



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



Université D'El-Oued

Faculté de Technologie

Département de Génie Electrique

Mémoire de Fin d'Etude
Présenté pour l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologie
Filière : Electrotechnique
Spécialité : Réseaux Electriques

Implémentation sur Simulink de la
Commande Vectorielle de la Machine
Asynchrone à Double Alimentation en
Mode Moteur

Réalisé par :

❖ **ALLAHOUM Khadidja**

Dirigé par :

Dr. BEKAKRA Youcef

Promotion 2017

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

إهداء

**الحمد لله والصلاة والسلام على رسول الله وعلى آله
وصحبه ومن والاه.**

الحمد لله الذي بنعمته تتم الصالحات.

إلى والدي العزيزين أبي وأمي حفظهما الله...

إلى زوجي الكريم ...

إلى إخوتي وأخواتي و أهلي وأقاربي الأعزاء...

إلى صديقتي العزيزات...

أهدي هذا العمل لمنواضع.

Remerciements

Tout d'abord, je remercie dieu -ALLAH- de tout puissant de m'avoir donné le courage et la patience durant toutes ces années d'études.

Je tiens à exprimer toute ma gratitude et mes sincères remerciements à Monsieur **Youcef BEKAKRA**, Maître de conférences à l'université d'El-Oued, pour avoir dirigé ce travail, pour ses grandes compétences scientifiques ainsi que pour ses conseils, ses remarques toujours constructives.

Mes sincères remerciements aux messieurs les membres du jury pour l'honneur qu'ils me font en participant au jugement de ce travail.

Nous tenons à remercier vivement toutes personnes qui nous ont aidé à élaborer et réaliser ce mémoire, ainsi à tous ceux qui nous aidés de près ou de loin à accomplir ce travail.

ALLAHOUM Khadidja

Sommaire

Introduction générale 1

Chapitre I

Généralité sur la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA)

I.1.Introduction : 3

I.2.Principe de fonctionnement : 3

I.3.Application de la MADA: 4

I.4.Notion du Glissement : 5

I.5.Effet de la Force Magnétomotrice (f.m.m) : 5

I.6. Étude de la MADA en Régime Permanent : 6

I.6.1.Schéma Equivalent en T : 6

I.7. Bilan des Puissances : 10

I.8.Avantages et Inconvénients de la MADA : 14

I.8.1. Avantages de la MADA : 14

I.8.2. Inconvénients de la MADA : 15

I.9.Conclusion : 16

Chapitre II

Modélisation de la MADA

II.1.Introduction : 17

II.2.Modélisation de la MADA : 17

II.2.1.Hypothèses et Conventions : 18

II.2.2.Equations de la MADA : 18

II.2.2.1.Equations électriques : 19

II.2.2.2.Equations magnétiques : 19

II.2.3.Application de la Transformation de Park à la MADA : 20

II.2.4.Modèle de la MADA selon le Système d'axes Généralisé « d,q » : 22

II.2.4.1.Equations des Tensions : 22

II.2.4.2.Equations des Flux : 23

II.2.5.Choix du référentiel :	23
II.2.5.1.Référentiel lié au Stator :	23
II.2.5.2.Référentiel lié au Rotor :	23
II.2.5.3.Référentiel lié au Champ Tournant :	23
II.2.6.Equation Mécanique :	24
II.3.Modèle de la MADA sous Forme d'Equation d'Etat :	25
II.4.Alimentation de la MADA :	27
II.4.1.Modélisation de l'Onduleur de Tension :	27
II.4.2.Commande par Modulation Sinus-Triangle :	29
II.5.Résultats de Simulation du Modèle de la MADA :	32
II.6.Conclusion :	37

