i_{qr} + w_s \cdot L_s \cdot i_{ds} + w_s \cdot M \cdot i_{dr} \\ V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + L_r \frac{d}{dt} i_{dr} + M \frac{d}{dt} i_{ds} - (w_s - w) \cdot L_r \cdot i_{qr} - (w_s - w) \cdot M \cdot i_{qs} \\ V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + L_r \frac{d}{dt} i_{qr} + M \frac{d}{dt} i_{qs} + (w_s - w) \cdot L_r \cdot i_{dr} + (w_s - w) \cdot M \cdot i_{ds} \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

L'équation (II.31) sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{dq} \\ i_{dr} \\ i_{dq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{dq} \\ i_{dr} \\ i_{dq} \end{bmatrix} + w_s \begin{bmatrix} 0 & -L_s & 0 & -M \\ L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & -M & 0 & -L_r \\ M & 0 & L_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{dq} \\ i_{dr} \\ i_{dq} \end{bmatrix} + W \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ M & 0 & L_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{dq} \\ i_{dr} \\ i_{dq} \end{bmatrix}$$

$$[V] = [A][X] + [B][\dot{X}] + w_s[C][X] + W[D][X]$$

L'équation (II.19) sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{dq} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{dq} \\ i_{dr} \\ i_{dq} \end{bmatrix} \Leftrightarrow [\phi] = [B][X]$$

II.9.2 Cas d'un modèle réduit :

Dans le schéma de simulation figure (II.3), trois blocs différents vont apparaître :

- ❖ Un bloc mécanique qui traduit l'équation de mouvement expression (II.14)
- ❖ Un bloc électrique qui traduit l'équation expression (II.31)
- ❖ Un bloc électromécanique qui traduit l'équation expression (II.30)

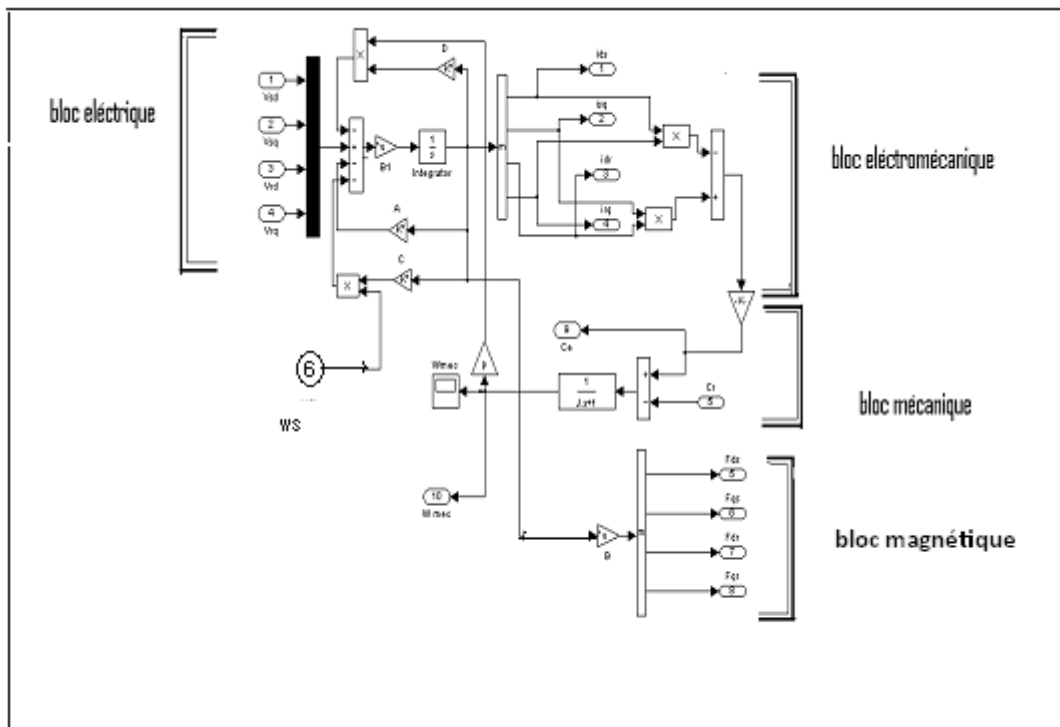


Figure II.3 Schéma d'une simulation en SIMULINK de modèle de la MADA

II.10 Alimentation de la MADA :

II.10.1 Modélisation de l'alimentation de la MADA :

Pour entraîner en rotation une machine asynchrone, plusieurs méthodes sont utilisables, du branchement direct sur le réseau, aux variateurs de vitesse en passant par les démarreurs. Un variateur de vitesse peut avoir différents objectifs [11] :

- Obtenir des performances importantes dans différentes phases de fonctionnement : tourner à différentes vitesses, suivre des profils dynamiques de vitesse, garder une vitesse constante malgré une variation du couple de charge... etc ;
- Augmenter la durée de vie des moteurs à induction en maîtrisant le niveau de courant dans ces enroulements ;
- Minimiser la consommation d'énergie.

On a vu précédemment plusieurs configurations de commande de la MADA à vitesse variable. Dans ce travail on va étudier l'association d'une machine asynchrone à rotor bobiné avec un système d'alimentation à fréquence variable au rotor.

La figure (II.4) présente le schéma de principe de la MADA à vitesse variable.

L'alimentation comporte les trois parties suivantes :

- Une source de tension continue.
- Un onduleur de tension à MLI (Modulation de Largeur d' Impulsion).

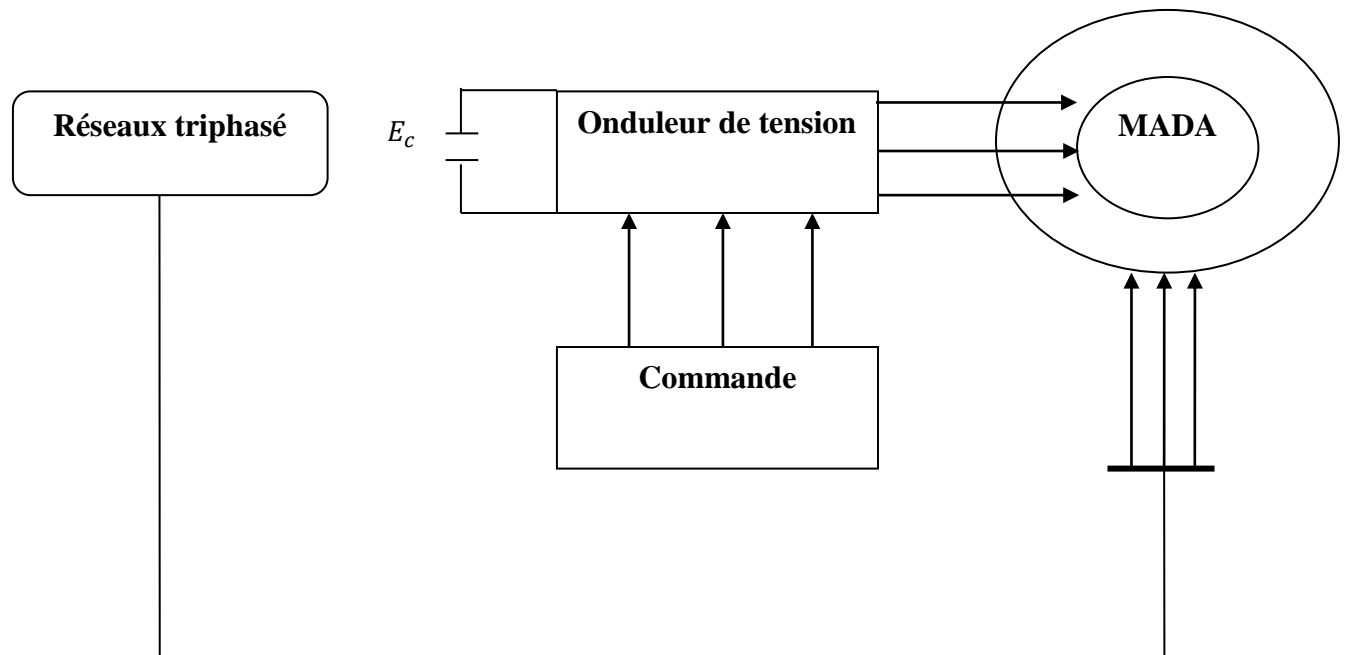


Figure II.4 Système d'alimentation d'une machine asynchrone à double alimentation.

II.10.2 Les onduleurs triphasés :

L'onduleur de tension triphasé découle immédiatement de trois demi pont monophasé, on obtient l'onduleur triphasé à six interrupteurs Figure (II.5).

Chaque demi pont comprend un thyristor (ou un transistor) et une diode .La source de tension continue est obtenue à partir d'un pont redresseur.

Pour assurer la continuité des courants de sortie alternatif I_a , I_b et I_c les interrupteurs Q1 et Q4, Q3 et Q6, Q5 et Q2 doivent être complémentaires deux à deux.

On définit : $Q_i = (T_i, D_i)$.

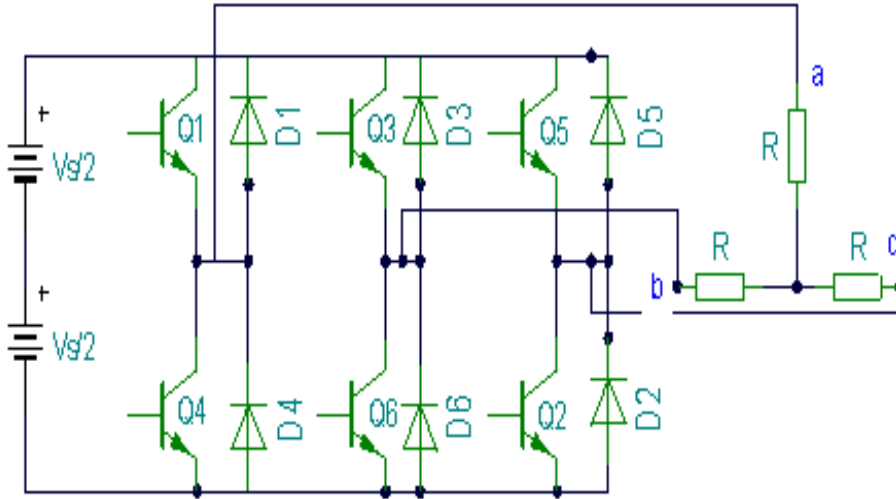


Figure (II.5) Les onduleurs triphasés

II.10.3 Modélisation de l'onduleur de tension :

Pour la modélisation de l'onduleur, on considère un fonctionnement idéalisé:

- Interrupteurs parfait: La commutation des interrupteur est instantanée (temps de fermeture et ouverture nul) et sans pertes. Enfin, la chute de tension dans les interrupteurs est considérée nulle en conduction.
- Sources parfait: La tension aux bornes du dipôle continu est constante et ne varie pas avec la puissance échangée.

L'objectif de la modélisation est de trouver une relation entre les grandeurs de commande et les grandeurs électriques de la partie alternative et continue de l'onduleur .ainsi, comme les grandeurs de commande agissent sur les interrupteurs commandables.

Les ordres de commande de l'onduleur sont transmis aux trois bras par l'intermédiaire des signaux de commande C_1, C_2 et C_3 la conversion adoptée pour le fonctionnement du bras i .

Est la suivant:

- Si $C_i = 1$: L'interrupteur du haut Q_i est fermé et l'interrupteur de bas Q_{i+3} est ouvert.
- Si $C_i = 0$: L'interrupteur du haut Q_i est ouverte l'interrupteur de bas Q_{i+3} est fermé.

Dans ces conditions on peut écrire les tensions de phases $V[a, b, c]n$ a en fonction des signaux de commande C_i :

$$V[a, b, c]n = C_i V_s - \frac{V_s}{2} \quad (\text{II.32})$$

Les trois tensions composées V_{ab} , V_{bc} et V_{ca} sont définies par les relays suivant en tenant compte du point fictif (o).

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} + V_{oc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} + V_{oa} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

Soit (n) le point neutre du coté alternatif (MAS), alors on a:

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

V_{an} , V_{bn} et V_{cn} : sont les tensions des phases de la charge (valeurs alternative).

V_{no} : Tension de la neutre de la charge par rapport au point fictif (o).

Le système V_{an} , V_{bn} et V_{cn} étant équilibre, il en découle :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{II.35})$$

La substitution de (II.34) dans (II.35) aboutit à :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (\text{II.36})$$

En remplaçant (II.35) dans (II.36) on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = \frac{1}{3}V_{ao} - \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = \frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

Donc, l'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice $[T]$ assurant le passage continu-alternatif.

$$[V_{AC}] = [T][V_s] \quad (\text{II.38})$$

$$\text{Tel que } [V_{AC}] = [V_{an} \quad V_{bn} \quad V_{cn}]^T$$

$$[V_s] = [V_{ao} \quad V_{bo} \quad V_{co}]^T \quad (\text{II.39})$$

$[V_{AC}]$: Tensions alternatives équilibrées.

$[V_s]$: Tensions continues.

Donc, pour chaque bras il y a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme des grandeurs booléennes.

La matrice de transfert est la suivant :

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.40})$$

II.10.4 Types de commandes

On distingue les stratégies de commande suivante :

- Commande pleine onde (dite 180°).
- Commande décalée.
- Commande à Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI).

II.10.5 Les avantages et les inconvénients de l'onduleur de tension :

Pour alimenter un moteur triphasé, l'onduleur de tension est d'ordinaire un pont à six interrupteurs. Il est précédé d'un filtre qui corrige l'imperfection de la source qui l'alimente et qui réduit l'ondulation du courant pris à cette source.

L'inductance du moteur est donc son comportement en récepteur de courant ne pose pas de problème, au contraire, puisqu'un onduleur de tension est destiné à alimenter un récepteur de courant.

Si on utilise des semi-conducteurs rapides, on peut fonctionner à une fréquence de commutation élevée.

L'onduleur de tension est réversible, c'est-à-dire permet le freinage par récupération du moteur. Mais cela suppose la réversibilité en courant de la source qui l'alimente. Or, un redresseur est réversible en tension et non en courant. La réversibilité amène à compliquer l'alimentation de l'onduleur dans les équipements alimentés par le réseau industriel.

L'inconvénient majeur de l'onduleur est l'obtention de la tension non sinusoïdale à sa sortie, cela provoque un échauffement excessif aux niveaux des enroulements des moteurs.

II.10.6 Modulation de largeur d'impulsion (MLI) :

La technique de modulation de largeur d'impulsion permet de reconstituer des grandeurs telles que les tensions à partir d'une source à fréquence et tension fixe par l'intermédiaire d'un convertisseur direct.

La MLI, permet alors de s'approcher du signal désire (onde sinusoïdal). Le contenu harmonique généré par une onde MLI entraîne des pertes dans le réseau (pertes fer dans le transformateur, perte joule).

Elles génèrent dans les machines tournantes des oscillations de couple, des bruits acoustiques et résonance électromagnétique, elle injecte du bruit sur la commande et introduit des non linéarités qui peuvent déstabiliser le système.

Il faut donc minimiser ses harmoniques.

Il existe plusieurs catégories de la MLI :

- MLI sinusoïdale,
- MLI par hystérésis
- MLI vectorielle.

Dans cette étude on utilise MLI sinusoïdale seulement.

II.10.6.1 La MLI sinusoïdale :

II.10.6.1.1 Principe de fonctionnement :

Le principe de cette technique consiste à comparer un signal triangulaire d'amplitude fixe A_p et de fréquence F_p nettement supérieur appelée porteuse, aux trois signaux sinusoïdaux d'amplitude A_r et de fréquence F_r appelée référence, (Figure II.6).

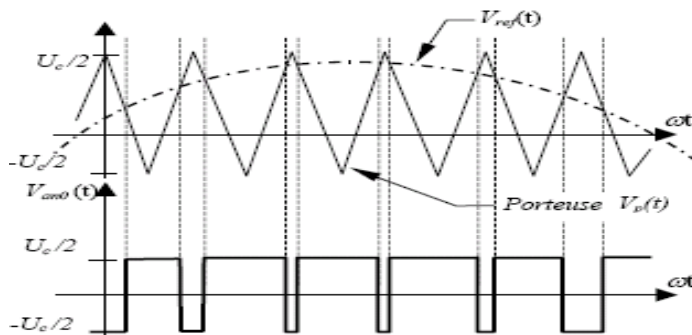


Figure. (II.6) : Principe de MLI sinus-triangulaire

Les signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur sont obtenus à partir des intersections des trois signaux de référence sinusoïdaux déphasés entre eux de 120° , avec un signal triangulaire (porteuse), de fréquence F_p très supérieur à F_r . Cette technique exige une commande séparée pour chacune des phases de l'onduleur.

La génération des signaux de commande de la modulation MLI se fait le plus souvent en temps réel. On détermine ainsi les instants d'ouverture et de fermeture des interrupteurs à l'aide d'une plaque électronique de commande analogique ou numérique ou éventuellement une combinaison des deux.

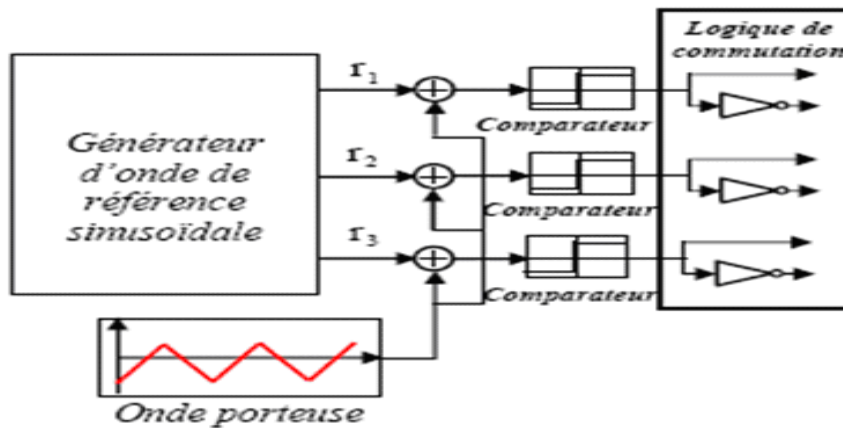


Figure (II.7) : Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoïdale

II.10.6.1.2 Les Caractéristiques de la MLI :

Les paramètres essentiels de MLI sont :

- La fréquence de modulation : F_p
- L'indice de modulation : $m = \frac{F_p}{F_r}$

F_r : Fréquence de référence.

- le coefficient de réglage en tension : $r = \frac{A_r}{A_p}$

A_r : Amplitude de référence.

A_p : Amplitude de la porteuse.

- La modulation montre que plus : m est grand et plus la neutralisation des harmoniques est efficace d' autre part on cherche à obtenir une valeur de r plus élevée possible.

- La modulation est dite synchrone si m est un nombre entier cela conduit à une tension de sortie U que se reproduit identiquement à elle-même toute les $T = 1/F$.
- Dans certains cas la modulation est asynchrone, notamment quand à fréquence de modulation F_p donnée varier de façon continue la fréquence de la référence.
- Pour le choix de m on doit tenir compte des pertes supplémentaires pendant les commutations d'un état à l'autre. Ces pertes croissent lorsque la fréquence de modulation augmente.
- On ne pourra jamais fonctionner avec un rapport de réglage égale à « 1 » car il faut toujours laisser une durée suffisante aux intervalles de conduction et de blocage des interrupteurs d'un même bras.
- Le rapport entre la tension d'entrée et celle de la sortie est environ de (80% – 85%) de cette méthode.

Malgré l'efficacité de la MLI sinus triangulaire elle présente l'inconvénient principal qui est représenté par de nombreux cycles d'ouverture et de fermeture des semi-conducteurs qui provoquent un dégagement de chaleur considéré comme des pertes d'énergie ce qui influe sur le rendement d'onduleur.

II.10.6.2 Principaux avantages de la MLI :

La modulation de largeur d'impulsion présente les avantages suivants :

- Une bonne neutralisation d'harmonique par rapport aux onduleurs à onde carrée ou en un seul créneau.
- Elle permet de repousser vers des fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite le filtrage.
- De faire varier la valeur du fondamental de tension de sortie.
- La MLI permet aussi l'alimentation de plusieurs ensembles onduleurs, moteurs asynchrones à partir d'une même source continue.

II.11 Simulation et interprétation des résultats:

II.11.1 ($V_r = 0; f_r = 0 ; C_r=0$) :

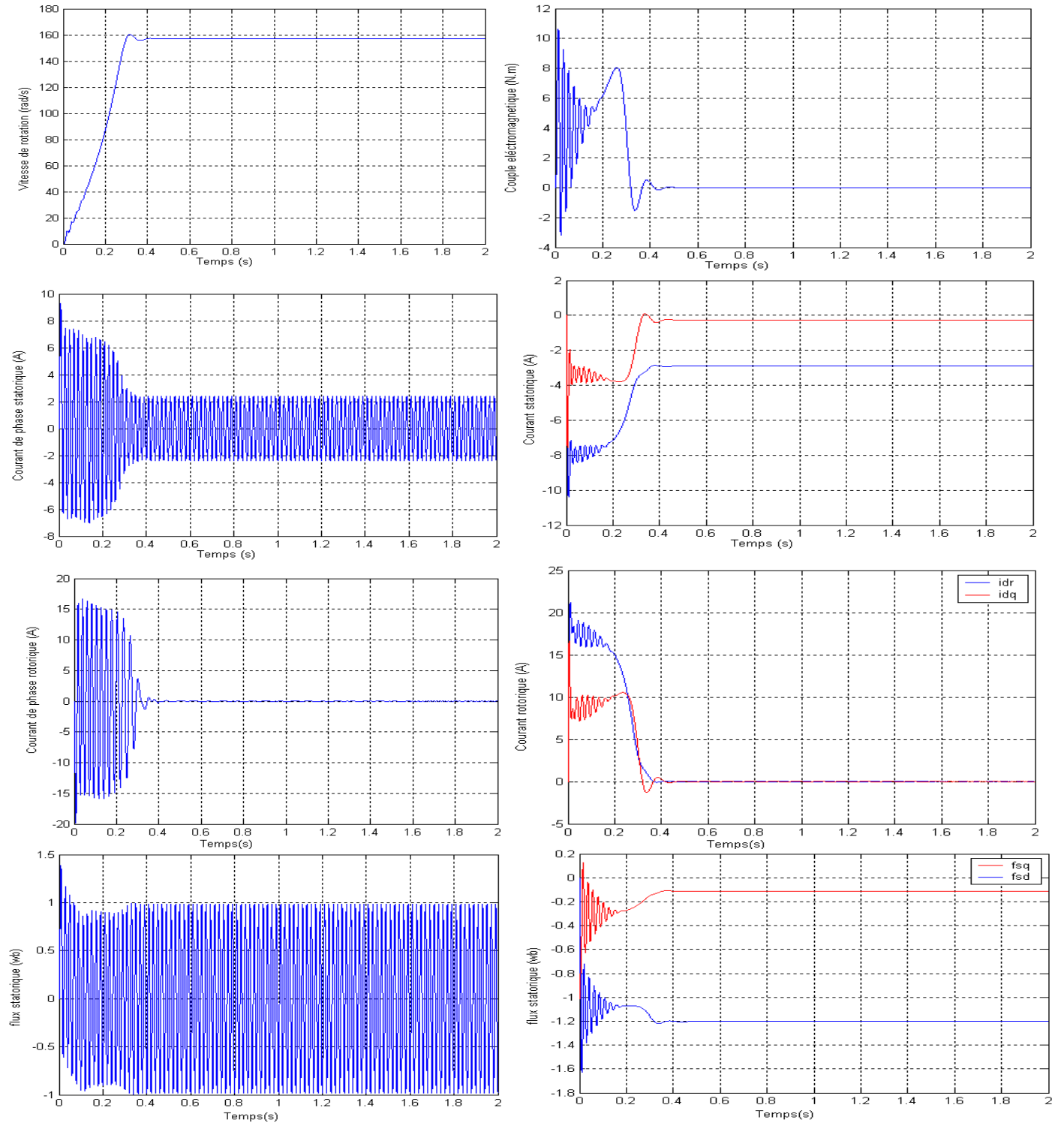


Figure. (II.8) MADA pour ($V_r = 0$; $f_r = 0$; $C_r=0$)

II.11.2 En charge ($V_r = 0$; $f_r = 0$; $C_r = 5$):

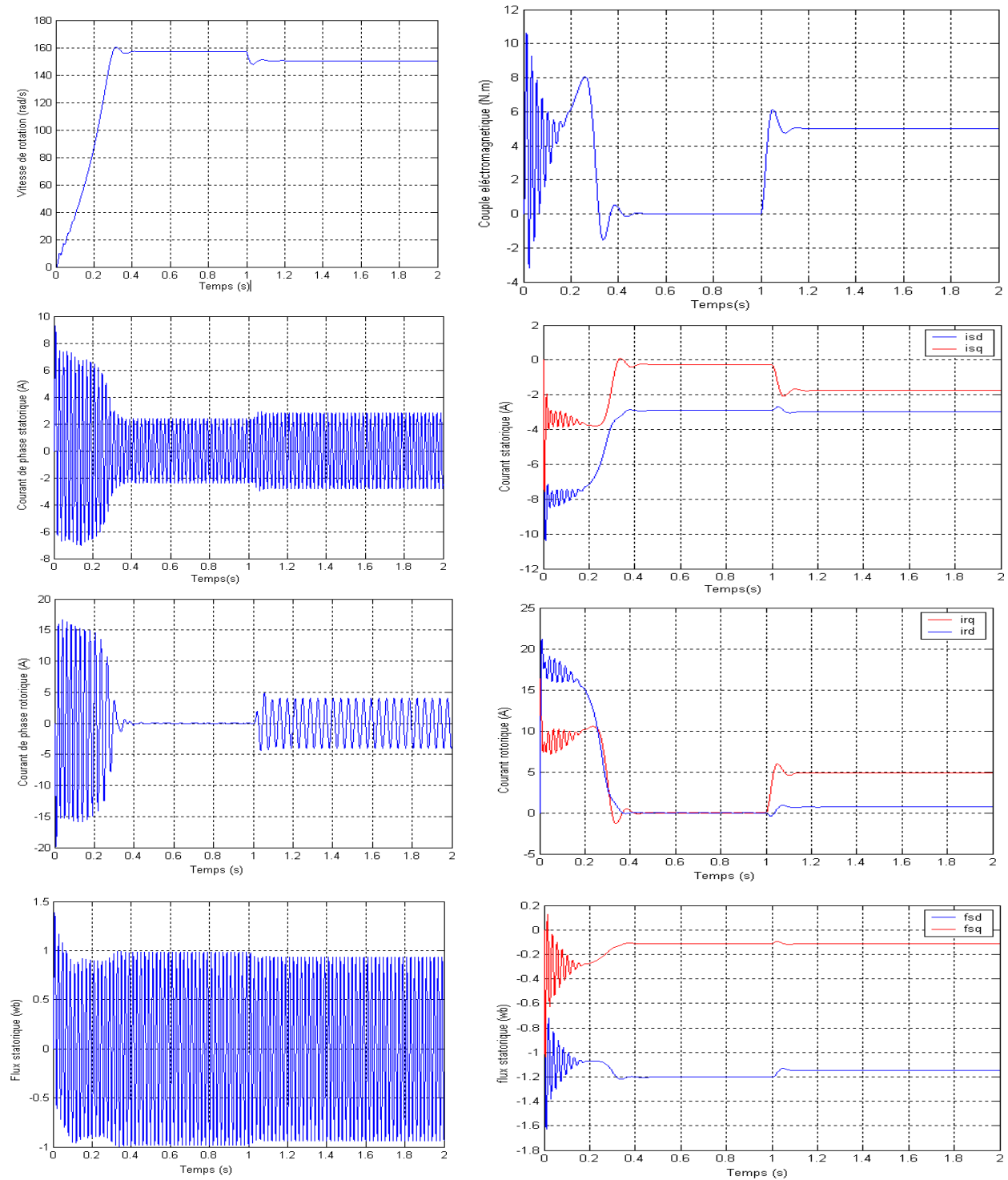


Figure. (II.9) MADA pour ($V_r = 0$; $f_r = 0$; $C_r = 5$)

II.11.3 Interprétation les résultats des simulations en court-circuit ($V_r = 0$):

Notons que les paramètres de la machine sont donnés dans l'annexe (A).

En première étape on va simuler numériquement le fonctionnement de la machine asynchrone alimenté directement par le réseau standard 220/380V, 50HZ et sans l'application de perturbation ($C_r = 0$).

L'examen des courbes de la figure (II.8) permet de constater que le démarrage à vide avec une tension nominale permet d'avoir:

- ❖ Aux premiers instants, les courants statoriques présentes des oscillations successives autour de zéro, mais qui disparaissent rapidement au bout de quelques alternances (environ de 0.27s), le régime permanent est atteint, ces oscillations peut être à l'origine de la destruction de la machine par échauffement en cas de répétitions successives.
- ❖ Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, présente aux premiers instants de démarrage des battements importants suivi d'un nombre d'oscillations avant de se stabiliser à zéro.
- ❖ En deuxième étape, une perturbation du couple ($C_r = 5\text{N.m}$) est appliquée à l'arbre du moteur à l'instant ($t = 1\text{s}$) et les résultats de simulation sont regroupés dans la figure (II.9):
- ❖ Lors de l'application de la charge, le couple électromagnétique rejoint sa valeur de référence pour compenser cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée.
- ❖ Avant de se stabiliser à la valeur de couple résistant, on constate une décroissance de vitesse rotorique qui se traduit par le glissement très fort. Les courants statoriques évoluant selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.
- ❖ On remarque également que les flux rotoriques subissent une chute significative causée par le glissement.

II.11.4 Simulation et interprétation des résultats de MADA :

II.11.4.1 A vide ($V_r = 6$; $f_r = 25$; $Cr = 0$):

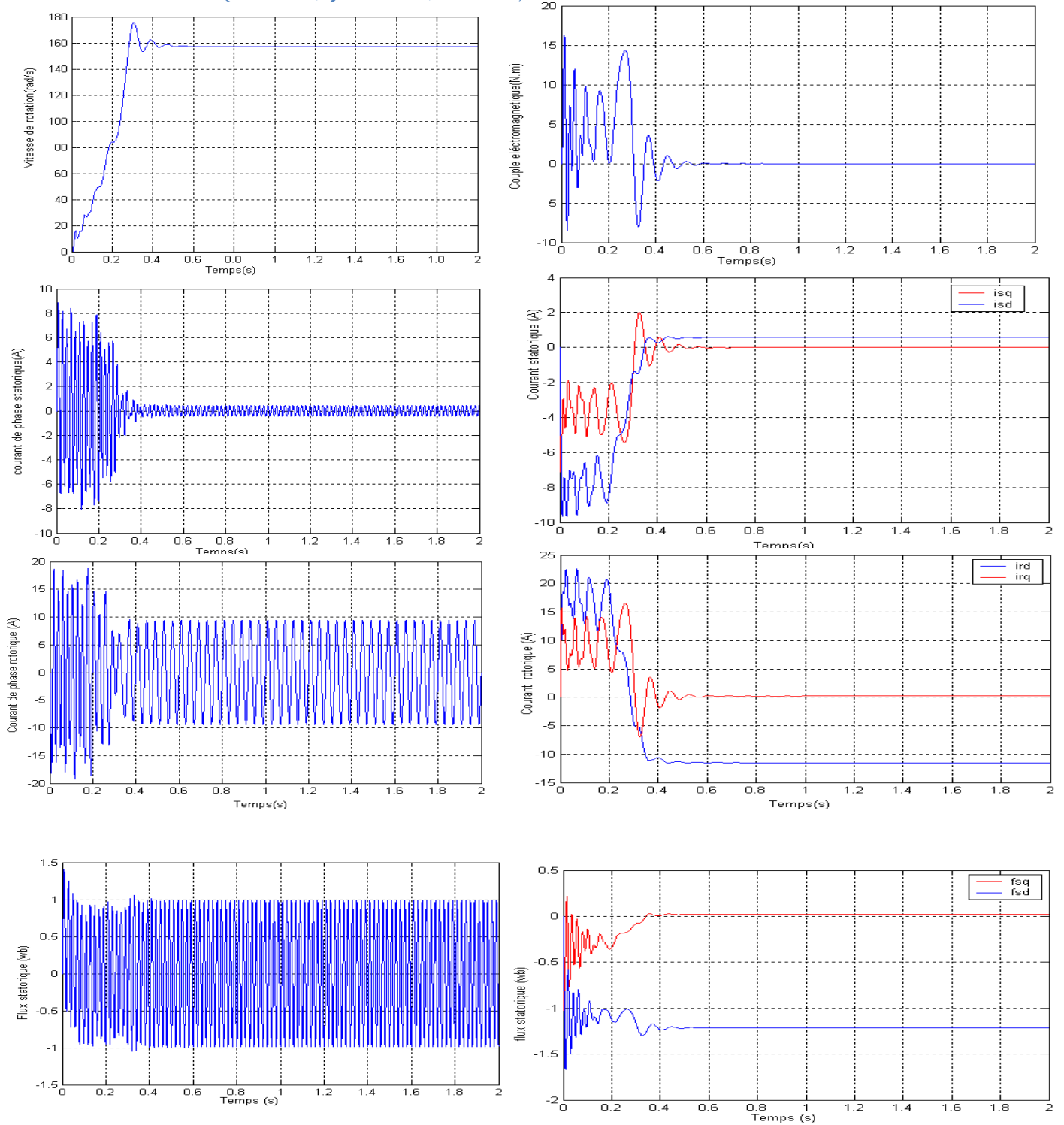


Figure (II.10) MADA pour ($V_r = 6$; $f_r = 25$; $Cr = 0$)

II.11. 4.2 En charge (Vr = 6; fr = 25; Cr = 5) :

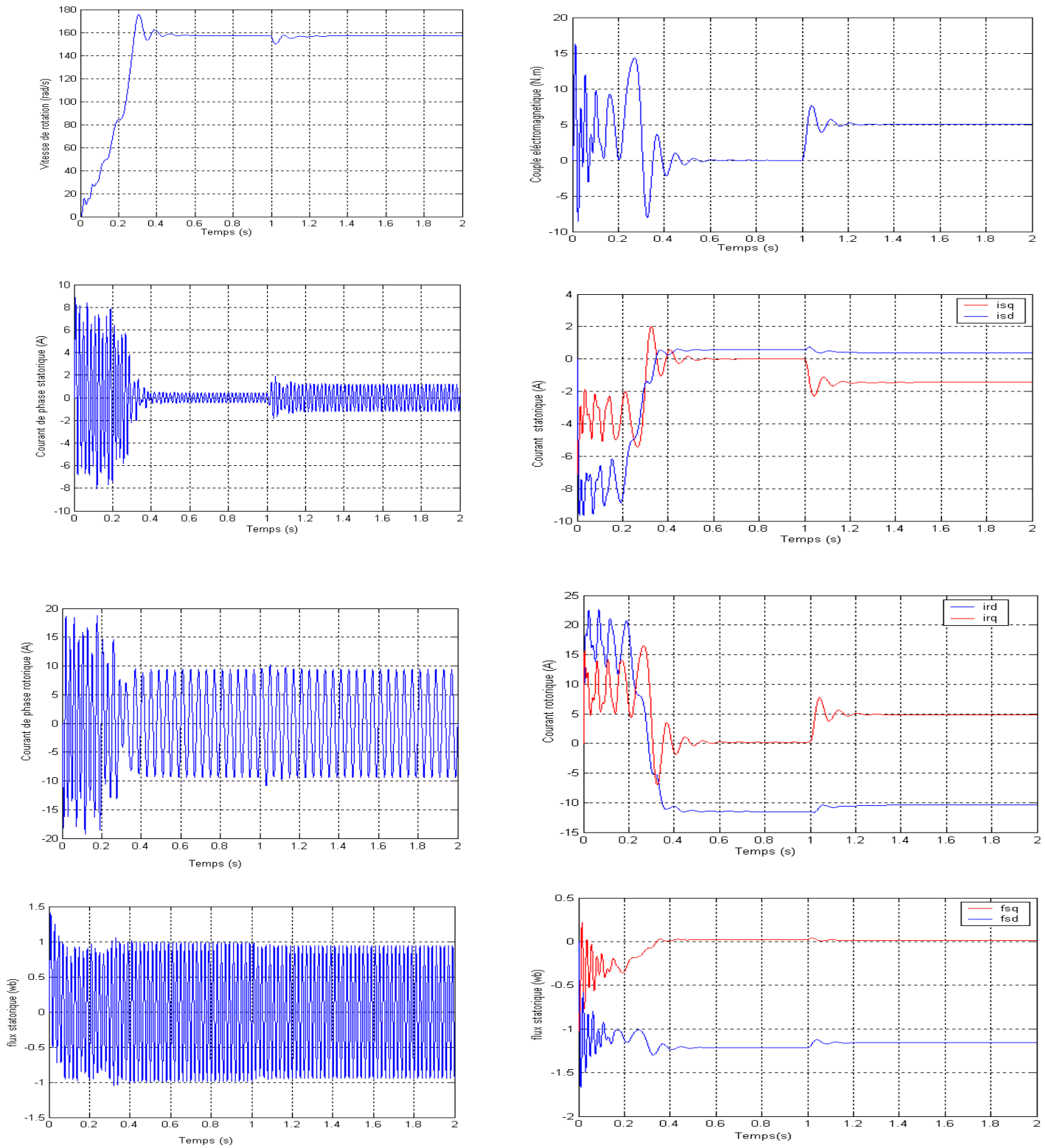


Figure. (II.11) MADA pour (Vr = 6; fr = 25; Cr = 5)

II.11.5 Interprétation les résultats des simulations de MADA :

- ❖ Dans les différents tests obtenus, on remarque un fort courant d'appel, puis il se stabilise selon la charge imposée.
- ❖ Au démarrage, le couple électromagnétique présente un pic important et des oscillations. Lors de l'application d'une charge de 5(N.m) à l'instant 1 (s), nous observons que le couple électromagnétique se stabilise à sa valeur de 5 (N.m) qui compense l'effet de charge et la vitesse de rotation diminue.
- ❖ Dans le régime transitoire, la machine consomme des courants importants, après le régime transitoire les courants diminuent et à l'instant de l'application de la charge ils augmentent.
- ❖ On remarque également que le flux varie avec la variation de la charge ce qui montre l'existence d'un fort couplage entre le couple et la vitesse.

II.12 Conclusion:

Dans ce chapitre on a aussi étudié le modèle de la MADA qui 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 à double alimentation avec comme 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. La commande vectorielle directe sera l'objet du chapitre suivant.

II.1 Introduction :	22
II.2 Modélisation de la MADA :	22
II.3 Hypothèses simplificatrices :	23
II.4 Equations électriques de la machine :	23
II.5 Equations magnétiques :	24
II.6 Equation mécanique de la machine :	25
II.7 Modèle de la machine asynchrone à double alimentation dans le plan (d,q) :	25
II.7.1 La Transformation de Park :	25
II.7.2 Relations entre les flux et les courants :	27
II.8 Choix du référentiel :	27
II.8.1 Référentiel lié au stator :	28
II.8.2 Référentiel lié au rotor :	28
II.8.3 Référentiel lié au champ tournant :	28
II.8.4 Equations de Puissance et de Couple de la MADA dans le repère de Park :	28
II.9 Simulation de la machine asynchrone à double alimentation :	29
II.9.1 Mise sous forme d'équations d'état :	29
II.9.2 Cas d'un modèle réduit :	30
II.10 Alimentation de la MADA :	31
II.10.1 Modélisation de l'alimentation de la MADA :	31
II.10.2 Les onduleurs triphasés :	32
II.10.3 Modélisation de l'onduleur de tension :	33
II.10.4 Types de commandes.....	35
II.10.5 Les avantages et les inconvénients de l'onduleur de tension :	35
II.10.6 Modulation de largeur d'impulsion (MLI) :	36
II.10.6.1 La MLI sinusoïdale :	36
II.10.6.1.1 Principe de fonctionnement :	36
II.10.6.1.2 Les Caractéristiques de la MLI :	37
II.10.6.2 Principaux avantages de la MLI :	38
II.11 Simulation et interprétation des résultats:	38
II.11.2 En charge ($V_r = 0$; $f_r = 0$; $C_r = 5$):	40
II.11.3 Interprétation les résultats des simulations en court-circuit ($V_r = 0$):	41
II.11.4 Simulation et interprétation des résultats de MADA :	42
II.11.4.1 A vide ($V_r = 6$; $f_r = 25$; $C_r = 0$):	42

II.11. 4.2 En charge ($Vr = 6$; $fr = 25$; $Cr = 5$) :..... 43

II.11.5 Interprétation les résultats des simulations de MADA : 44

II.12 Conclusion:..... 44

III.1 Introduction

Dans le but de faire translater les performances de la machine à courant continu à excitation séparée à la machine asynchrone ; *Blaschke* (1971) et *Hasse* ont proposé une méthode de contrôle vectoriel de la machine asynchrone. Et dans ce sens, la commande vectorielle dite aussi ‘commande à flux orienté’ devient d'une importance majeure puisqu'elle résoudre les problèmes du couplage des variables de la machine [12].

Dans ce type de commande, le flux et le couple sont deux variables qui sont découplées et commandées indépendamment.

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

- ◆ Méthode directe développée par *Blaschke*.
- ◆ Méthode indirecte développée par *Hasse*.

Plusieurs techniques, ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classer :

- ◆ suivant la source d'énergie :
 - ◆ Commande en tension.
 - ◆ Commande en courant.
- ◆ suivant l'orientation du repère (d, q) :
 - ◆ Le flux rotorique.
 - ◆ Le flux statorique.
 - ◆ Le flux de l'entrefer.
- ◆ suivant la détermination de la position du flux :
 - ◆ Directe par mesure ou observation de vecteur flux (module, phase).
 - ◆ Indirecte par contrôle de la fréquence de glissement.

Dans notre cas, nous nous intéressons à une commande en tension avec orientation du flux statorique suivant le repère (d-q).

III.2. Généralités sur la commande par flux orienté :

Les machines à courant continu (MCC) occupent encore de nos jours la majeure partie du marché de la variation de vitesse et de la robotique

On utilise les machines à excitation série pour la traction électrique et à excitation séparée pour la robotique.

Ces dernières ont une qualité intrinsèque : elles permettent un contrôle séparé du flux et du couple.

$$C_{em} = k\phi_f I_a = k' I_f I_a$$

Avec :

- ♦ ϕ_f flux imposé par le courant d'excitation I_f (indépendant de I_a si la réaction d'induit est négligeable).
- ♦ I_a courant induit.

À flux constant, le couple peut être réglé par I_a .

La production du couple et la création de flux sont indépendants.

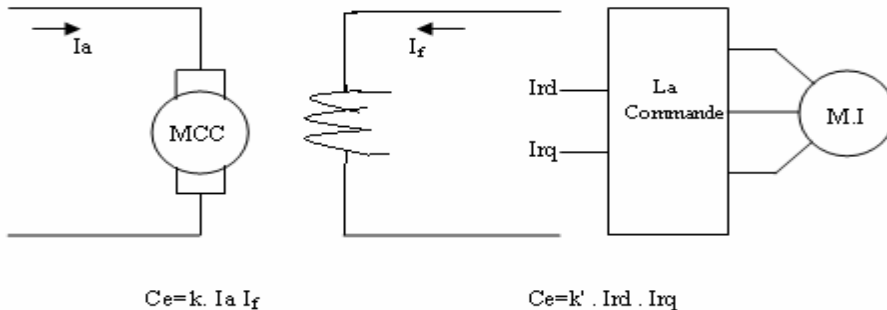
Nous avons l'objectif d'un pilotage vectoriel [13].

La commande vectorielle dont sa théorie est développée à pour but de donner à la machine à induction (même la machine synchrone) les mêmes performances que la MCC à excitation indépendante dont le couple est régit par le courant I_a et I_f le courant inducteur pour la commande de flux.

Ce mode est étendu par la commande vectorielle (flux orienté) à la machine à induction en cas général [14].

III.3. Principe de la commande vectorielle :

Dans ce type de commande, la machine est contrôlée d'une façon analogue à la machine à courant continu à excitation séparée. Cette analogie est représentée par la figure (III.1). Le courant i_{dr} est analogue au courant d'excitation, tandis que le courant i_{qr} est analogue au courant d'induit. Par conséquent, les deux composantes i_{dr} et i_{qr} sont mutuellement découplées.



I_a : Producteur du couple i_{dr} : producteur du couple

I_f : Producteur du flux i_{qr} : producteur du flux

Figure III.1 Analogie entre la machine à courant continu et la machine asynchrone.

III.3.1. Problèmes posés par le découplage :

Nous pouvons montrer que dans le type proposé, un risque d'instabilité existe si les paramètres du modèle évoluent et pose donc un problème de robustesse de la commande.

Si le découplage par compensation est correct, toute action sur l'une des entrées ne provoque aucune variation de l'autre sortie. En revanche, une mauvaise compensation pourrait provoquer une évolution de cette dernière dans un sens tel qu'il y aurait renforcement de l'action, et donc divergence du système.

Une solution consiste, par exemple, à fixer a priori, un gain plus faible dans les fonctions de transfert compensatrices. En pratique les paramètres R_s et R_r évoluent avec la température

III.3.2. Choix de référentiel adéquat [14]

Il existe trois types de commandes de telle façon que l'axe 'd' soit confondu avec l'axe du flux qui peut être :

Flux rotorique : $\phi_{dr} = \phi_r$

◆ Flux statorique : $\phi_{ds} = \phi_s$ (comme notre cas)

◆ Flux d'entrefer : $\phi_{dg} = \phi_g$

Le flux peut être représenté sous la figure (III.02)

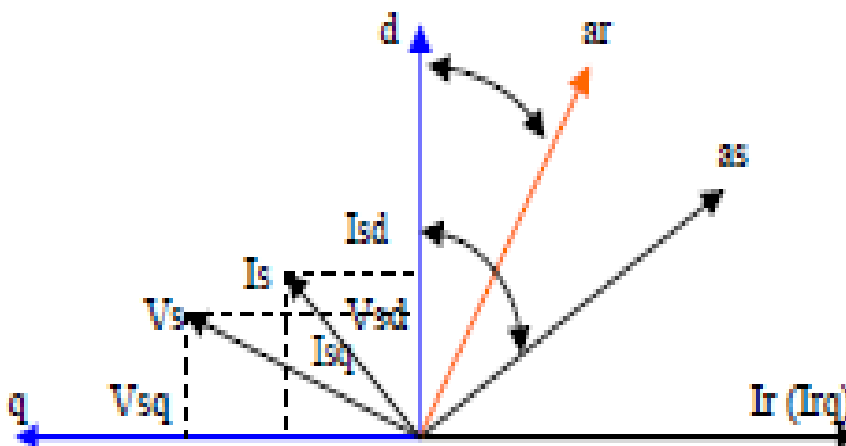


Figure III.2 Orientation du flux statorique, rotorique et d'entrefer.

III.3.3. Commande vectorielle par orientation du flux statorique

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 certain hypothèses, permet de simplifier ces équations et donc d'appréhender une meilleure compréhension des comportements physiques de la machine [15].