Chapitre III

Commande Vectorielle de la MADA en Mode Moteur

III.1.Introduction :	38
III.2.Commande Vectorielle du MADA :	38
III.2.1.Principe de la Commande Vectorielle :	39
III.2.2. Procède d'Orientation du Flux :	40
III.2.3.Commande Vectorielle par Orientation du Flux Statorique :	40
III.3.Méthodes de la Commande Vectorielle :	42
III.3.1.Commande Vectorielle Directe :	42
III.3.2.Commande Vectorielle Indirecte :	43
III.4.Structure de la Commande Vectorielle Directe :	43
III.4.1.Défluxage :	44
III.4.2.Principe du Découplage par Compensation :	45
III.4.3. Estimation du Flux Statorique :	46
III.4.4. Dimensionnement des Régulateurs :	46
III.4.4.1.Calcul des Régulateurs des Courants Rotoriques, de Flux Statorique et de Vitesse :	46
III.4.4.1.1. Les Régulateurs des Courants Rotoriques :	47
III.4.4.1.1.1. Régulation du Courant Rotorique Directe :	47

III.4.4.1.1.2 Régulation du Courant Rotorique Quadrature :	48
III.4.4.1.2 Régulateur du Flux Statorique :	50
III.4.4.1.3 Régulation de Vitesse par un Régulateur IP :	50
III.5 Résultats de Simulation:	52
III.5.1 Démarrage à Vide Suivi d'une Introduction de Variation de Couple de Charge :	52
III.5.2 Tests de Robustesse :	54
III.5.2.1 Inversion du Sens de Rotation :	54
III.5.2.2.Robustesse vis-à-vis la Variation Paramétrique :	56
III.5.2.2.1.Robustesse vis-à-vis la Variation de la Résistance Rotorique :	56
III.5.2.2.2 Robustesse vis-à-vis la Variation du Moment d'Inertie :	57
III.6.Conclusion :	58
Conclusion générale	59

Annexe

Références

Introduction Générale

Introduction générale

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 asynchrone double alimentée (MADA) *DFIM* (en anglais : *Doubly Fed Induction Machine*), où 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 MADA trouve son application dans les entraînements de grande puissance, elle se caractérise par sa robustesse, sa longévité et une plage de variation de vitesse plus importante (régime hyposynchrone, synchrone et hyper-synchrone) [1].

Connue depuis la fin du 19^{ème} siècle, la *DFIM* est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné alimentée par ses deux armatures : le stator et le rotor. Elle a été d'abord étudiée pour être utilisée en tant que moteur à grande vitesse [2].

Cependant, la machine asynchrone présente un inconvénient majeur : la structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'un fort couplage entre le couple et le flux, ce qui complique sa commande [3].

Afin d'obtenir une machine asynchrone à double alimentation dont les performances sont semblables à machine à courant continu, il est nécessaire d'assurer le découplage entre le flux et le couple électromagnétique. C'est l'idée de l'apparition de la technique de commande vectorielle, ou la commande par orientation du flux. Cette technique est proposée en 1973 par Blaschke et Hasse. Le but de cette technique est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et celle liée au couple (le courant d'induit) [4]. Par cette technique (la commande vectorielle), et pour la MADA le courant rotorique produisant le couple est maintenu en quadrature avec le flux statorique [5]. L'application de cette dernière à la machine asynchrone à double alimentation présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances pour les applications de la production d'énergie et des entraînements électriques à vitesse variable [4].

Notre mémoire est composé de trois chapitres :

Le premier chapitre présente une étude théorique sur la MADA concernant son principe de fonctionnement et ses inconvénients et ses avantages.

Le deuxième chapitre est dédié à la présentation de la modélisation de la MADA et les résultats de simulation seront montrés.

L'objectif du troisième chapitre est la présentation de la technique de commande vectorielle par orientation du flux statorique du moteur asynchrone à double alimentation (MADA) avec un régulateur de vitesse classique IP (Intégral et Proportionnel). Les performances de cette commande seront représentées par des résultats de simulation.

Nous terminerons avec une conclusion générale et quelques perspectives de notre travail.

Chapitre I

Généralité sur la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA)

I.1.Introduction :

La machine asynchrone à double alimentation est un convertisseur électromécanique réversible. Elle a donc la même structure en moteur et en génératrice. Cette machine est constituée de deux parties principales: le stator (l'inducteur) et le rotor (l'induit). Le stator est fixe et contient les enroulements reliés à la source d'alimentation (Fig I-1), alors que le rotor est monté sur un arbre libre de tourner. Le rotor peut-être bobiné (à bague) ou à cage d'écuruil.