Dans notre cas, nous nous intéressons à l'orientation du flux statorique :

Ou :

$\phi_{ds} = \phi_s$, $\phi_{qs} = 0$ alors :

$$\phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} = 0 \quad \Rightarrow i_{qs} = -\frac{M}{L_s} i_{qr} \quad (\text{III.01})$$

$$\phi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \quad \Rightarrow i_{ds} = \frac{\phi_s}{L_s} - \frac{M}{L_s} i_{dr} \quad (\text{III.2})$$

En introduisant l'équation (III-1) dans l'expression du flux ϕ_{qr}

$$\phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs}$$

On obtient :

$$\phi_{qr} = \sigma L_r i_{qr} \quad (\text{III.3})$$

$$\text{Et } \sigma = \left(1 - \frac{M^2}{L_s L_r}\right)$$

$$C_{em} = p \frac{M}{L_s} \phi_s i_{qr} \quad (\text{III.4})$$

$$\phi_{dr} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \quad \text{Impose } \phi_r = M i_{dr} \quad (i_{ds} = 0)$$

En introduisant l'expression du flux dans l'expression (III.4) on obtient :

$$C_{em} = k_t i_{qr} i_{dr} \quad (\text{III.5})$$

$$\text{Avec : } k_t = \frac{p M^2}{L_s}$$

L'expression (III.5) 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} contrôlé le couple et le flux ϕ_s étant imposé par la composante i_{dr}

III.4. Représentation des équations liées au flux statorique

Les tensions liées au flux statorique –selon les axes d et q- peuvent être représentées comme suites :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - w_s \cdot \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + w_s \cdot \phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - (w_s - w) \cdot \phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + (w_s - w) \cdot \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

$$\text{On pose : } T_s = \frac{L_s}{R_s} \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

$\phi_{ds} = \phi_s$; $\phi_{qs} = 0$, on peut écrire les équations suivantes :

$$\frac{d\phi_s}{dt} = -\frac{1}{T_s} \phi_s + \frac{M}{T_s} i_{dr} + V_{ds} \quad (\text{III.7})$$

$$\frac{d\phi_{qs}}{dt} = 0 = -w_s \phi_s + \frac{M}{T_s} i_{qr} + V_{qs} \quad (\text{III.8})$$

On remplace l'équation (III.1) et (III.2) dans les équations de flux rotorique :

$$\phi_{dr} = \sigma L_r i_{dr} + \frac{M}{L_s} \phi_{ds} \quad (\text{III.9})$$

$$\phi_{qr} = \sigma L_r i_{qr} + \frac{M}{L_s} \phi_{qs} \quad (\text{III.10})$$

D'après les équations (III.6), (III.7) et (III.9), (III.10), on peut déduire les équations de commande telle que :

$$V_{dr} = R_r i_{dr} + \sigma L_r \frac{di_{dr}}{dt} + \frac{M}{L_s} V_{ds} - \sigma L_r w_r i_{qr}$$

$$V_{qr} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) i_{qr} + \sigma L_r \frac{di_{qr}}{dt} + \frac{M}{L_s} V_{qs} - \frac{M}{L_s} \phi_s w + w_r \sigma L_r i_{dr} \quad (\text{III.12})$$

$$i_{dr} = \frac{\phi_s^*}{M} \quad (\text{III.13})$$

D'après l'équation (III.8), on peut tirer w_s :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = w_s = \frac{1}{\phi_s} \left(\frac{M}{T_s} i_{qr} + V_{qs} \right) \quad (\text{III.14})$$

Et d'après l'équation (III.4), on tire le courant i_{qr} :

$$i_{qr} = \frac{C_{em}^* L_s}{pM\phi_s^*} \quad (\text{III.15})$$

III.5. La Commande vectorielle directe et indirect :

Dans la commande vectorielle directe on effectue une régulation du flux qui nécessite la connaissance de celui-ci, alors que dans la commande vectorielle indirect, on s'affranchit de la connaissance de ce flux en faisant quelque approximation [16].

III.5.1. Commande vectorielle directe

Ce mode de contrôle est ainsi appelé par ce qu'une régulation du flux statoriques ϕ_s est introduite par une boucle de contre réaction nécessitant la mesure ou l'estimation de ses variation. Dans son essence, la commande directe doit être réalisée par la mesure du flux. Cependant c'est la deuxième solution (estimation du flux statorique) qui est généralement retenue puisque la mesure du flux nécessite l'utilisation des capteurs placés dans l'entrefer de la machine, opération généralement délicate à réaliser [17].

La méthode directe a l'avantage de prendre beaucoup moins les variation de paramètres de la machine [12].

III.5.2. Commande vectorielle indirect

Comme la vitesse est mesurée, il est donc aisé de faire sa régulation par contre-réaction en utilisant un régulateur PI. La méthode indirecte est plus facile à implanter, mais elle est fortement dépendante des variations des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et à la variation de la température surtout pour la constante de temps rotorique T_r [12].

D'après les équations (III.13), (III.15) met en évidence le courant i_{dr} producteur de flux et le courant i_{qr} producteur le couple. Cela offre la possibilité de contrôler la machine.

I.5.3. Comparaison entre les commandes vectorielles directe et indirecte :

Commande vectorielle direct CVI	Commande vectorielle direct CVD
<ul style="list-style-type: none"> *Elle est simple. *Plus facile à implémenter *Elle consiste à ne pas mesurer le flux de la machine, mais à le supposer être établi en régime permanent à la valeur désirée. *Elle n'exige pas de capteurs de flux. Donc il n'y aura pas de régulation de flux. *Méthode plus attractive et plus utilisée. *Elle peut être utilisée pour le contrôle dans les basses vitesses. *Elle comporte 3 boucles de régulation. *On devra tout de même estimer θ_s pour l'utilisation de la transformation de Park à partir du flux supposé. 	<ul style="list-style-type: none"> *Exige des capteurs de flux. *Elle est un peu couteuse. *Le contrôle vectoriel direct consiste à estimer le flux (ou le mesurer) de la machine pour pouvoir le réguler. *Le choix de θ_s référence sera tel que la machine soit à la limite de la saturation et tel que le modèle linéaire reste valable. *Elle comporte 4 boucles de régulation. *Estimer θ_s pour l'utilisation de la transformation de Park. *On constate une très grande amélioration apportée sur l'établissement du couple et, en conséquence, sur la dynamique de la vitesse, par le contrôle direct du flux par rapport à ce qui est obtenu avec un contrôle indirect.

Tableau III-1 Comparaison entre les commandes vectorielles directe et indirecte

III.5.4. Bloc de dé fluxage :

Les opérations toutes vitesses caractérisant le fonctionnement de la MADA sont réalisées par un bloc de défluxage Figure. (III.3).

Ce dernier est défini par la non-linearité suivante :

En sous vitesse

$$\phi_s = \phi_{nom} \quad \text{pour} \quad |\Omega| \leq \Omega_{nom}$$

En survitesse

$$\phi_s = \phi_{nom} \frac{\Omega_{nom}}{|\Omega|} \quad \text{pour} \quad |\Omega| \geq \Omega_{nom}$$

Avec :

Ω_{nom} : vitesse nominale.

ϕ_{nom} : Flux statorique nominale.

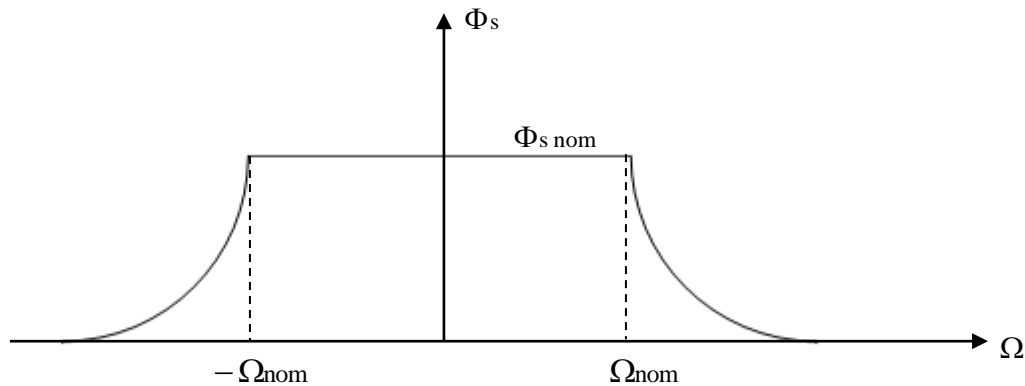


Figure III.3 profil du flux statorique de consigne (défluxage).

III.6. La régulation :

Pour réguler les courants i_{dr} et i_{qr} , on utilise deux régulateurs de type PI et une troisième régulation est éventuellement envisagée pour la régulation de la vitesse.

En règle générale, un système bouclé doit répondre rapidement aux variations de sa consigne et compenser rapidement les perturbations.

Le temps de réaction est bien entendu en relation étroite avec l'inertie propre du processus. Toutes les régulations, qui seront utilisées dans notre travail, seront de type PI dont la forme est donnée par la relation :

$$G_{PI}(s) = k_p + \frac{k_I}{s}$$

Avec :

k_p : coefficient de proportionnalité

k_I : coefficient d'intégration

Les termes (e_d^*, e_q^*) représentent les forces électromotrices de compensation que l'on doit ajouter à la sortie de chaque régulateur.

(U_d^*, U_q^*) , représentent les f.é.m. de compensation qui permettent le découplage de régulation du courant i_{dr} et le courant i_{qr} .

D'après le système d'équations (III.11), (III.12) on obtient :

$$U_d^* = R_r i_{dr} + \sigma L_r \frac{di_{dr}}{dt} \tag{III.16}$$

$$U_q^* = \left(R_r + \frac{M^2}{T_s L_s} \right) i_{qr} + \sigma L_r \frac{di_{qr}}{dt} \tag{III.17}$$

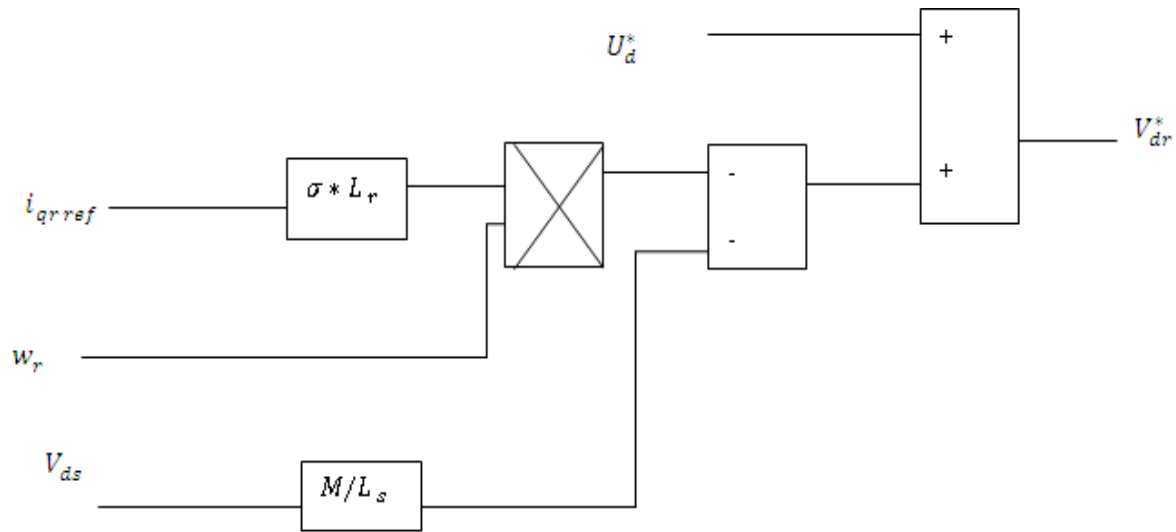
$$e_d^* = \sigma L_r w_r i_{qr} \tag{III.18}$$

$$V_{r1} = e_d - \frac{M}{L_s} V_{ds} \tag{III.19}$$

$$e_q^* = [\sigma L_r w_s - \left(\frac{M^2}{L_s} + \sigma L_r \right) w] i_{dr} \tag{III.20}$$

$$V_{r2} = e_q - \frac{M}{L_s} V_{qs} \tag{III.21}$$

Le modèle que nous allons utiliser pour la compensation est donc donné par la figure (III.4).



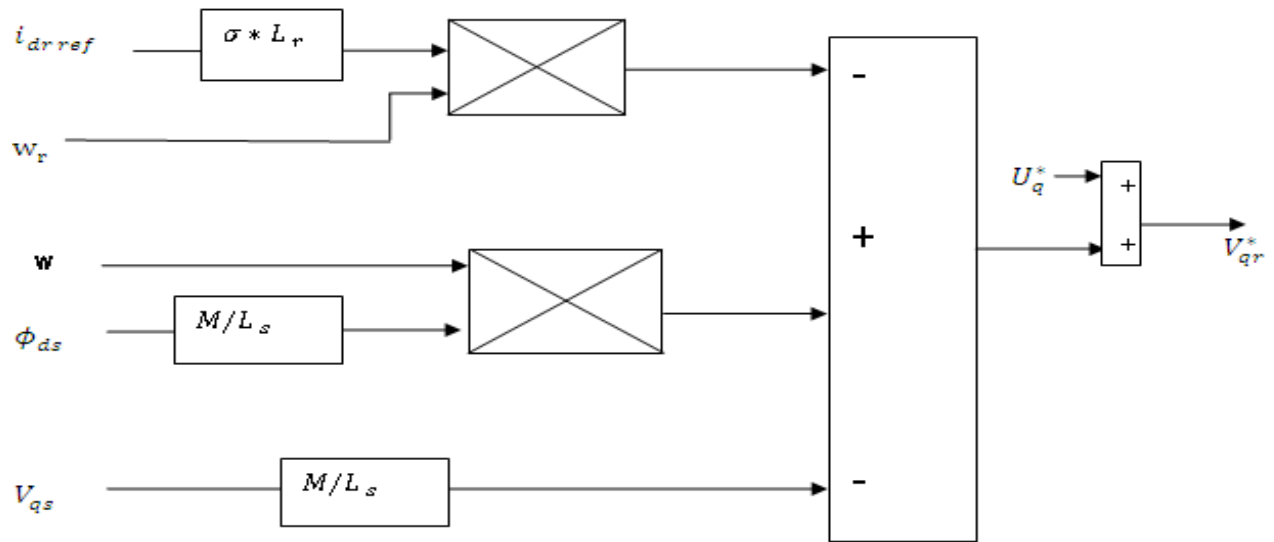


Figure III.4 schéma de compensation.

III.6.1. Calcul des régulateurs

III.6.1.1 Régulateur du courant i_{dr}

Il prend en entrée le courant i_{dr}^* de référence et sa mesure. Il agit sur la tension de référence U_{dr}^* pour réguler ce courant à une valeur constante, c'est garantir un flux statorique constant.

Le schéma bloc de la régulation du courant i_{dr}^* est représenté par la figure (III.5). La fonction de transfert est donné par l'équation suivante :

$$\frac{i_{dr}^*}{U_{dr}^*} = \frac{1}{R_r + \sigma T_r S} \tag{III.22}$$

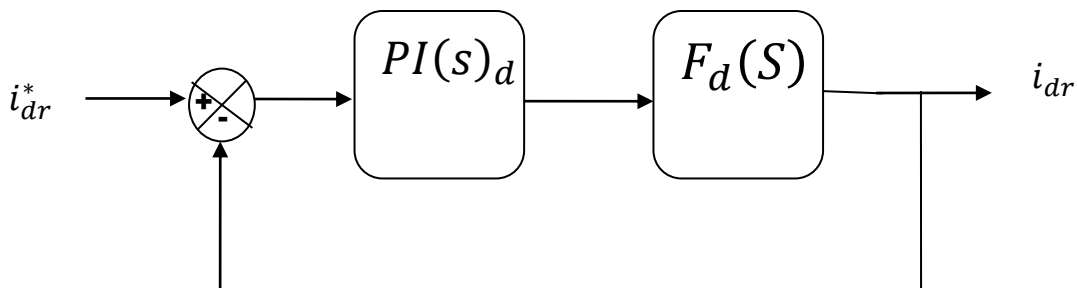


Figure III.5 schéma de régulation du courant i_{dr} .

Soi un régulateur PI de fonction de transfert :

$$PI(s)_d = k_{pd} + \frac{k_{id}}{s} \quad (III.23)$$

On aura : $F.T.B.O = F_d(S).PI(s)$ Avec: $F_d(S) = \frac{1}{1+\sigma T_r S}$

$$F.T.B.O = \frac{k_{id}}{R_r S} \left(\frac{k_{pd} S}{K_{id}} + 1 \right) \frac{1}{1+\sigma T_r S} \quad (III.24)$$

Par compensation de pole ce qui traduit par la condition :

$$\frac{k_{pd}}{K_{id}} = \sigma T_r \quad (III.25)$$

On remplace l'équation (III.24) dans l'équation(III.25):

$$F.T.B.O = \frac{k_{id}}{R_r S} \quad (III.26)$$

La fonction de transfert en boucle fermée de la figure (III.5)

$$F.T.B.F = \frac{1}{1+\frac{R_r}{k_{id}} S} = \frac{1}{1+\tau S} \quad (III.27)$$

On choisi: $\tau = \frac{R_r}{k_{id}}$ (III.28)

De l'équation (III. 25) et (III. 28) :

$$k_{id} = \frac{R_r}{\tau} \quad k_{pd} = k_{id} \sigma T_r = \frac{\sigma T_r}{\tau}$$

La constante de temps électrique de système $\tau_e = \sigma T_r = 0.0191s$,

Nous avons choisi $\tau = 0.001s$, pour avoir une dynamique du processus plus rapide.

III.6.1.2. Régulateur de i_{qr} :

Il prend en entrée le courant i_{qr}^* de référence et sa mesure. Il agit sur la tension de référence U_{qr}^* pour ajuster le courant i_{qr} .

La régulation du courant i_{qr} est représentée par la figure (III.6).

La fonction de transfert est donnée par l'équation suivant :

$$\frac{i_{qr}^*}{U_{qr}^*} = \frac{1}{N + \sigma L_r S} = \frac{1/N}{1 + \frac{\sigma L_r}{N} S} \quad (\text{III.29})$$

Avec $N = R_r + \frac{M^2}{T_s L_s}$

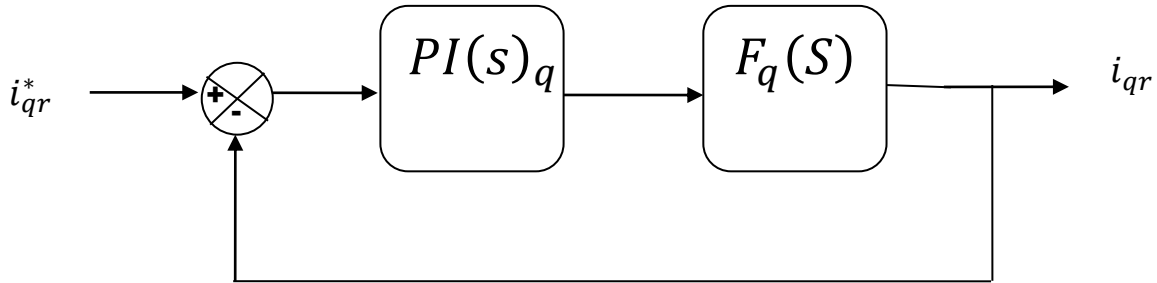


Figure III.6 schéma de régulation du courant i_{qr} .

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$F.T.B.O = F_q(S) \cdot PI(s)_q \quad \text{avec} \quad F_q(S) = \frac{1/N}{1 + \frac{\sigma L_r}{N} S}$$

$$F.T.B.O = \frac{k_{iq}}{NS} \left(\frac{k_{pq} S}{K_{iq}} + 1 \right) \frac{1}{1 + \frac{\sigma L_r}{N} S} \quad (\text{III.30})$$

Par compensation de pole ce qui traduit par la condition :

$$\frac{k_{pq}}{K_{iq}} = \sigma L_r / N \quad (\text{III.31})$$

On remplace l'équation (III.31) dans l'équation (III.30):

$$F.T.B.O = \frac{k_{iq}}{N.S} \quad (\text{III.32})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$F.T.B.F = \frac{1}{1 + \frac{N}{k_{iq}} S} = \frac{1}{1 + \tau S} \quad (\text{III.33})$$

$$\tau = \frac{N}{k_{iq}} \tag{III.34}$$

De l'équation (III.31) et (III.34):

$$k_{iq} = \frac{N}{\tau} \quad k_{iq} = \frac{\sigma L_r}{\tau}$$

La constante de temps électrique de système $\tau_e = \frac{\sigma L_r}{N} = 0.0086s$,

Nous avons choisi $\tau = 0.001s$, pour avoir une dynamique du processus plus rapide.

III.6.1.3 Calcul de Régulation de vitesse :

Il prend en entrée la vitesse de référence et la vitesse mesurée. Il agit sur le couple pour régler la vitesse.

La figure (III.7) illustre le système de régulation de vitesse

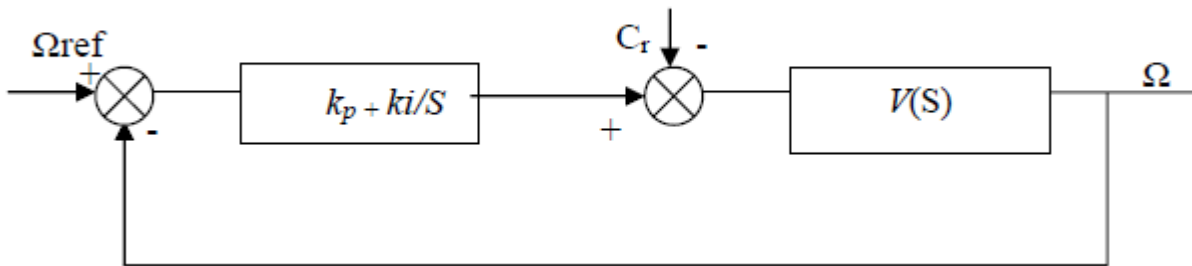


Figure III.7 Schéma de régulation de vitesse.

Avec $V(s) = \frac{1}{Js+f}$

On a : $k_p + \frac{k_i}{s} = k_i \frac{1+\tau s}{s}$, $\tau = \frac{k_p}{k_i}$ (III.35)

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega(s)_{ref}} = \frac{1}{\frac{J}{k_i}s^2 + \tau s + 1}$$

En comparant l'équation caractéristique de la fonction de transfert avec la forme standard on obtient :

$$\frac{J}{k_i} = w_0^2 \quad \tau = \frac{2\xi}{w_0}$$

Avec ξ : coefficient de d'amortissement

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

$$k_i = \frac{4J}{\tau^2} \quad , \quad k_p = k_i \tau$$

On peut utiliser un filtre d'équation $\frac{1}{1+\tau s}$ pour éliminer les dépassements qui apparaissent dans la vitesse w_r .

Pour $\xi = 0.9682$ et $w_0 = 23.493 \text{ rad/s}$ ce qui donne :

$$k_{i\Omega} = 12.0056 \quad k_{p\Omega} = 0.4502$$

III.6.2. Régulateur de flux statorique :

De l'équation (III.7) nous avons ($V_{ds}=0$)

$$\frac{\phi_{ds}}{i_{dr}} = \frac{M}{1+sT_s} \tag{III.36}$$

Le schéma de la boucle de régulation du flux est donné par la figure (III.8)

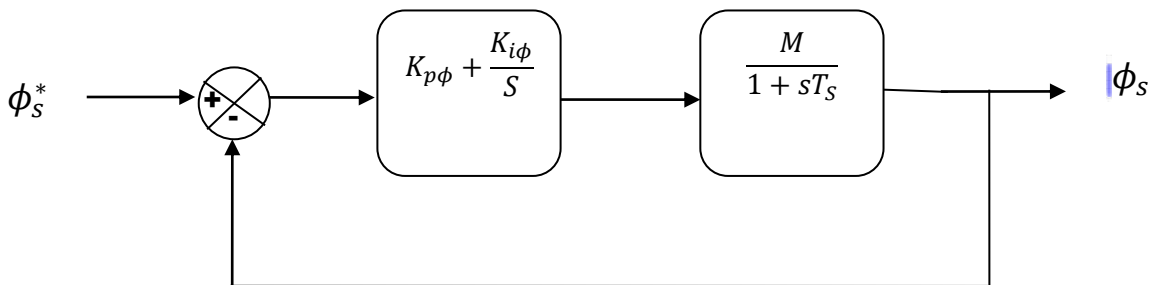


Figure III.8 Schéma de régulation du flux statoriques.

La compensation de pole donne

$$\frac{K_{p\phi}}{K_{i\phi}} = T_s \tag{III.37}$$

$$F.T.B.F = \frac{1}{1 + \frac{1}{Mk_{i\phi}}S} = \frac{1}{1 + \tau S} \tag{III.38}$$

$$\frac{1}{Mk_{i\phi}} = \tau \implies k_{i\phi} = \frac{1}{M\tau} \tag{III.39}$$

On remplace (III. 37) dans(III. 39) :

$$k_{p\phi} = \frac{T_s}{M\tau} \tag{III.40}$$

$$\begin{cases} k_{i\phi} = \frac{1}{M\tau} \\ k_{p\phi} = \frac{T_s}{M\tau} \end{cases}$$

III.7. Schéma de simulation :

La figure (III.9) représente la structure sous MATLAB/SIMILINK de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux statorique d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA) avec onduleur alimente le rotor où le stator est alimenté au réseau.

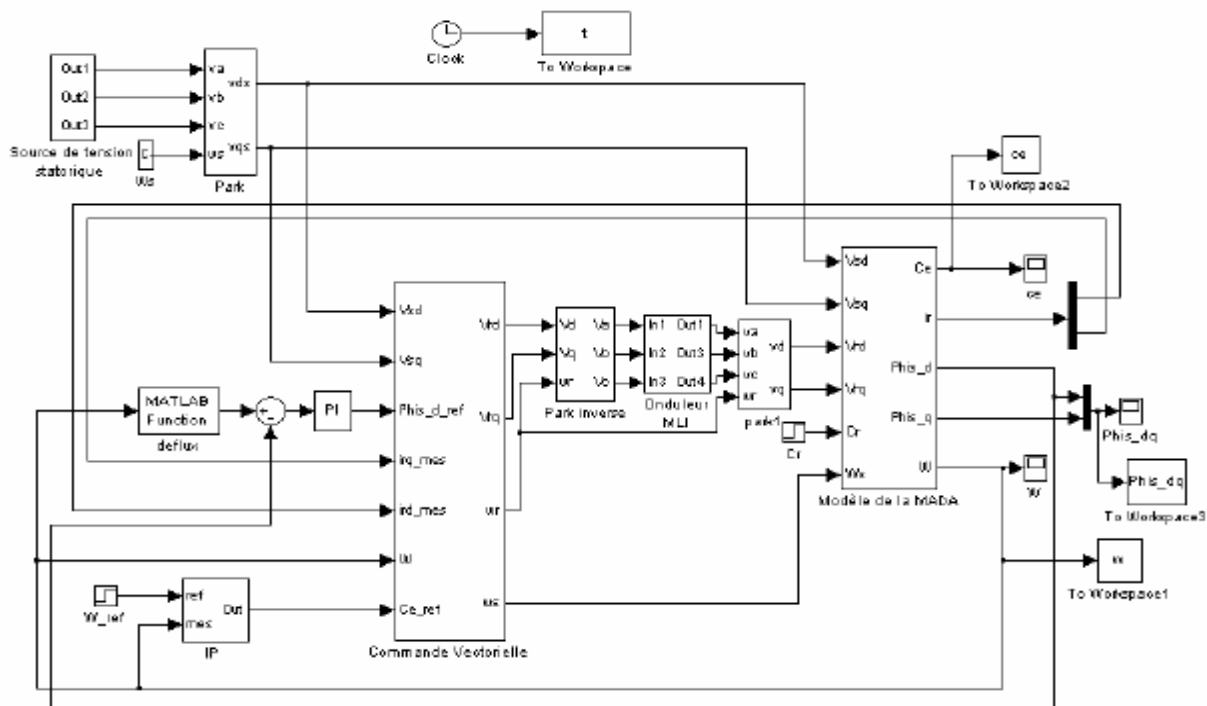


Figure III.9 Schéma bloc de la commande vectorielle directe de la MADA avec MLI.

III.8. Résultats de simulation :

Les figures suivantes représentent la réponse de système (vitesse, couple, flux et courant).

III.8.1. Test de robustesse pour variation de charge :

D'après les figures (III.10) on remarque que le système répond directement au test de variation de la charge. Le maintien du découplage existe, les variables couple, courant, flux répondent avec succès à ce type de test. Le couple et la vitesse suivent parfaitement la consigne sans aucune erreur statique.

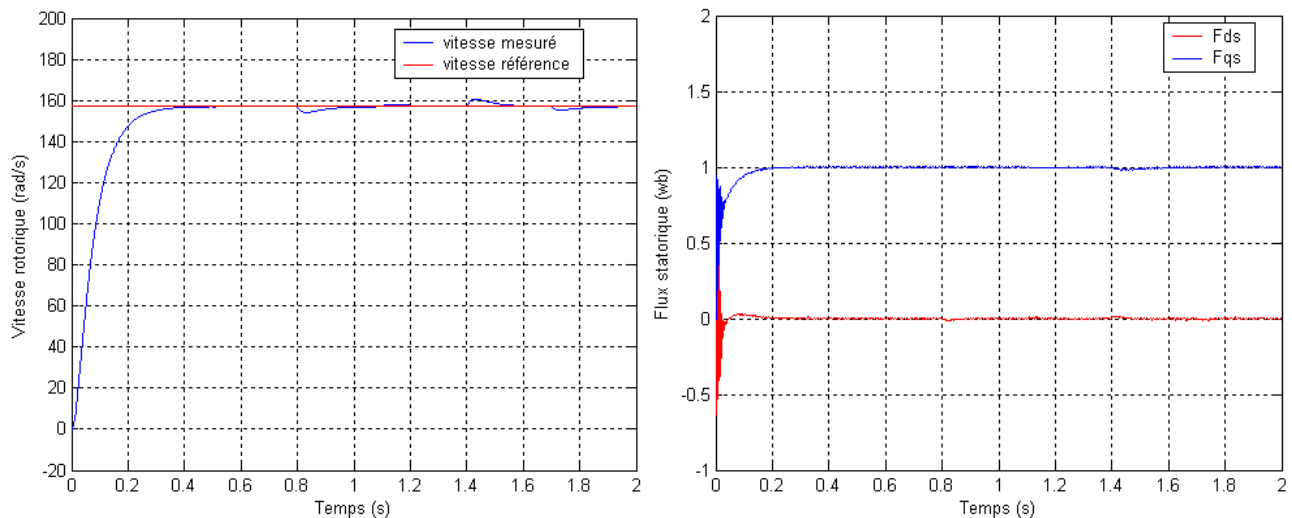
III.8.2. Réglage de la vitesse par l'inversion de la consigne :

La figure (III.11) représente la robustesse de la MADA lors de l'inversion de la vitesse de référence à l'instant $t = 1$ s.

III.8.3. Test de robustesse pour variation de la résistance rotorique :

Dans ce cas on va étudier la variation de la résistance rotorique.

D'après la figure (III.12) on remarque lorsque la résistance rotorique augmente, la vitesse de rotation est obtenue sans dépassement, alors on dit que la variation de la résistance rotorique n'influe pas sur cette commande.



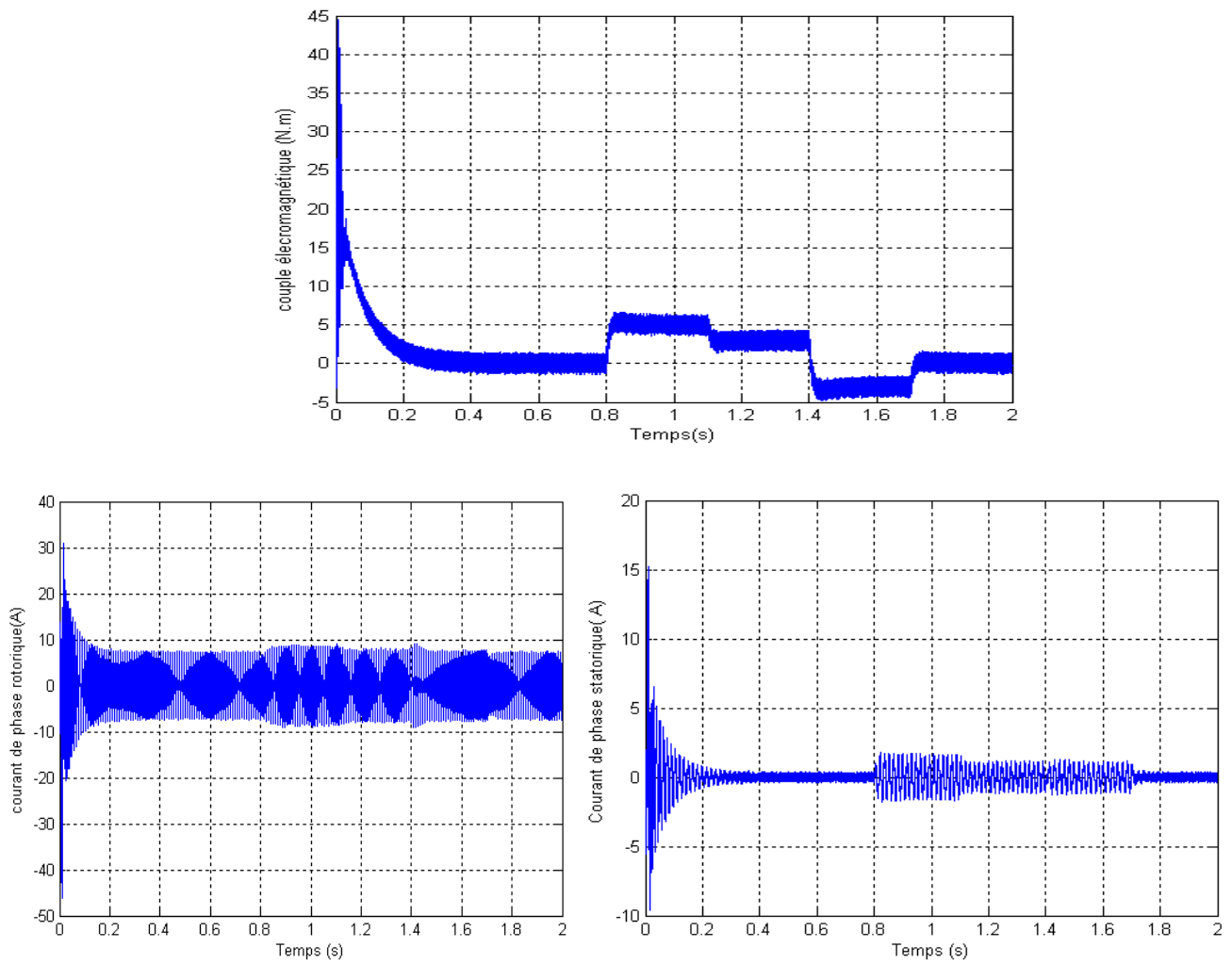
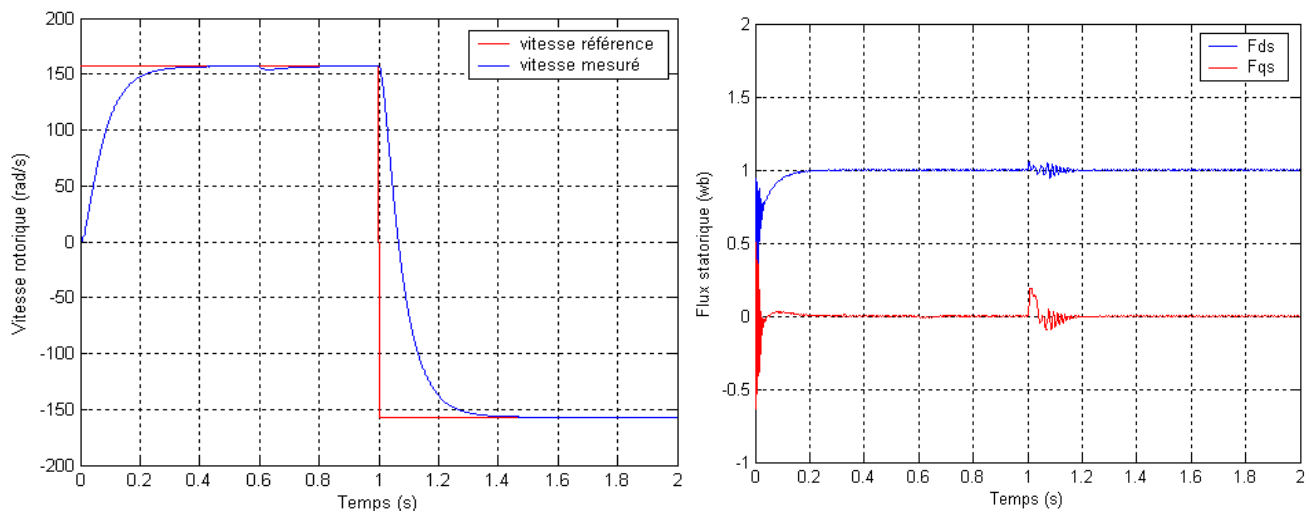


Figure (III.10) Résultats de simulation lors du démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge.



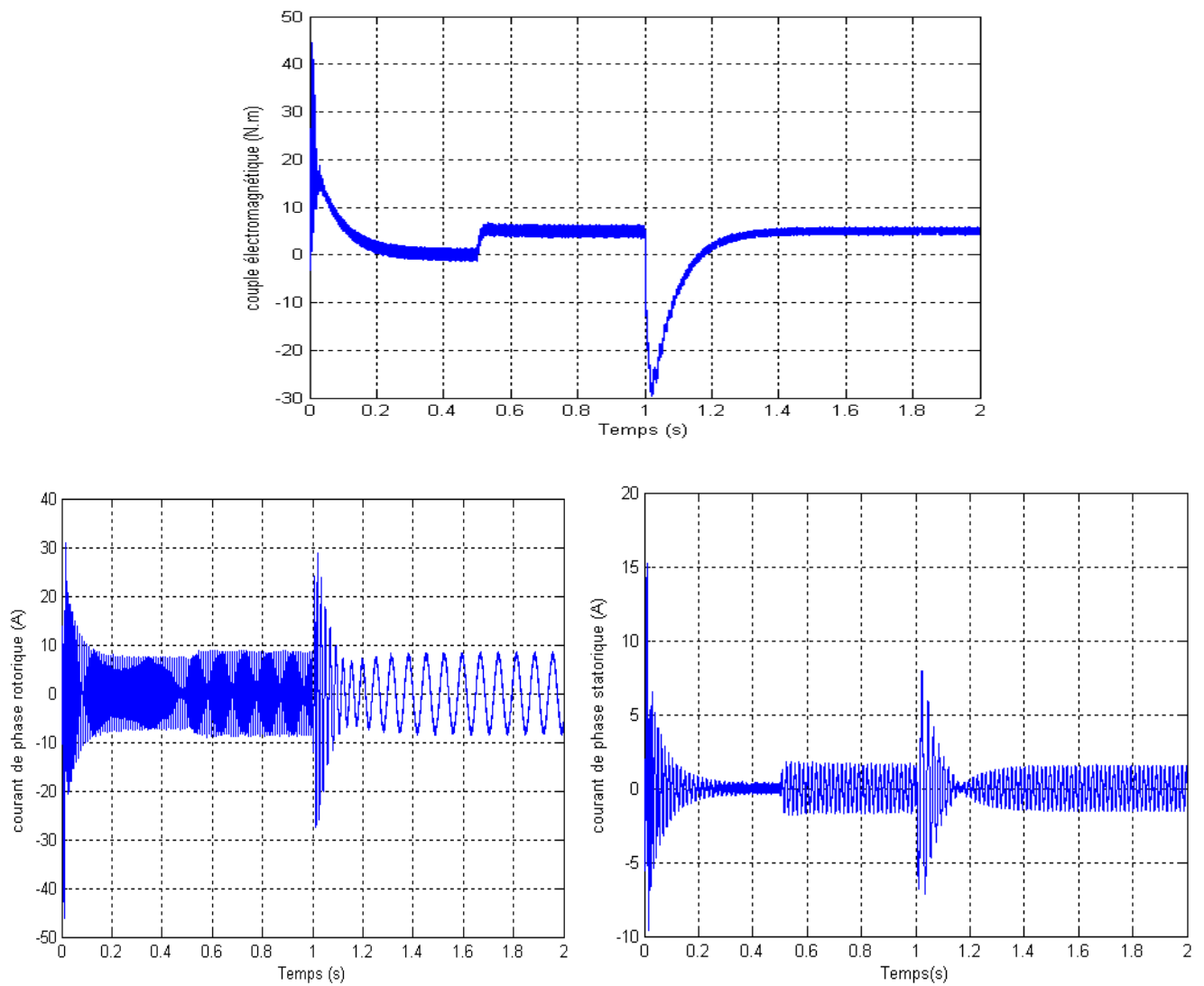
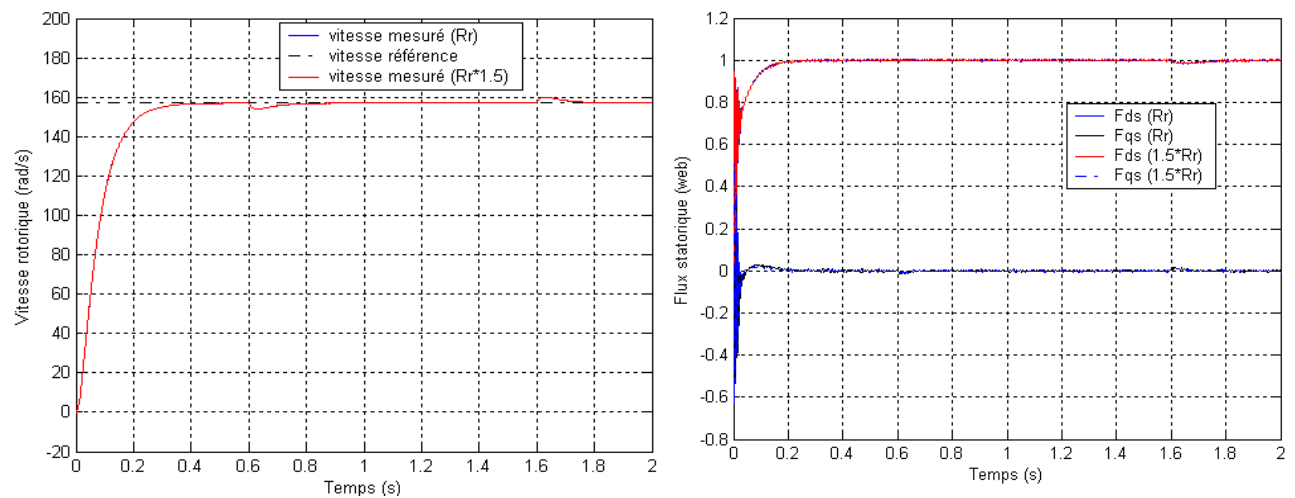


Figure. (III.11) Réponse de système lors de l'inversion du sens de rotation.



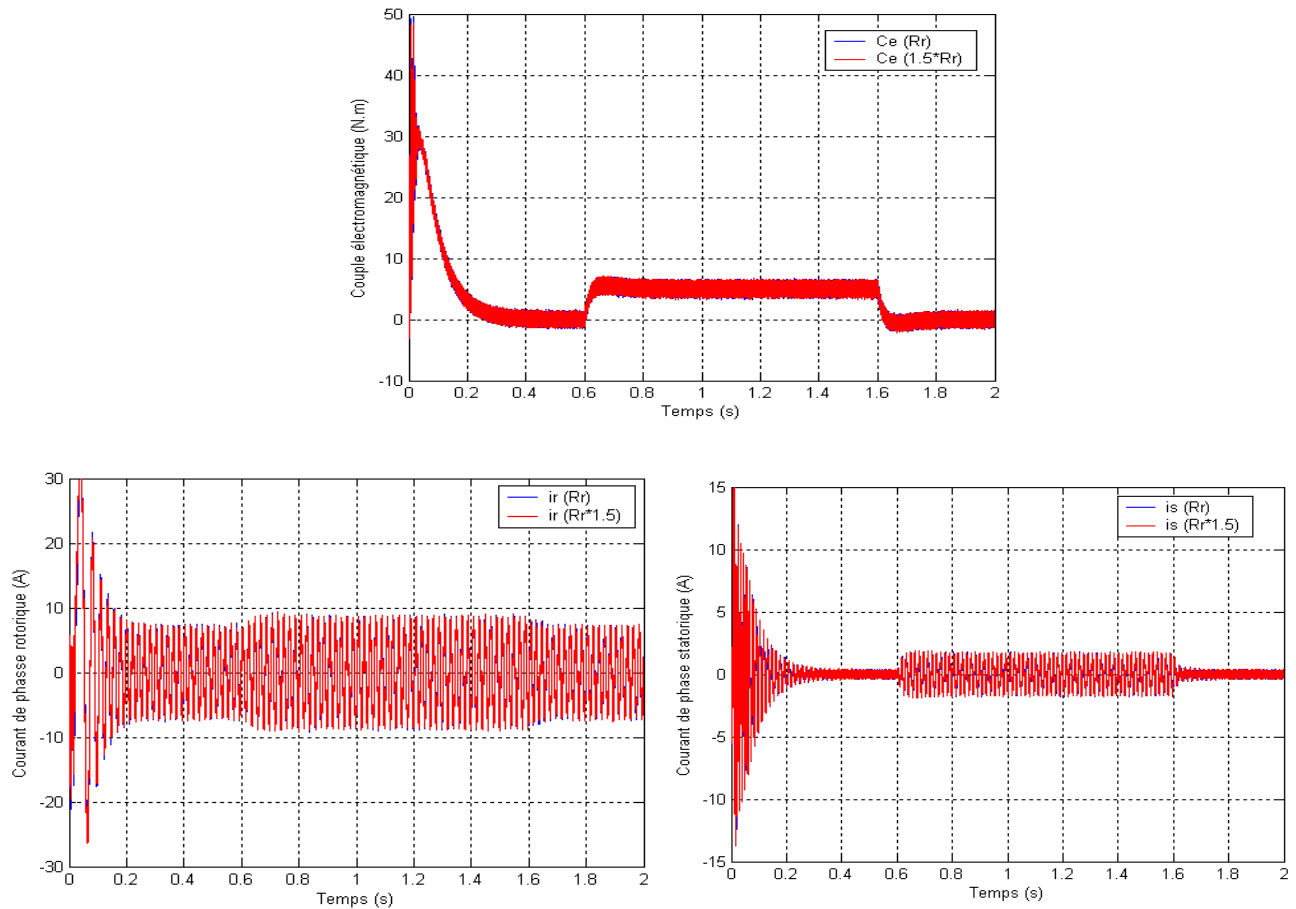


Figure (III.12) Résultats de simulation de la MADA vis-à-vis la variation de la résistance rotorique.

III.10. Conclusion :

La méthode du flux orienté appliquée depuis quelques années à la machine asynchrone à double alimentation reste la méthode la plus répondeue. En effet, celle-ci nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi de découpler la régulation du couple et celle du flux.

De plus, afin d'estimer 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.

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

Or, il existe des commandes ou des régulateurs modernes qui s'adaptent mieux avec ces exigences et qui sont très sensibles et très robustes.

Notre prochain chapitre est consacré à l'étude d'une commande par mode de glissement.

IV.1 Introduction :

Dans la conception des systèmes automatiques, on cherche toujours à améliorer les performances dynamiques et à minimiser le temps de réponse.

Les algorithmes de commande classiques par exemple à action proportionnelle intégrale peuvent s'avérer suffisants si les exigences sur la précision et les performances des systèmes ne sont pas trop strictes .néanmoins, dans le cas contraire et particulièrement lorsque la partie commandé est soumise à des fortes non linéarités et à des variations temporelles, il faut concevoir des algorithmes de commande assurant la robustesse du comportement du processus vis-à-vis des incertitudes sur les paramètres et leurs variations [3].

Nous avons ici adopté la technique de réglage par mode de glissement, celle-ci repose sur la théorie des systèmes à structure variable.

IV.2 Généralités sur la théorie du contrôle par mode de glissement :

Dans les systèmes à structure variable utilisant la commande par mode de glissement, on peut trouver trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes. La première correspond `a la structure la plus simple où la commutation à lieu au niveau de l'organe de commande lui-même.

On l'appellera, structure par commutation au niveau de l'organe de commande. La deuxième structure fait intervenir la commutation au niveau d'une contre-réaction d'état. Et enfin, la dernière structure est une structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la "commande équivalente". Cette dernière structure est retenue pour la suite de notre étude [18].

IV.2.1 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande :

Le schéma d'une structure par commutation au niveau de l'organe de commande est donné sur la figure IV.1. Cette structure de commande est la plus classique et la plus usitée.

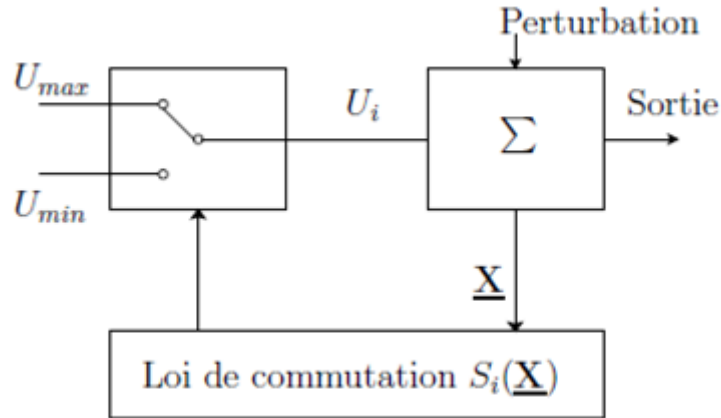


Figure IV.1: Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande

Elle correspond au fonctionnement tout ou rien des interrupteurs de puissance associés dans une grande majorité d'application aux variateurs de vitesse [20], [19].

IV.2.2 Structure par commutation au niveau d'une contre-réaction d'état :

Nous pourrions consulter le schéma d'une telle structure sur la figure IV.2. D'après les études menées précédemment [21], c'est la structure la moins exigeante au niveau de la sollicitation de la commande. Elle a été mise en œuvre

Dans la commande de moteurs à courant continu et à aimants permanents, ainsi que dans la commande de machines à induction. Un ouvrage a été consacré à ce type de commande [21]. Elle s'appuie sur la commande par contre réaction d'état classique ou le réglage de la dynamique du système est réalisée par les gains de réglage. La non linéarité provient de la commutation entre les gains donc on crée une commutation au niveau de la dynamique du système.

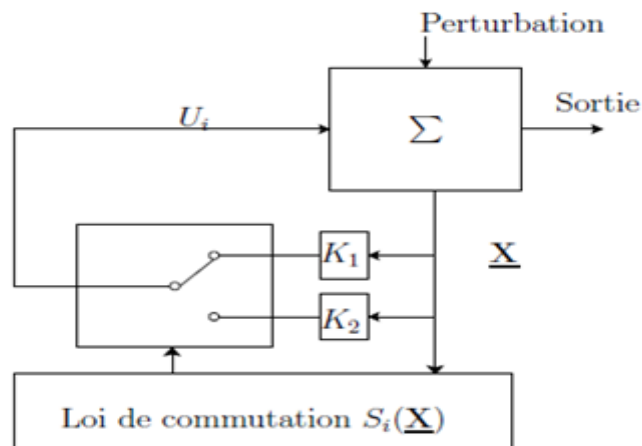


Figure IV.2: Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état

IV.2.3 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande, avec ajout de la commande équivalente :

Une telle structure dont le principe est montrée sur la figure IV.3, présente un réel avantage. Elle permet de prépositionner l'état futur du système grâce à la commande équivalente qui n'est rien d'autre que la valeur désirée du système en régime permanent. L'organe de commande est beaucoup moins sollicité, mais on est plus dépendant des variations paramétriques du fait de l'expression de cette commande équivalente.

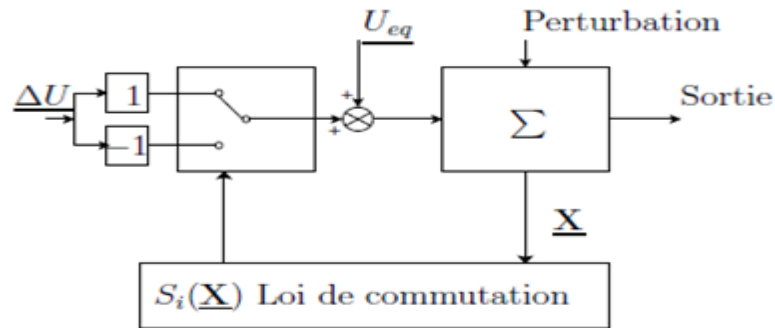


Figure IV.3: Structure de régulation par ajout de la commande équivalente

Nous avons choisi de baser notre étude sur ce type de configuration de la commande, pour plusieurs raisons :

- une telle structure, de par sa constitution, est très simple et permet de moins solliciter la commande. Il nous semble en effet naturel d'ajouter la commande positionner le système dans un état désiré permanent et stable, et de jouer ensuite sur le terme de commutation pour assurer la convergence vers cet état et pour y rester ensuite. Cette méthode de commande a déjà été abordée dans les travaux antérieurs [22] et [23]. Les auteurs mentionnent des résultats très satisfaisants pour des applications robotiques ainsi que des applications utilisant des machines à induction.
- nous avons voulu placer notre étude dans un cas original en utilisant une structure peu connue et peu usitée.

IV.3 Objectif de la commande par mode de glissement:

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

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

IV.4 Principe de la commande par mode de glissement

IV.4.1 Base mathématique de la commande par mode de glissement :

La modélisation mathématique de la commande à structure variable (formalisation dans le contexte de la théorie des équations différentielles) conduit à des équations différentielles de la forme [23]

$$\frac{dx}{dt} = f(x, t) + g(x, t)u \tag{IV.1}$$

Où

x : Vecteur d'état $\in R^n$

F : (Vecteur de fonctions de x et t) $\in R^n$.

g : (Matrice de fonctions de x et t) $\in R^{nm}$

U : (Vecteur commande) $\in R^n$.

La surface s peut s'écrire comme : $S(x) = [S_1(x) \quad S_m(x)]^T$

Après la conception de la surface S , le vecteur commande. $u = [u_1 \quad u_m]^T$

Dont chaque composante (u_i) subit une discontinuité sur S , est donnée par

$$u_i \begin{cases} u_i^+ & \text{si } S_i(x, t) > 0 \\ u_i^- & \text{si } S_i(x, t) < 0 \end{cases} \tag{IV.2}$$

$i = 1 \dots m$.

L'équation (IV.2) nous montre que le changement de vecteur du commande (u) dépend du signe de la surface s à x et t , la surface ($S(x, t) = 0$) s'appelle surface de commutation, et la commande est indéterminée sur cette surface. Pour une surface de commutation fermée, les vecteurs de commande (u) sont choisies de telle sorte que les vecteurs tangents de chaque point de la trajectoire d'état se dirigent vers cette surface tel que l'état est commande pour se maintenir sur la surface ($S(x, t) = 0$). Enfin des régulateurs en boucle fermée se résultent dans ces systèmes discontinus [18].

IV.4.2 Conception de la commande par mode de glissement :

Les avantages de la commande par mode de glissement sont importantes et multiples : tel que la haute précision, la bonne stabilité, la simplicité d'implantation, l'invariance...etc. Et ceci lui permet d'être particulièrement adaptée pour les systèmes ayant un modèle imprécis.

Souvent, il est préférable de spécifier la dynamique du système durant le mode de convergence. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur comporte deux parties : une partie continue représentant la dynamique de système durant le mode de glissement, et une autre discontinue représentant la dynamique de système durant le mode de convergence.

Cette dernière est importante dans la commande non linéaire, car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécisions et des perturbations sur le modèle. La conception de la commande peut être effectuée en trois étapes principales très dépendantes l'une de l'autre:

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

IV.4.2.1 Choix de la surface :

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leur forme. En fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivant [3] :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \\ y = C^t x, \quad y \in R^m \end{cases} \quad (\text{IV.3})$$

Il faut choisir « m » surfaces de glissement pour un vecteur y de dimension « m ». En ce qui concerne la forme de la surface, deux possibilités se présentent ; soit dans le plan de phase ou dans l'espace d'état. Dans ce dernier cas, on trouve la méthode dite «loi de commutation par contre réaction d'état», Celle-ci utilise les concepts du réglage par contre réaction d'état pour synthétiser la loi de commutation. Son inconvénient majeur réside dans le fait qu'elle présente une réponse transitoire lente et de conception très difficile [3].

Dans le cas du traitement dans l'espace de phase, la fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase. Ainsi, la surface $S(x)$ représente le comportement dynamique désiré du système. **J. J. Slotine** propose

une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{n-1} e(x) \quad (\text{IV.4})$$

Avec :

$e(x)$: L'écart de la variable à régler, $e(x) = x_{réf} - x$.

λ_x : Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

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

Pour $n = 1$ $S(x) = e(x)$.

Pour $n = 2$ $S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x)$.

Pour $n = 3$ $S(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$.

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

En d'autre terme, la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder $S(x)$ à zéro .Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de

l'écart en respectant la condition de convergence .La linéarisation exacte de l'écart a pour but de forcer la dynamique de l'écart (référence – sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre « n ».[24]

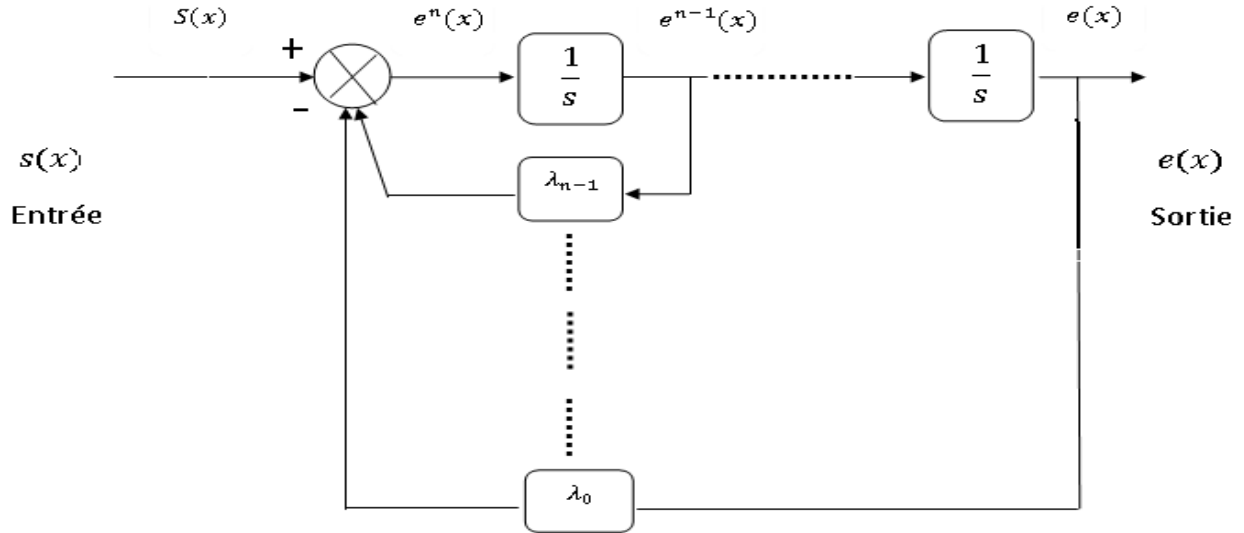


Figure IV.4 : Linéarisation exacte de l'écart

IV.4.2.2 Conditions de convergence :

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

IV.4.2.2.1 Fonction directe de commutation :

Elle est proposée et étudiée par EMILYANOV et UTKIN .Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par [3] :

$$\dot{S}(x).S(x) < 0$$

IV.4.2.2.2 Fonction de LYAPUNOV :

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commutation qui fera décroître cette fonction (i.e. $\dot{V}(x) < 0$) .Cette fonction est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires [24].

En définissant la fonction de Lyapunov par :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \tag{IV.5}$$

Et sa dérivée par :

$$\dot{V}(x) = \dot{S}(x).S(x) \quad (\text{IV.6})$$

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

$$\dot{S}(x).S(x) < 0 \quad (\text{IV.7})$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par $S^2(x)$, diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux côtés (Figure IV.5). Cette condition suppose un régime glissant idéal.

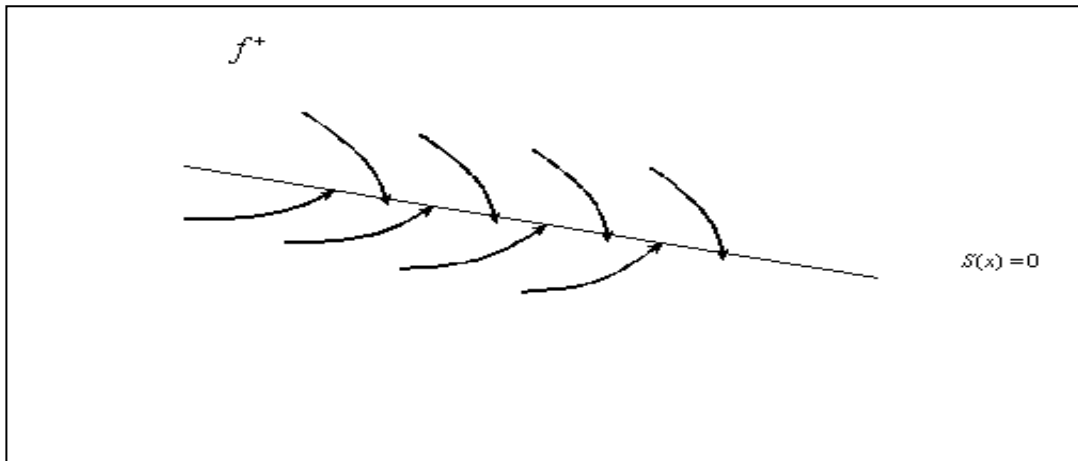


Figure IV.5 : Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement.

IV.4.3 Calcul de la commande :

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

Une des hypothèses essentielles dans la conception des systèmes à structure variable contrôlés par les modes glissants, est que la commande doit commuter entre u_{max} et u_{min} instantanément (fréquence infinie), en fonction du signe de la surface de glissement (Figure IV.6) Dans ce cas, des oscillations de très haute fréquence appelées « *broutement* » ou « *Chattering* » apparaissent dans le mode de glissement [3].

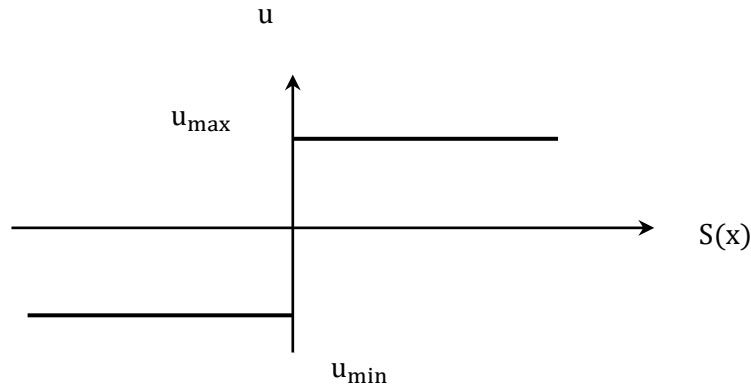


Figure IV.6 : Commande appliquée aux systèmes à structure variable.

IV.4.3.1 Définition des grandeurs de commande :

Comme il a été vu précédemment, la surface de glissement se détermine en fonction du système et des performances désirées, indépendamment de la commande, et l'obtention du régime glissant supposerait la commande discontinue. De ce fait, si cette commande est indispensable, elle n'empêche nullement, au contraire, qu'une partie continue lui soit adjointe pour diminuer l'amplitude de la discontinuité.

Par conséquent, la structure d'un contrôleur comporte deux parties; une première concernant la linéarisation exacte et une deuxième stabilisante. Cette dernière est très importante dans la technique de commande par modes de glissement, car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures [3]

Nous posons donc :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_n(t) \quad (IV.8)$$

$u_{eq}(t)$ Correspond à la commande équivalente proposée par Filipov et Utkin. Cette commande est considérée comme la plus directe et la plus simple.

Elle est calculée en reconnaissant que le comportement du système durant le mode de glissement est décrit par : $\dot{S}(x) = 0$

$u_n(t)$ Est un terme introduit pour satisfaire la condition de convergence $\dot{S}(t)S(t) < 0$

Il détermine ainsi le comportement dynamique du système durant le mode de convergence, donc pour garantir l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement et il est donné par :

$$\dot{S}(t) = u_n(t)$$

La commande équivalente peut être interprétée comme la valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre u_{max} et u_{min} [24].

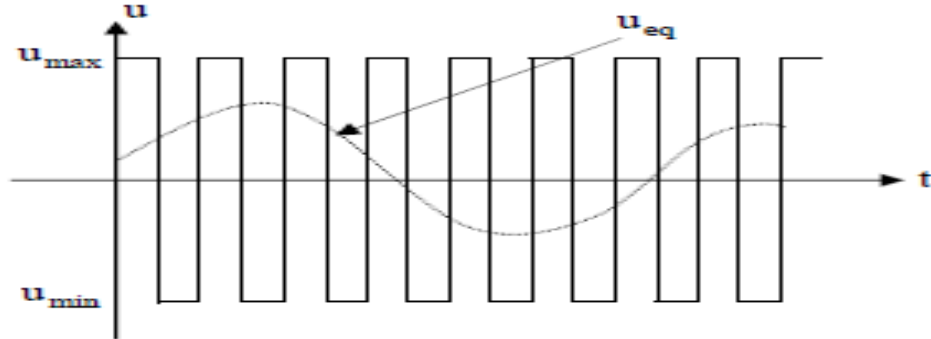


Figure IV.7 : La valeur continue prise u_{eq} par la commande lors de la commutation entre u_{max} et u_{min} .

IV.4.3.2 Synthèse de la loi de commande :

Considérons le système linéaire en commande défini par :

$$\dot{x} = f(x, t) + B(x, t)u$$

$$u_i \begin{cases} u_i^+ & \text{si } S_i(x, t) > 0 \\ u_i^- & \text{si } S_i(x, t) < 0 \end{cases} \quad u \in R^n \tag{IV.9}$$

où $s(t)_i$ est la $i^{\text{ème}}$ composante de la fonction de commutation vectorielle $S(t)$.

Supposons que le comportement en mode glissant existe sur la surface de glissement $S(x, t)$ et essayons de trouver la commande continue telle que, à partir de la position initiale du vecteur d'état sur la région $(S(S(t_0), t_0))$, la dérivée du vecteur $S(x, t)$ demeure nulle :

$$\dot{S}(x, t) = \frac{\partial S}{\partial x} \dot{x} \frac{\partial S}{\partial t} = 0 \tag{IV.10}$$

Supposons que la solution de l'équation (IV.3) respectant u existe et notée u_{eq} .

En remplaçant \dot{x} par sa valeur, on trouve :

$$\frac{\partial S}{\partial x} (f(x, t) + B(x, t)u) + \frac{\partial S}{\partial t} = 0 \tag{IV.11}$$

En supposant que $\frac{\partial S}{\partial x} B(x, t)$ est inversible on a :

$$u_{eq} = -(GB)^{-1} \left(\frac{\partial S}{\partial x} + Gf(x, t) \right) \quad (IV.12)$$

$$\text{avec } G = \frac{\partial S}{\partial x}$$

La trajectoire d'état en mode de glissement est obtenue par la substitution de dans l'équation (IV.3) on obtient :

$$\dot{x} = f(x, t) - B(x, t)(GB)^{-1} \left(\frac{\partial S}{\partial t} + Gf(x, t) \right) \quad (IV.13)$$

De plus, pour ces systèmes affins en commande, Utkin a montré que par rapport à la commande initialement commutant $u(x, t)$ donnée par (IV.9), la commande équivalente n'est rien d'autre que la composante basse fréquence de la commande commutant réellement appliquée au système physique [3]. Globalement le système réagit comme s'il est commandé par la commande équivalente u_{eq} .

Dans le cas général, où le système n'est pas affiné en u :

$$\dot{x} = f_{eq} = f(x, t, u_{eq}) \quad (IV.14)$$

Il n'est pas facile de résoudre analytiquement l'équation d'invariance suivante :

$$\dot{S} = \frac{\partial S}{\partial x} f(x, t, u_{eq}) + \frac{\partial S}{\partial t} = 0 \quad (IV.15)$$

IV.4.3.3 Solution de couche limite :

Cette solution connue aussi par le nom "boundary layer solution", a été proposée par Slotine et Sastry en 1983 et Slotine 1984 elle consiste à effectuer une approximation continue des discontinuités présentes dans la loi de commande au voisinage de la surface de glissement.

Supposons que la commande discontinue qui provoque le phénomène de réticence s'écrit sous la forme :

$$u(t) = -K \text{sign}(s(t))$$

K : constante positive [25]

La fonction $\text{sign}(s(t))$ est remplacée (continûment approximée), par une fonction plus lisse dans la couche limite de $s(t) = 0$. Parmi ces fonctions utilisées nous citerons la fonction de saturation:

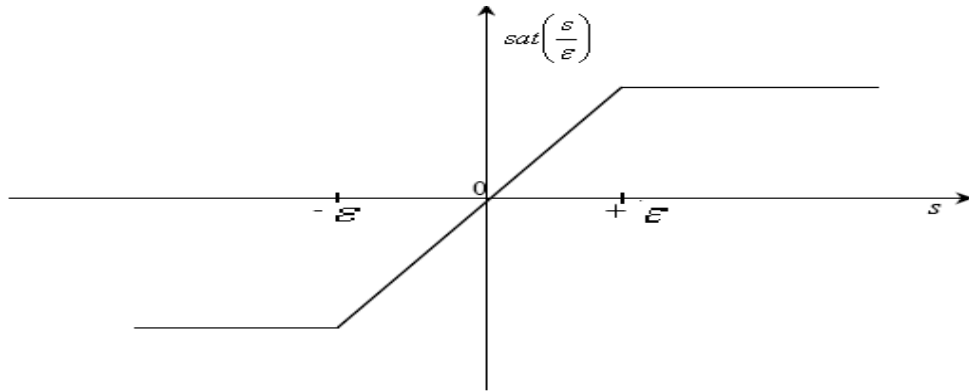


Figure IV.7 Fonction saturation (commande adoucie).

$$sat(S) \begin{cases} \frac{S}{\epsilon} & \text{si } \left| \frac{S}{\epsilon} \right| \leq 1 \\ sign(S) & \text{si } \left| \frac{S}{\epsilon} \right| > 1 \end{cases} \quad (IV.16)$$

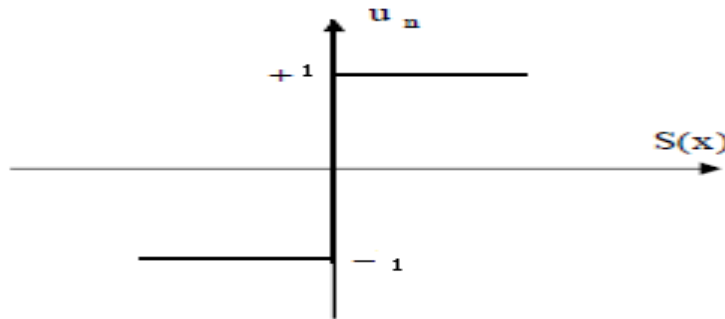


Figure IV.8 Fonction *sign* (commande de type relais).

$$sign(S) \begin{cases} +1 & \text{si } S > 0 \\ -1 & \text{si } S < 0 \end{cases} \quad (IV.17)$$

Le système ne converge plus vers la valeur désirée, mais vers un voisinage de cette dernière. Ainsi, la mise en place d'une commande continue dans une bande de la surface nécessite un compromis entre la robustesse et les performances. D'autres fonctions d'adoucissement existent telles que les fonctions $\frac{2}{\pi} \arct\left(\frac{S}{\epsilon}\right), \frac{S}{|S|+\epsilon}, \tanh\left(\frac{S}{\epsilon}\right) \dots etc$

IV.5 Application de la mode de glissement au MADA :

$$i_{dr} = \frac{\phi_s^*}{M} \quad (IV.18)$$

$$\frac{di_{dr}}{dt} = -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s T_s L_r} \right) i_{dr} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{ds} + \frac{M}{\sigma L_s T_s L_r} \phi_{ds} + (w_s - w) i_{qr} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{dr} \quad (IV.19)$$

$$\frac{di_{qr}}{dt} = -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s T_s L_r} \right) i_{qr} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{qs} + \frac{M}{\sigma L_s T_s L_r} \phi_{ds} + (w_s - w) i_{dr} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{qr} \quad (IV.20)$$

$$\frac{d\phi_{ds}}{dt} = V_{ds} + \frac{M}{T_s} i_{dr} - \frac{1}{T_s} \phi_{ds} \quad (IV.21)$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = -\frac{P.M}{J.L_s} (i_{qr} \cdot \phi_{ds}) - \frac{C_r}{J} - \frac{f}{J} \Omega \quad (IV.22)$$

IV.5.1 Surface de régulation de la vitesse :

L'erreur de vitesse est définie par :

$$e = \Omega^* - \Omega \quad (IV.23)$$

Pour n=1, l'équation diverse de commande de vitesse peut être obtenue à partir de l'équation (IV.4) comme suivant :

$$S(\Omega) = e \quad (IV.24)$$

$$\frac{dS(\Omega)}{dt} = \frac{d\Omega^*}{dt} - \frac{d\Omega}{dt} \quad (IV.25)$$

On remplace l'équation (III.20) dans l'équation (III.23) :

$$\frac{dS(\Omega)}{dt} = \frac{d\Omega^*}{dt} + \frac{P.M}{J.L_s} (i_{qr} \cdot \phi_{ds}) + \frac{C_r}{J} + \frac{f}{J} \Omega \quad (IV.26)$$

On prend :

$$i_{qr} = i_{qr\ eq} + i_{qr\ n} \quad (IV.27)$$

Pendant le mode de glissement et dans le régime permanent, on a : $S(\Omega) = 0$, $\frac{dS(\Omega)}{dt} = 0$, $i_{qr\ n} = 0$.

Alors la commande équivalente est donnée par :

$$i_{qr\ eq} = -\frac{J.L_s}{P.M.\phi_{ds}} \left(\frac{d\Omega^*}{dt} + \frac{C_r}{J} + \frac{f}{J} \Omega \right) \quad (IV.28)$$

$$i_{qr\ n} = K_{iqr} \text{sat}(S(\Omega)) \quad (IV.29)$$

Avec K_{iqr} : constant négative.

IV.5.2 Surface de régulation du flux statorique :

$$S(\phi_{ds}) = \phi_s^* - \phi_{ds} \quad (IV.30)$$

$$\frac{dS(\phi_{ds})}{dt} = \frac{d\phi_s^*}{dt} - \frac{d\phi_{ds}}{dt} \quad (IV.31)$$

On remplace l'équation (IV.19) dans l'équation (IV.29) :

$$\frac{dS(\phi_{ds})}{dt} = \frac{d\phi_s^*}{dt} - \left(V_{ds} + \frac{M}{T_s} i_{dr} - \frac{1}{T_s} \phi_{ds} \right) \quad (IV.32)$$

Le courant de commande i_{dr} est défini par :

$$i_{qr} = i_{dr \text{ eq}} + i_{dr \text{ n}} \quad (IV.33)$$

Pendant le mode de glissement et dans le régime permanent, on a : $S(\phi_{ds}) = 0$,

$$\frac{dS(\phi_{ds})}{dt} = 0, \quad i_{dr \text{ n}} = 0$$

Alors la commande équivalente est donnée par :

$$i_{dr \text{ eq}} = \left(\frac{d\phi_s^*}{dt} - V_{ds} + \frac{1}{T_s} \phi_{ds} \right) \frac{T_s}{M} \quad (IV.34)$$

$$i_{dr \text{ n}} = K_{idr} \text{ sat}(S(\Omega)) \quad (IV.35)$$

Avec K_{idr} : constant positive.

IV.5.3 Surface de régulation de courant rotorique direct avec limitation :

Afin de limiter tout les dépassements possible de courant i_{dr} , nous ajoutons un limiteur du courant défini par :

$$\lim_{i_{dr}} = \max_{i_{dr}} \text{Sat}(i_{dr}) \quad (IV.36)$$

L'erreur de courant statorique direct est définie par :

$$e = \lim_{i_{dr}} - i_{dr} \quad (IV.37)$$

Pour n=1, l'équation diverse de commande de vitesse peut être obtenue par :

$$s(i_{dr}) = \lim_{i_{dr}} - i_{dr} \quad (IV.38)$$

$$\frac{dS(i_{dr})}{dt} = \frac{d\lim i_{dr}}{dt} - \frac{di_{dr}}{dt} \quad (\text{IV.39})$$

On remplace l'équation(IV.19) dans l'équation(IV.39), on obtient :

$$\frac{dS(i_{dr})}{dt} = \frac{d\lim i_{dr}}{dt} - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s T_s L_r} \right) i_{dr} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{ds} + \frac{M}{\sigma L_s T_s L_r} \phi_{ds} + (w_s - w) i_{qr} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{dr} \quad (\text{IV.40})$$

La tension de référence de commande V_{dr}^{ref} est définie par :

$$V_{dr}^{ref} = V_{dr}^{eq} + V_{dr}^n \quad (\text{IV.41})$$

Pendant le mode de glissement et dans le régime permanent, on a :, $S(i_{dr}) = 0, \frac{dS(i_{dr})}{dt} = 0$

$$V_{dr}^n = 0$$

La commande équivalente est donnée par :

$$V_{dr}^{eq} = \left(\frac{d\lim i_{dr}}{dt} + \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s T_s L_r} \right) i_{dr} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{ds} - \frac{M}{\sigma L_s T_s L_r} \phi_{ds} - (w_s - w) i_{qr} \right) \sigma L_r \quad (\text{IV.42})$$

On remplace l'équation(IV.18) dans l'équation (IV.42)

$$V_{dr}^{eq} = \left(\frac{d\lim i_{dr}}{dt} + \frac{1}{\sigma T_r} i_{dr} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{ds} - (w_s - w) i_{qr} \right) \sigma L_r \quad (\text{IV.43})$$

$$V_{dr}^n = K_{V_{dr}} Sat(S(i_{dr})) \quad (\text{IV.44})$$

$K_{V_{dr}}$: Constant positive.

IV.6 Surface de régulation du courant rotorique quadrature avec limitation :

Afin de limiter tout le dépassement possible du courant i_{rq} , nous ajoutons aussi un limiter du courant défini par :

$$\lim i_{qr} = \max Sat(i_{qr}) \quad (\text{IV.45})$$

Pour n=1, l'équation diverse de commande de courant statorique quadrature peut être obtenue par:

$$s(i_{qr}) = \lim_{i_{qr}} - i_{qr} \quad (\text{IV.46})$$

$$\frac{ds(i_{qr})}{dt} = \frac{d\lim_{i_{qr}}}{dt} - \frac{di_{qr}}{dt} \quad (\text{IV.47})$$

En substituant l'expression i_{qr} de l'équation (IV.20) dans l'équation (IV.47), on obtient :

$$\frac{ds(i_{qr})}{dt} = \frac{d\lim_{i_{qr}}}{dt} - \left(-\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s T_s L_r} \right) i_{qr} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{qs} + \frac{M}{\sigma L_s T_s L_r} \phi_{ds} + (w_s - w) i_{dr} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{qr} \right) \quad (\text{IV.48})$$

La tension de référence de commande V_{qr}^{ref} est défini par :

$$V_{qr}^{ref} = V_{qr}^{eq} + V_{qr}^n \quad (\text{IV.49})$$

Pendant le mode glissant de dans le régime permanent on a :

$$S(i_{qr}) = 0 \quad , \quad \frac{ds(i_{qr})}{dt} = 0 \quad , \quad V_{qr}^n = 0$$

Alors la commande équivalente est donnée par :

$$V_{qr}^{eq} = \frac{d\lim_{i_{qr}}}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s T_s L_r} \right) i_{qr} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{qs} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} w_s \phi_{ds} + (w_s - w) i_{dr} \right) \sigma L_r \quad (\text{IV.50})$$

et

$$V_{qr}^n = K_{V_{qr}} \text{Sat} \left(S(i_{qr}) \right) \quad (\text{IV.51})$$

$K_{V_{qr}}$: Constant positive.

IV.7 Schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse, du flux statorique et des courant rotoriques par mode de glissement :

Le schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse, du flux statorique et des courant rotoriques par mode de glissement sur la MADA est illustré par la figure IV.9.

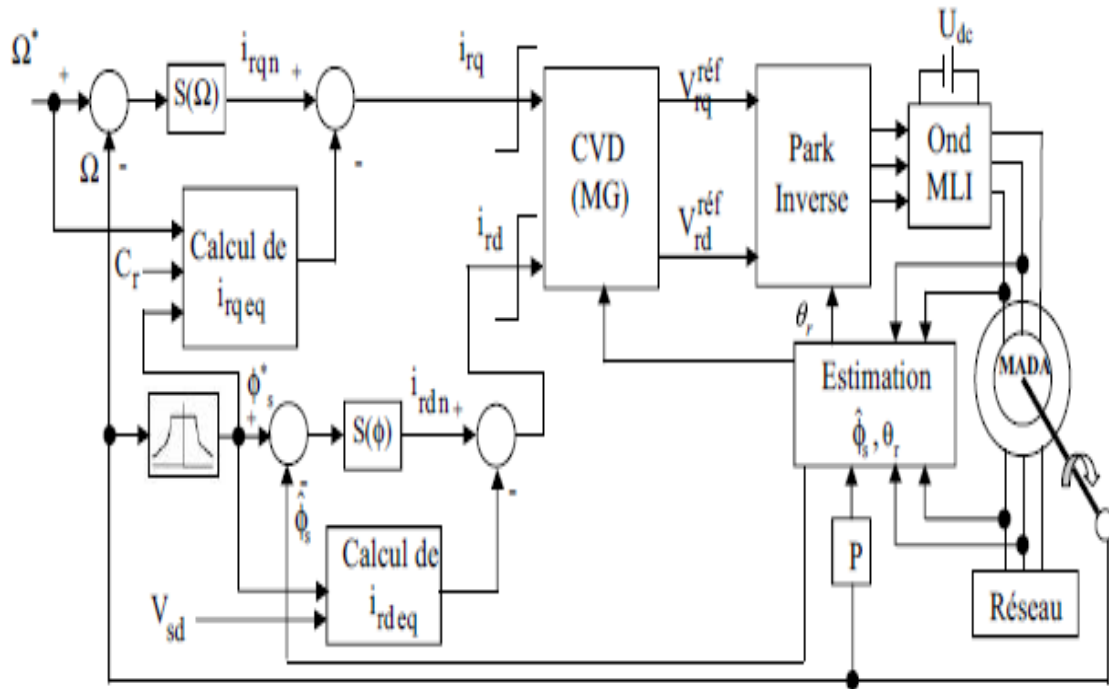


Figure IV.9 schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse du flux statorique et des courants rotoriques par mode de glissement du MADA

IV .8 Résultats de simulation :

Démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge :

La figure IV.10 représente les résultats de simulation d'un démarrage à vide de référence (157rad/s), puis un changement cyclique de différents niveaux de couple de charge qui sont appliqués au MADA par le temps comme suit :

$$Temps (sec) = [0 \ 0.8 \ 0.8 \ 1.1 \ 1.1 \ 1.4 \ 1.4 \ 1.7 \ 1.7]$$

$$Cr (N.m) = [0 \ 0 \ 5 \ 5 \ 3 \ 3 \ -3 \ -3 \ 0]$$

D'après ces résultats, on constate que la commande par mode de glissement a une meilleure régulation (précision et stabilité) de la vitesse et même du flux statorique, car l'introduction des charges n'a aucune influence sur les évolutions (stabilités de la vitesse et aussi du flux), ce qui montre bien la robustesse du régulateur par mode de glissement face à ces perturbations comparativement au régulateur PI classique.

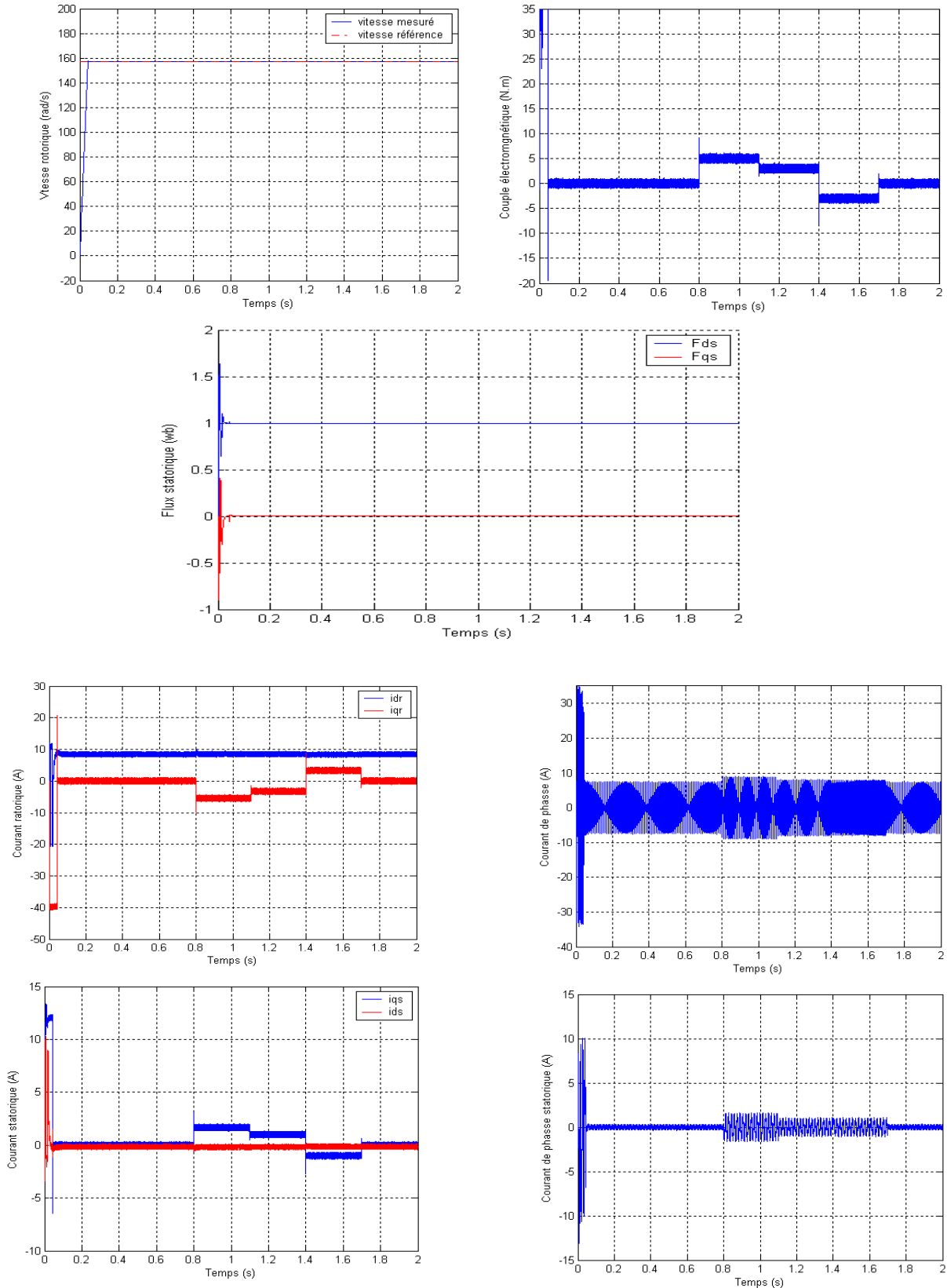


Figure IV.10 Résultats de simulation de la commande par mode de glissement lors du démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge

IV.8.2 Tests de robustesse :

IV.8.2.1 Inversion du sens de rotation :

La figure IV.11 représente l'évolution des caractéristiques du MADA avec régulation en cascade de la vitesse, du flux statorique et des courants rotoriques par le mode de glissement,

Suivi de l'inversion de vitesse de 157 à -157 rad/sec a partir de l'instant $t=1$ sec, avec un couple de charge de 5N.m appliqué à l'instant ; $t=0.6$ sec.

Cette figure montre clairement que.

Durant le régime transitoire et avant l'application de couple de charge (de $t=0$ sec à 0.6sec), les allures évoluent d'une manière identique à celle observée précédemment (figure IV.10).

Au delà de $t=0.6$ sec, on applique un couple de charge de N.m, on constate que n'aucune influence sur l'évolution de la vitesse.

A l'instant $t=1$ sec la vitesse s'inverse et atteint sa consigne négative rapidement comparativement au régulateur IP classique au bout de $t \approx 0.18$ sec sans dépassement. Cela engendre, une augmentation au niveau du courant rotorique et statorique, qui se stabilise au bout de 0.18 sec, pour redonner lieu à la forme du régime permanent ; le couple électromagnétique atteint -17 N.m au moment de l'inverse de la vitesse, qui se stabilise dès que cette dernière rejoint sa valeur de consigne négative (-157 rad/sec). Les courbes du flux statorique n'observent n'aucune influence sauf une variation négligeable pendant l'inversion de la vitesse.

Ainsi, on peut constater l'amélioration des différentes réponses dynamiques de la machine et l'efficacité de la commande par mode glissement.

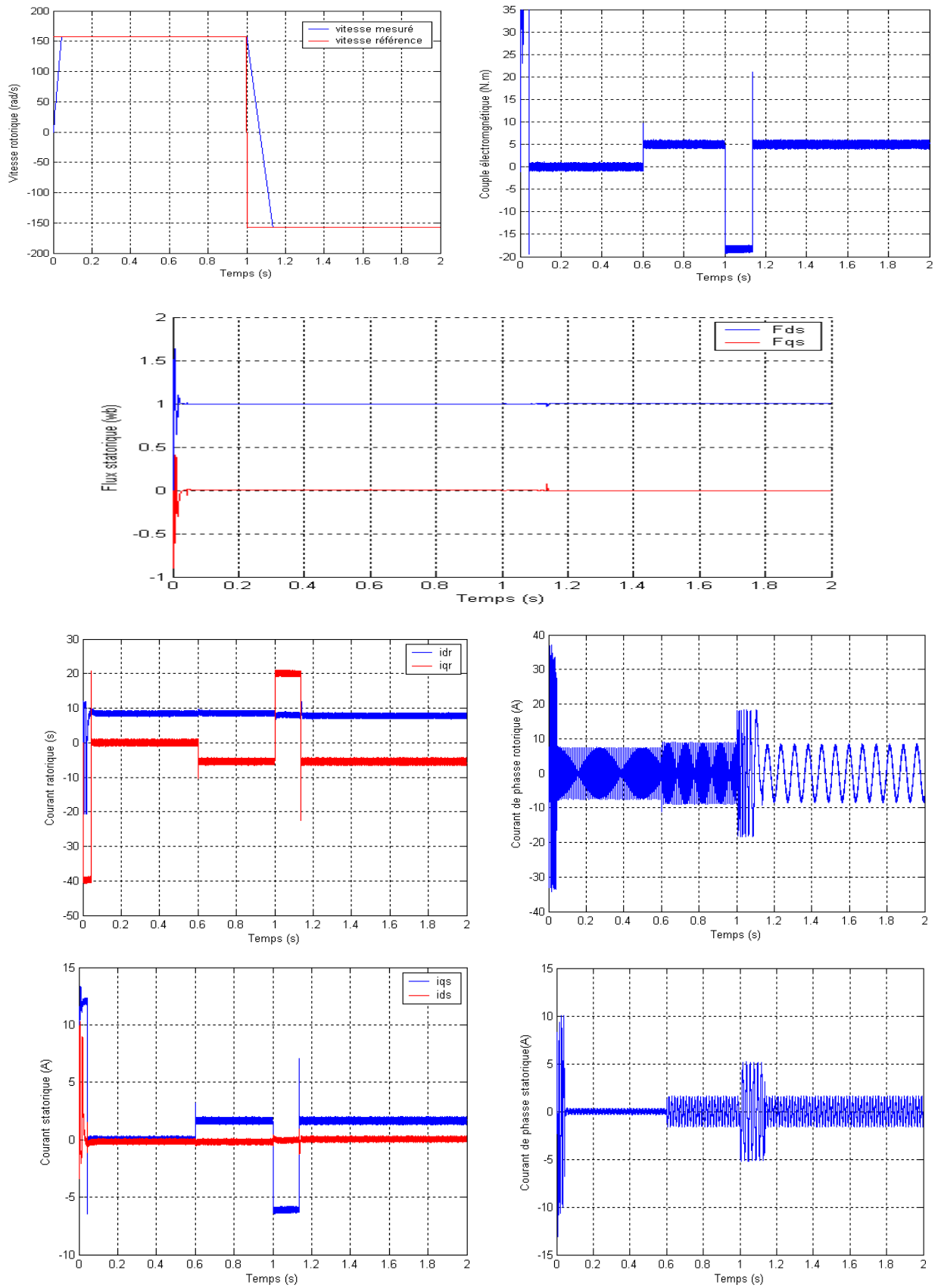
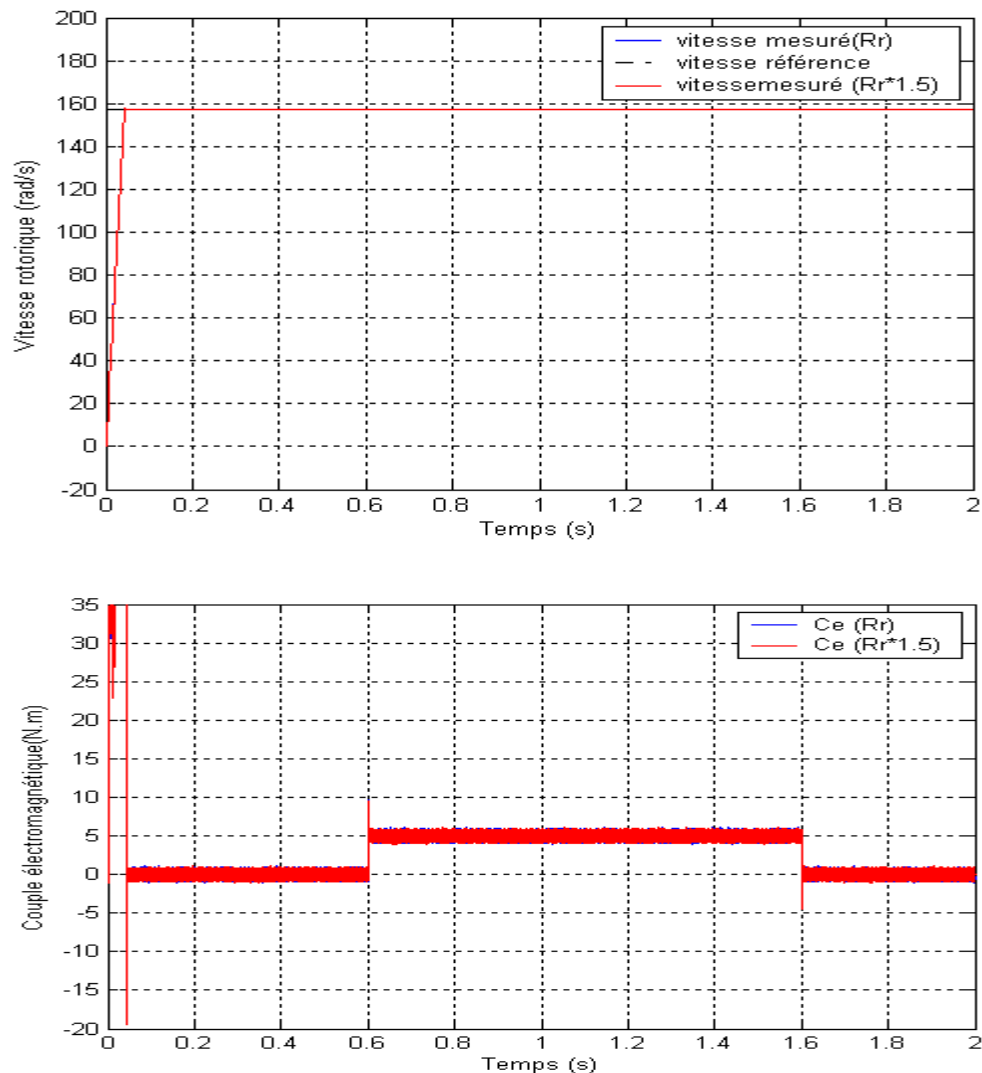


Figure IV.11 : Réponse du système lors de l'inversion du sens de rotation

IV.8.2.2 Robustesse vis-à-vis de la variation paramétrique :

Dans le but de tester la robustesse de la commande par mode de glissement vis -à-vis des variations paramétriques, on refait le même travail de simulation qui a été achevé dans le cas De réglage de vitesse par le régulateur IP classique .ces tests sont effectués au démarrage à vide suivi de l'application d'un couple de charge 5N.m dans l'intervalle de $t=0.6$ à 1.6 sec.

La figure IV.12 illustre les réponses dynamiques de la vitesse, du couple électromagnétique et des composantes du flux statorique, pour deux valeurs de la résistance rotorique (R_r et $1.5 * R_r$). D'après les résultats obtenus, on peut constater que la résistance rotorique ne provoque aucun effet indésirable au niveau de toutes les réponses dynamiques, et ceci montre la robustesse de la commande par mode de glissement face à la variation de la résistance rotorique. De plus, le découplage n'est pas affecté par cette variation. Ces mêmes remarques ont été montrées dans cas du IP classique.



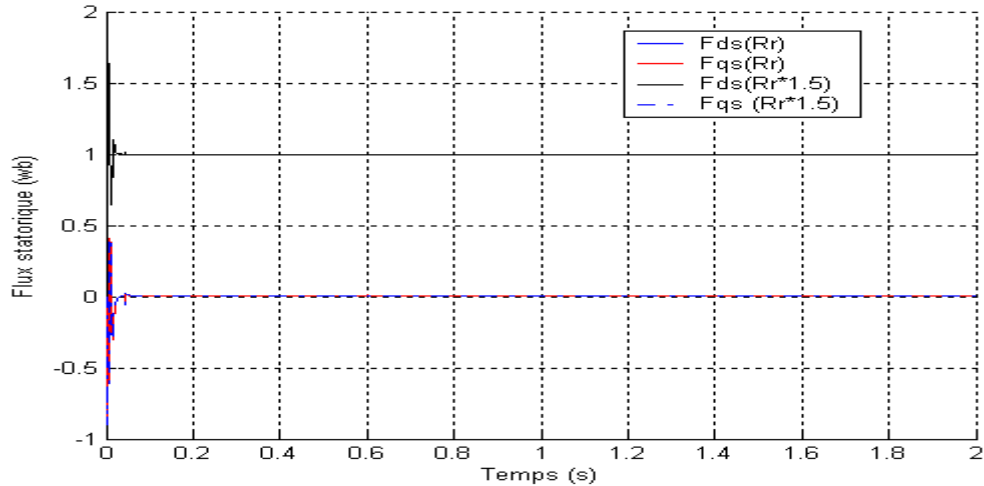


Figure IV.12. Résultats de simulation de la commande par mode de glissement de MADA vis-à-vis la variation de la résistance rotorique.

IV.9 Conclusion :

Cette partie a été consacrée à la commande par mode de glissement, les simulations ont montré les possibilités potentielles de cette stratégie de commande.

On a constaté qu'elle rejette totalement la perturbation, permet une bonne poursuite de consigne de la vitesse et pratiquement insensible aux variations paramétriques.

Les avantages de cette technique se trouvent dans le fait qu'elle utilise toute la force de la commande pour conforter les effets extérieurs et la robustesse qu'elle présente vis-à-vis des variations paramétriques, malheureusement elle sollicite très fortement l'organe de commande avec une haute fréquence (broutement ou *chattering*) qui risque d'endommager ce dernier.

Ce problème a fait l'objet de recherches pour remédier au phénomène de glissement de manière à réduire les fortes sollicitations de l'organe fournisseur de commande.

V.1 Introduction :

Ce chapitre est consacré à une étude comparative de deux structures de régulation de la MADA, et ce, dans les mêmes conditions de fonctionnement (références, charges, perturbations,...). Et dans la même configuration de simulation numérique (le pas d'échantillonnage, temps de simulation,...). La première structure utilise un régulateur classique de type PI (voir chapitre III). Quand à la seconde structure, basée sur un régulateur de mode glissant (RMG), où le principe est détaillé au chapitre quatre. L'analyse de cette étude comparative est effectuée sur les différents schémas blocs de la MADA qui sont présentés précédemment.

Le but de cette étude est de valider avec une simulation numérique la robustesse de la technique de réglage par mode de glissement.

V.2 Comparaison au niveau de la variation de la charge :

La figure (V.1) représente la vitesse, le couple, le flux et les courants statoriques dans le cas de la machine asynchrone à double alimentation pour une référence de vitesse (157 rad/s).

Puis un changement cyclique de différents niveaux de la charge comme suit :

Temps (sec)= [0 0.8 0.8 1.1 1.1 1.4 1.4 1.7 1.7] ;

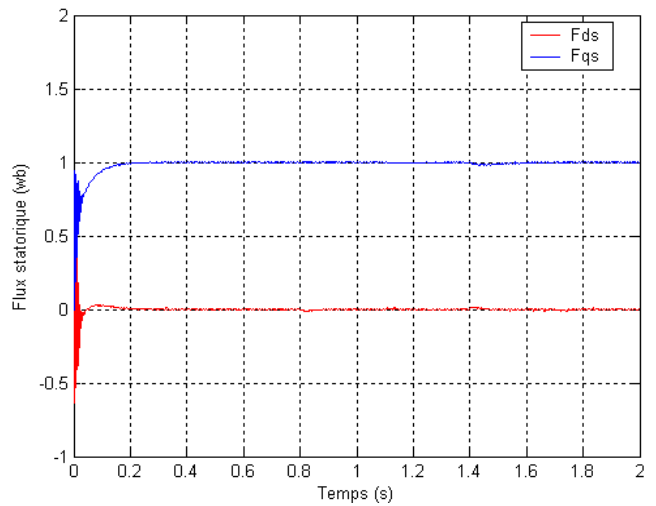
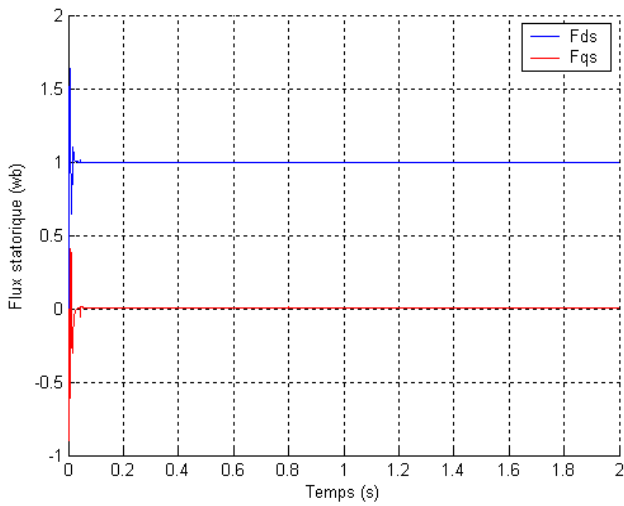
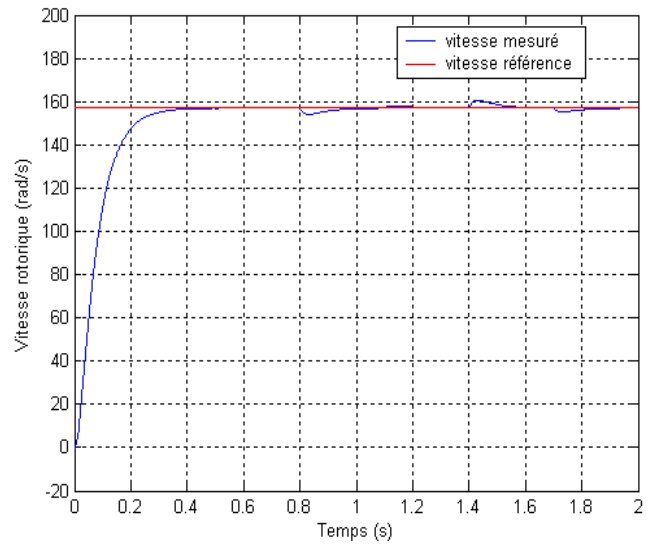
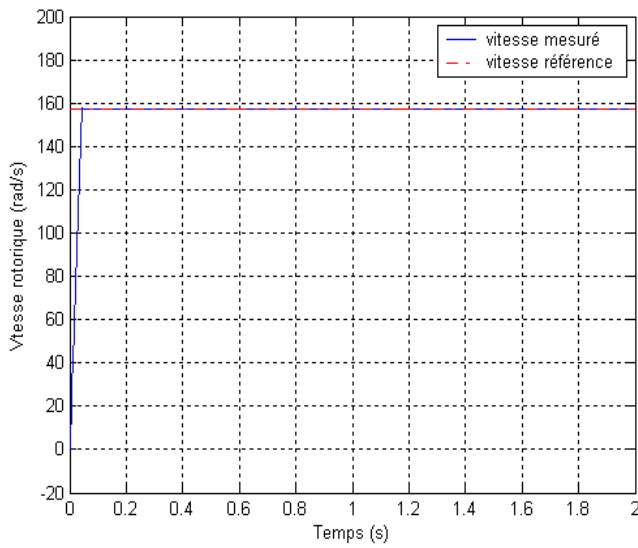
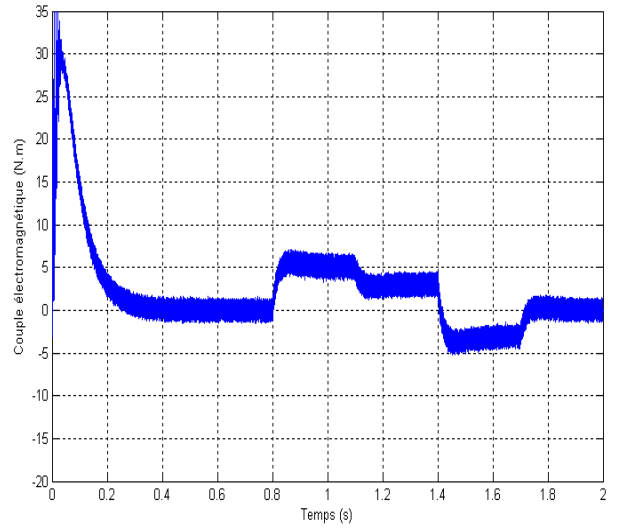
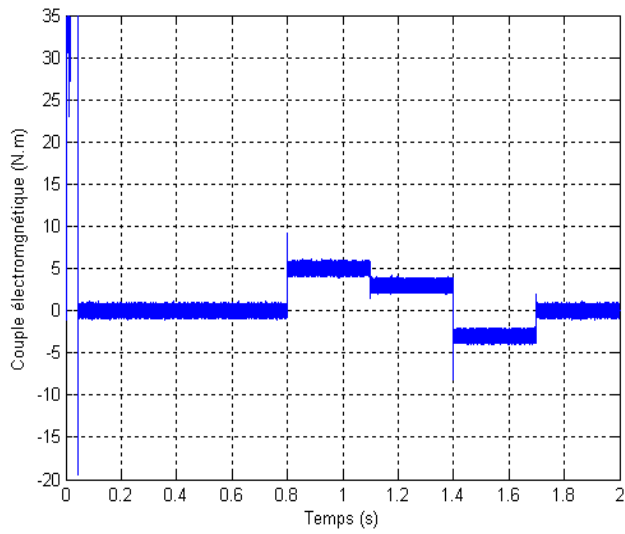
Cr (N.m) = [0 0 5 5 3 3 -3 -3 0] ;

On constate que le couple répond instantanément et la vitesse garde toujours sa forme sans dépassement et sans aucune déformation pour le RMG que savait dire le rejet de la perturbation est immédiat. Pour le réglage par PI le couple électromécanique ne répond instantanément, et la vitesse rejoint sa référence après une déformation.

Les flux présentes une petite déformation pour le réglage par PI, par contre pour le RMG le découplage est parfaitement réalisé.

RMG

PI



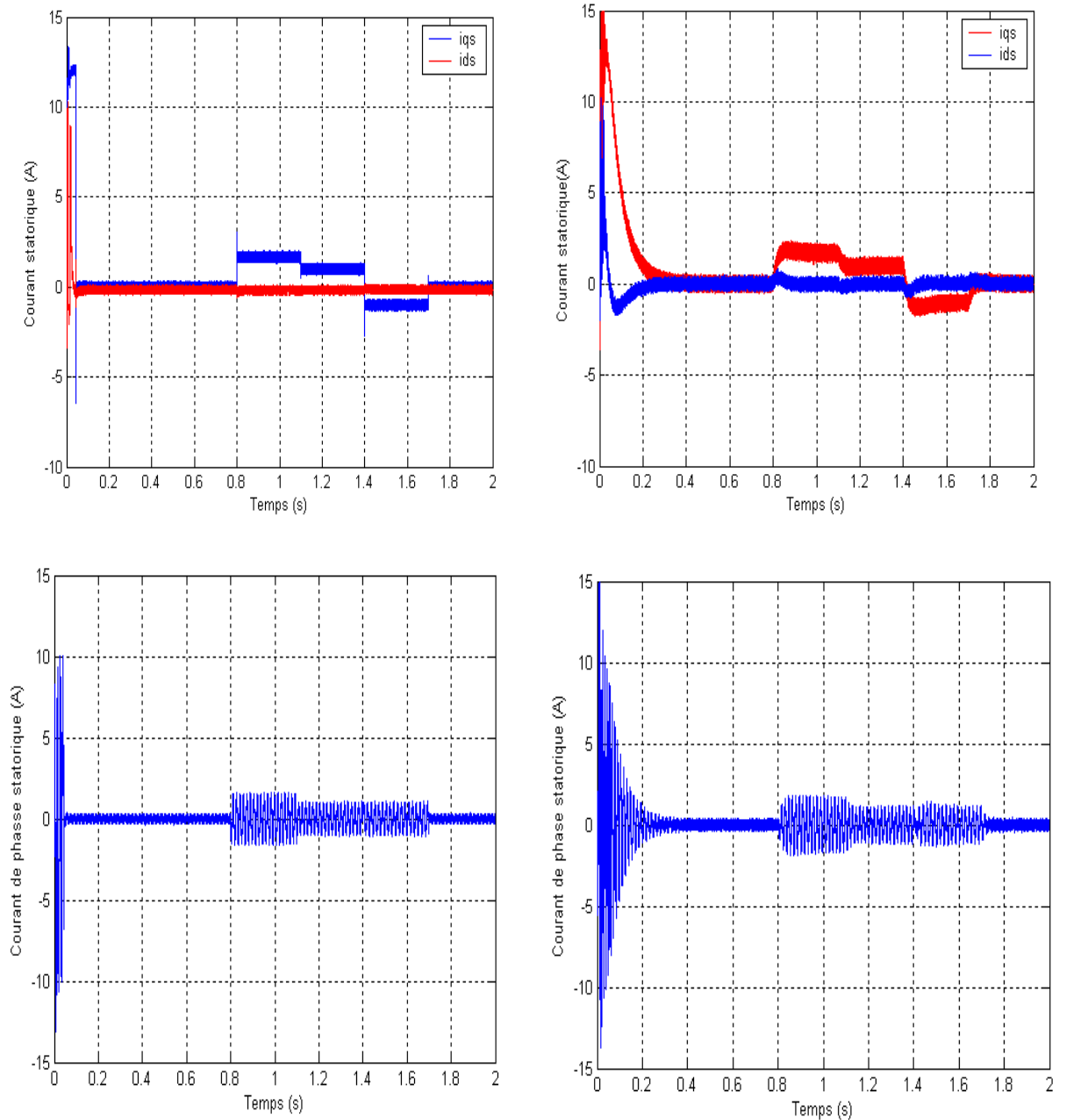


Figure V.1: Réponse du système en charge pour la variation de la charge

V.3 Comparaison au niveau de l'inversion de la vitesse :

Le but de cet essai est de tester le comportement de la commande afin de suivre la référence sans dépassement lors d'un brusque changement du sens de rotation de la vitesse du moteur. La figure (V.2) représente la vitesse, le couple, le flux et les courants de la MADA dans le cas d'un démarrage en charge pour une référence de vitesse (157 rad/s), suivi à l'instant ($t = 1s$), d'une inversion de vitesse.

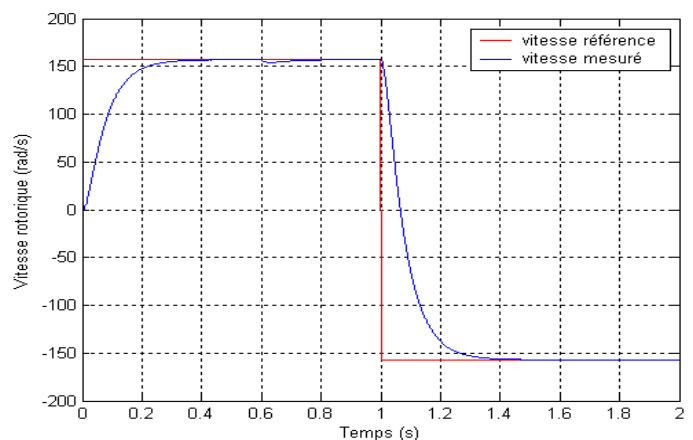
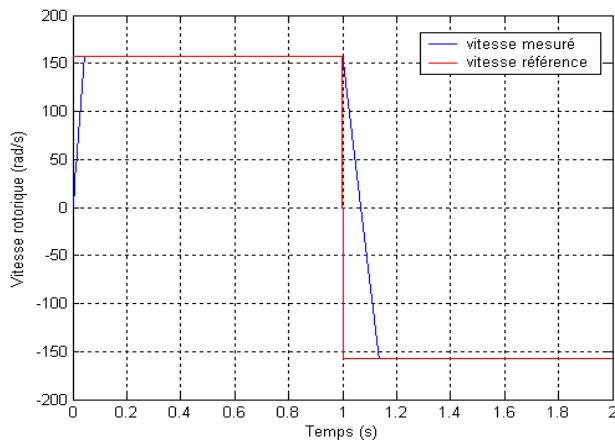
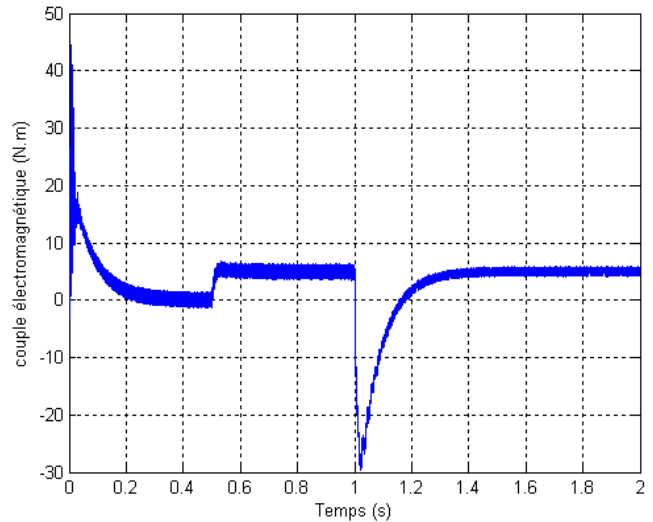
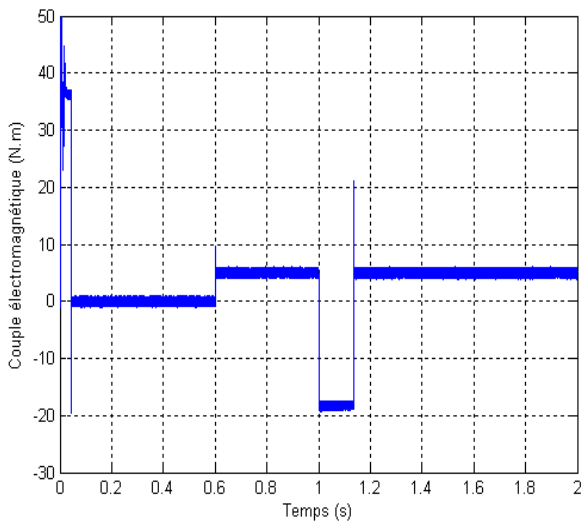
Les réponses obtenues avec les deux types de réglage montrent clairement que le système commandé avec le RMG est plus robuste par rapport au réglage par PI.

D'après la figure (V.2), on remarque que le temps de réponse du RMG est plus rapide, que pour le PI. On constate également que le changement du sens de la vitesse influe considérablement sur la forme du flux obtenu par PI.

D'autre part, les résultats de la figure (V.2) montrent que le couple obtenu par le RMG diminue progressivement, tandis que le couple obtenu par le RMG est retenu à sa valeur maximale plus longtemps, et surtout pour la phase de changement du sens de rotation. Dans ce fait on peut expliquer la grande rapidité de la réponse en vitesse obtenue avec le RMG.

RMG

PI



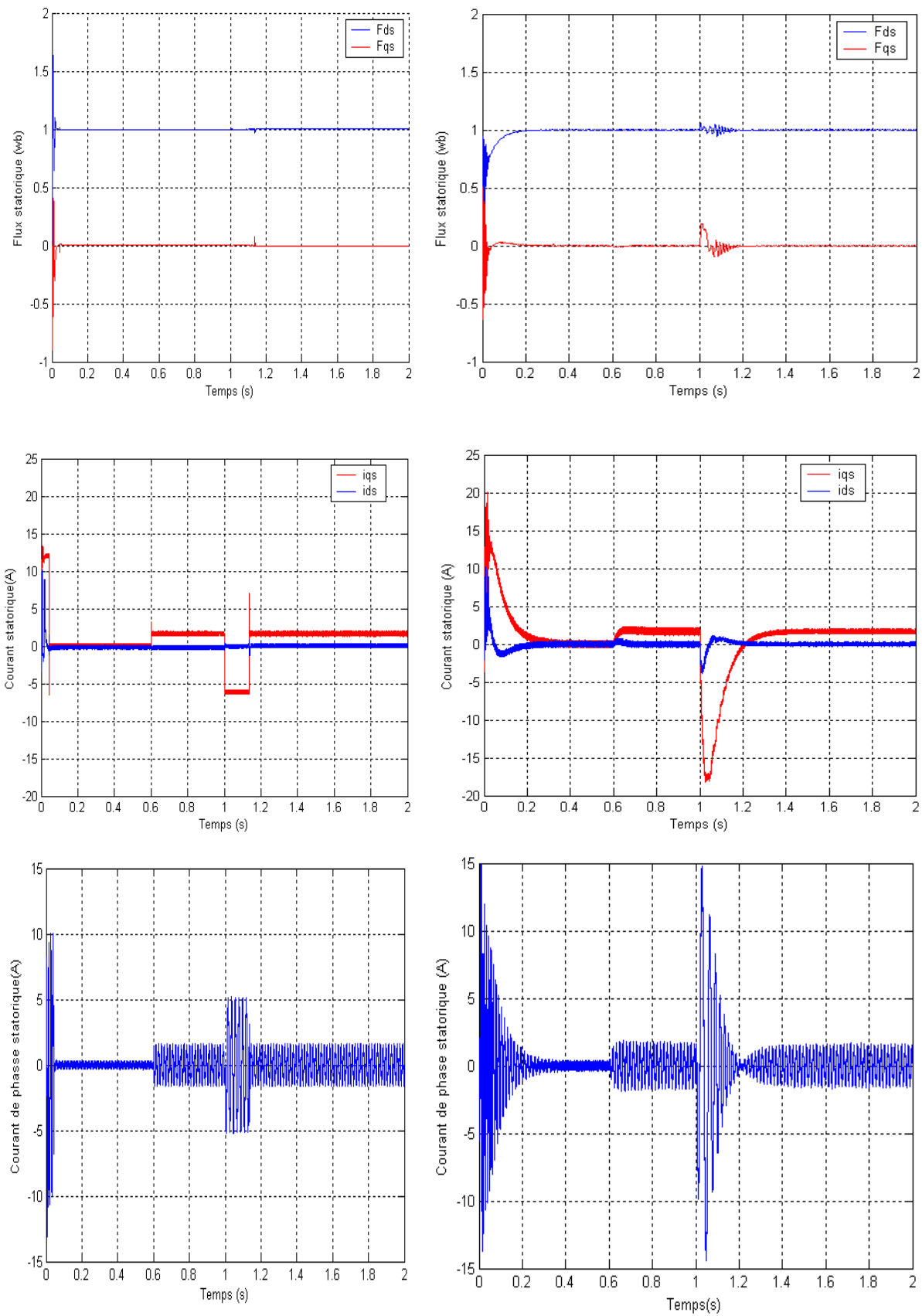


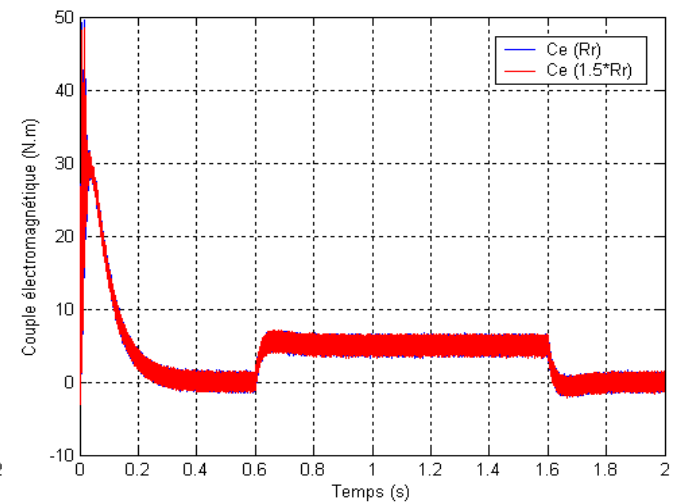
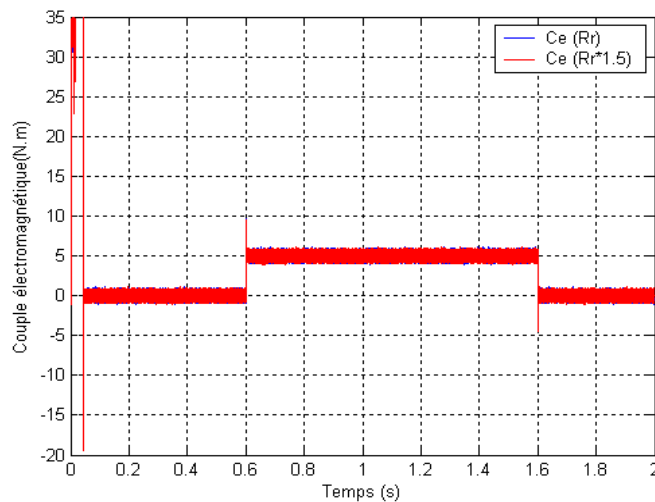
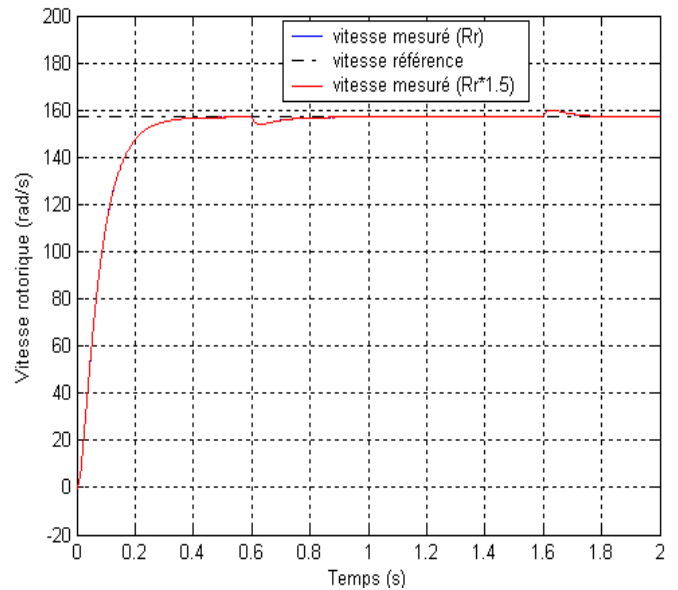
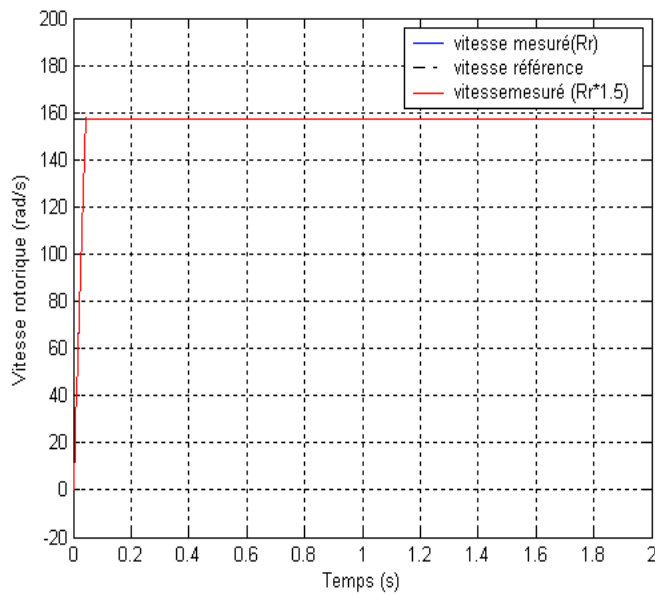
Figure V.2 Réponse du système en charge pour l'inversion de la vitesse

V.4 Comparaison au niveau de la variation de la résistance rotorique :

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la résistance rotorique de 50% de la résistance nominale et on applique un couple de charge $C_r=5$ pour $t=0.6s$ et puis on le nul pour $t=1.6s$ (figure V.3). La vitesse et le couple dans les deux courbes suivent parfaitement leurs références par contre le RMG présente un temps de réponse plus rapide que le réglage par PI. Les courbes des courants présentent des oscillations lors de régime transitoire.

RMG

PI



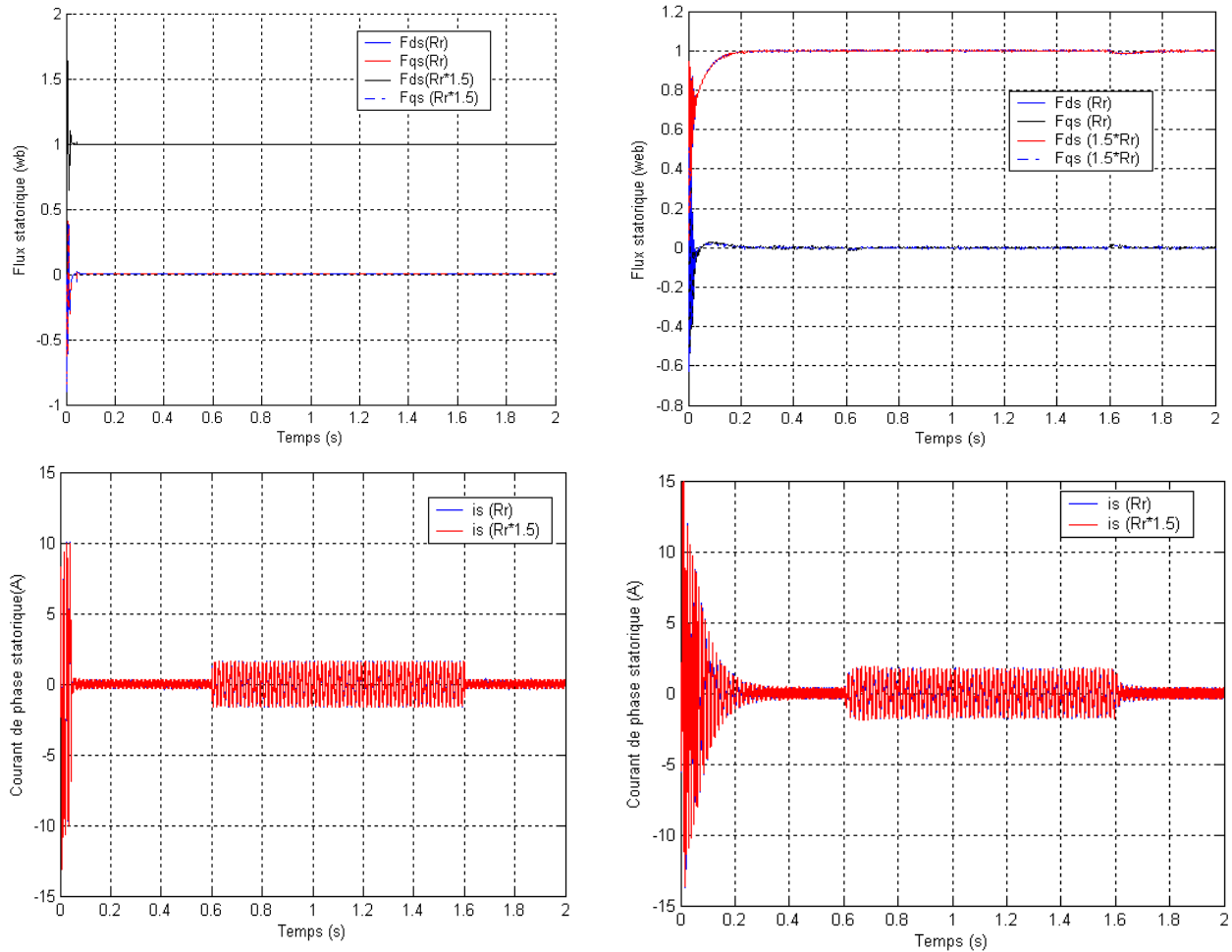


Figure V.3 Réponse du système en charge pour la variation de la résistance rotorique

V.5 Conclusion :

Les résultats obtenus montrent clairement que les hautes performances sont obtenues avec le RMG dans les différents modes de marche, à vide ou en charge, à l'inversion de la vitesse et d'après l'application de couple de charge.

Ce type de commande (RMG) présente plusieurs avantages tels que robustesse, précision importante, stabilité et simplicité, temps de réponse très court.

Pour tester davantage la robustesse du RMG, on a consacré ce chapitre à une étude comparative avec la commande classique PI.

Enfin nous avons trouvés que le RMG ayant de meilleures performances que le régulateur classique PI.

V.1 Introduction : 89

V.2 Comparaison au niveau de la variation de la charge : 89

V.3 Comparaison au niveau de l'inversion de la vitesse : 91

V.4 Comparaison au niveau de la variation de la résistance rotorique :..... 94

V.5 Conclusion : 95

Conclusion générale

Dans ce mémoire, nous avons présenté la commande de la machine asynchrone à double alimentation via deux différentes structures de commande : la commande vectorielle directe et le réglage par mode de glissement basé sur cette dernière.

En premier lieu nous avons établi le modèle mathématique de la machine d'après la modélisation de Park, afin de simplifier considérablement les équations de la machine asynchrone en régime transitoire.

Ensuite nous avons donné les principes de bases la commande vectorielle directe par orientation de flux statorique, qui permet d'imposer à la machine asynchrone un comportement semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée là où le flux n'est pas affecté par la variation du couple électromagnétique.

Ainsi nous avons développé une loi de commande par mode de glissement, l'application de celle-ci au modèle de la machine asynchrone a permis, tenant compte des variations paramétriques, une régulation de flux et de vitesse assez satisfaisante au détriment d'une activation assez importante provoquant un phénomène appelé (chattering).

Afin d'avoir une meilleure appréciation des résultats obtenus par les régulateurs classiques PI et le régulateur par mode de glissement basé sur la commande vectorielle, on a mené ce travail par une étude comparative des performances entre les deux; Nous concluons que le réglage par mode de glissement est plus robuste que les régulateurs classiques PI.

Paramètres de la machine asynchrone à double alimentation [26] :

$$R_s (\text{Résistance du stator}) = 11.98\Omega$$

$$R_r (\text{Résistance du rotor}) = 0.904\Omega$$

$$L_s (\text{inductance du stator}) = 0.414H.$$

$$L_r (\text{inductance du rotor}) = 0.0556H.$$

$$M (\text{inductance mutuelle}) = 0.126H.$$

Constant mécanique :

$$P (\text{nombre de paire de pole}) = 2$$

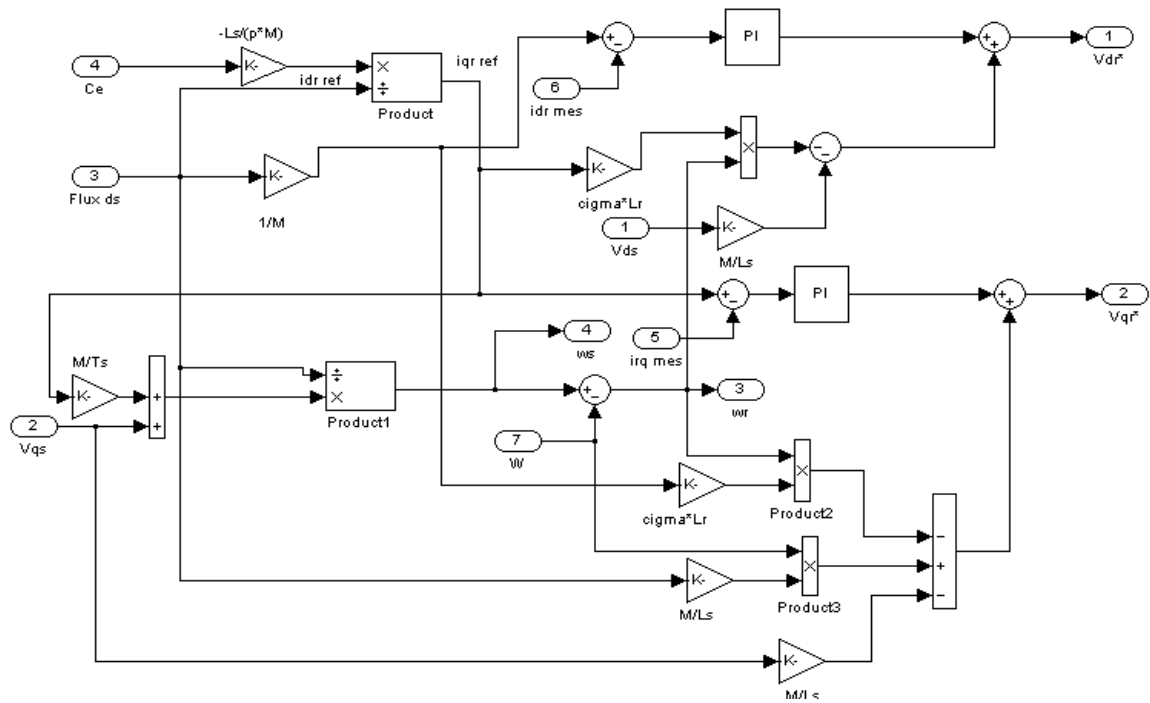
$$J (\text{inertie de rotor}) = 0.01 \text{ kg.m}^2$$

$$f (\text{coefficient de frottement}) = 0.00 \text{ l.s}$$

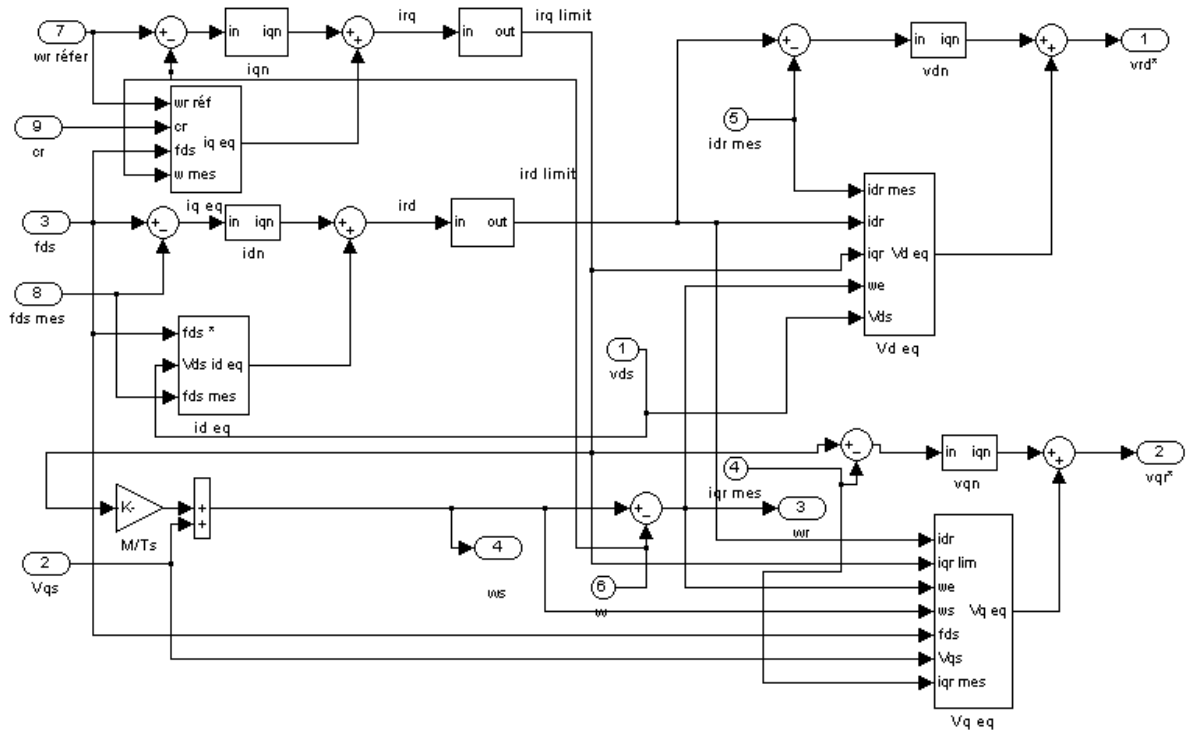
Coefficient du régulateur de vitesse :

$$\begin{cases} k_{p\Omega} = 0.4502 \\ k_{i\Omega} = 12.0056 \end{cases}$$

Le modèle de la commande vectorielle du MADA sous SIMULINK MATLAB. :



Le modèle de la commande par mode de glissement du MADA sous SIMULINK MATLAB.



- [1] **K. SEDDIK ET M. CHOUAIB**, “ réglage des puissances active et réactive de la génératrice asynchrone a double alimentation par des régulateurs en mode glissant”
- [2] **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.
- [3] **ACHOUR Abdelmalak, A. Azedine** “Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone” memoire de fin d'etude pour l'obtention du diplome d'ingenieur d'etat en electrotechnique eN 2004/2005
- [4] **B. Hopfenspeger et D.J. Atkinson**, “*Doubly-fed a.c. machines : classification and comparison*”, European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Gras, 2001.
- [5] **N. Dujardin, C. Iweins**, “ www.lei.ucl.ac.be/multimedia/eLEE/FR”.
- [6] **GHOSN R.** “Contrôle Vectoriel de la Machine Asynchrone à Rotor Bobiné à Double Alimentation” Thèse de Doctorat – ENSEEIHT – Institut National Polytechnique de Toulouse – Octobre 2001.
- [7] **RAMUZ D.** “*Machine Généralisée Alimentée par Deux Convertisseurs*”, Thèse de Doctorat – UFR des Sciences Techniques et Gestion de l’Industrie – Université de Franche-Comté – Mai 2000.
- [8] **F. POITIERS**, “Etude et commande de génératrices asynchrones pour l’utilisation de l’énergie éolienne”, Thèse de Doctorat, Ecole Polytechnique de l’Université de Nantes,
,2003. , France
- [9] **J. CHATELAIN**, “Machines Electriques Traité d’électricité ”, Edition Dunod, tome1, 1983, France.
- [10] **P. Barret**: “ Régime transitoire des machines électriques tournantes ”, Ecole supérieure d’Electricité, Eyrolles- Paris-1982.
- [11] **F. Malrait**, “Problèmes d'Identification et d'Observabilité du Moteur à Induction pour la Variation de Vitesse Industrielle sans Capteur”, Thèse de Doctorat en
-

Mathématique et Automatique, Ecole Nationale Supérieure des Mines de Paris, France, 2001.

[12] **Mme. AKKARI NADIA**, “CONTRIBUTION A L’AMELIORATION DE LA ROBUSTESSE DE LA COMMANDE D’UNE MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION”. Thèse de magistère. Université de Batna. 02 juin 2010

[13] **Nacereddine Ghedbane et Amar Medjadi**. “Commande de la Machine Asynchrone à Double Alimentation à base d’un régulateur *RST*” MEMOIRE DE FIN D’ETUDES EN VUE DE L’OBTENTION DU DIPLOME D’INGENIEUR D’ETAT EN ELECTROTECHNIQUE université de M’sila en 2006

[14] **Mme. A. NACIRA et Melle. B. AICHA**. “Commande vectorielle de la MAS avec un estimateur Neuronal de vitesse”. Mémoire d’ingénieur de fin d’études, Centre universitaire d’Oum Bouaghi (2002).

[15] **Mr. J. BAYOURD et L.WES**. “Utilisation du pilotage vectoriel pour moteur asynchrone en traction ferroviaire”, Journées d’étude –groupe Nord. Lille, France (1992).

[16] **Mr. CHEMOURI SALEH et AZZOUZ KHATIR**. “Contribution à l’étude du comportement de la machine asynchrone à double alimentation commandée par un onduleur de tension MLI ”. Mémoire d’ingénieur de fin d’étude. Université de M’sila (2005).

[17] **Mr.DOULIM BEKKAYE**. “Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation”. Mémoire d’ingénieur de fin d’étude. Université de Batna (2001).

[18] **Paul-Etienne VIDAL** “Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation” thèse magister 14 décembre 2004

[19] **F. Betin** “Commande d'actionneurs électriques soumis à une charge mécanique à fortes variations paramétriques ”, Habilitation à diriger des recherches, France, 2003.

[20] **H. Buhler** “Réglage par mode de glissement”, Presses Polytechniques Romandes, EPFL, Ecublens, CH-1015 Lausanne, Suisse, 1986

[21] **K. Jezernik** “Robust chattering free sliding mode control of servo drives ”, IJE International Journal of Electronics 80 (1996), no. 2, p. 169-179, 1996.

[22] A. **Sabanovic**, F. **Bilalovic**, O. **Music** & F. **Mehmedovic** “Squirrel cage induction motor control system in the sliding mode ”, dans Proc. IFAC Control Science and Technology, 8th Triennial World Congress (Kyoto, Japan), 1981, p. 2047-2052.

[23] M. **Laamayad Tahar** “Commande Optimale d’une Machine Asynchrone Apport de La Logique Floue” Thèse de Magister, Batna, 2008.

[24] **P.k.Sinha** “State feedback decoupling of nonlinear systems”, IEE Trans. Automat. Cont., vol. Ac-22, pp.487-489, 1977.

[25] : **H.TAMRBED** et **T.AZAROBR** “ Réglage par mode glissant d’une machine asynchrone ” Thèse d’ingénieur, Anaba, juin 2000.

[26] **Drid.saïd**, “contribution à la modélisation et à la commande robuste d’une machine à induction double alimentée à flux orienté avec optimisation de la structure d’alimentation : théorie et expérimentation, ”Thèse de doctorat en électrotechnique, université de Batna, Algérie, 2005.