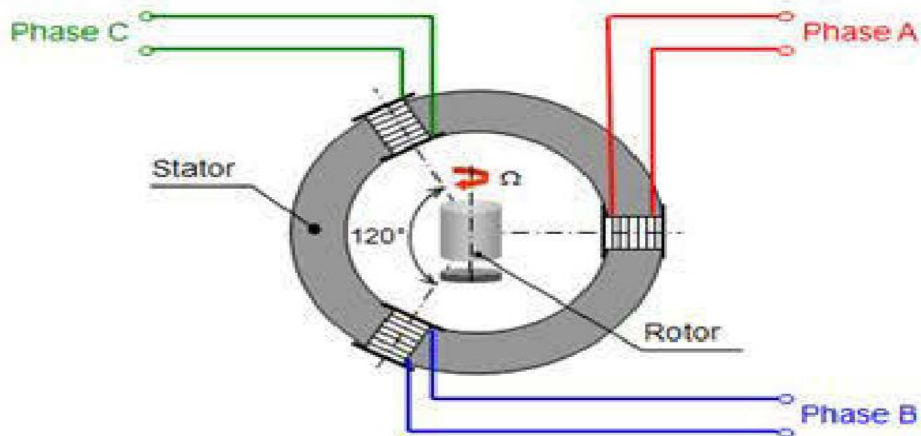


Fig I-1: Les constituants de la MADA.

I.2.Principe de fonctionnement :

La machine asynchrone à double alimentation avec rotor bobiné, présente un stator triphasé identique à celui des machines asynchrones classiques et un rotor contenant également un bobinage triphasé. Ce dernier est accessible par trois bagues munies de contacts glissants (Fig I-2). Ce type de machine est utilisé comme génératrice dans la plupart des projets de centrale éolienne, car il offre de grands avantages de fonctionnement [6].

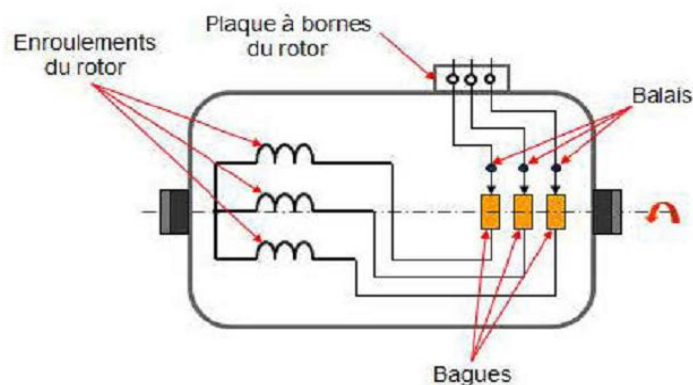


Fig I-2: Structure du rotor bobiné à bague.

Le principe de fonctionnement de la MADA est basé sur la théorie du champ tournant. Le système de tensions triphasées de fréquence f_s appliquées au stator d'un moteur asynchrone ayant p paires de pôles, génère dans le stator une force magnétomotrice F_s de vitesse synchrone $\Omega_s = \frac{2\pi * f_s}{p} (rad / s)$. Le rotor quant à lui est alimenté par une source triphasée de fréquence f_r et qui génère une force magnétomotrice F_r de vitesse $\Omega_r = \frac{2\pi * f_r}{p} (rad / s)$.

I.3.Application de la MADA:

La première application importante de la MADA est le fonctionnement en mode moteur sur une grande plage de variation de la vitesse. Dans les machines synchrones classiques et asynchrones à cage d'écureuil, la vitesse de rotation est directement dépendante de la fréquence des courants des bobinages statoriques. La solution classique permettant alors le fonctionnement à vitesse variable consiste à faire varier la fréquence d'alimentation de la machine. Ceci est généralement réalisé par l'intermédiaire d'un redresseur puis d'un onduleur commandé. Ces deux convertisseurs sont alors dimensionnés pour faire transiter la puissance nominale de la machine. L'utilisation d'une MADA permet de réduire la taille de ces convertisseurs d'environ 70 % en faisant varier la vitesse par action sur la fréquence d'alimentation des enroulements rotoriques [7].

Ce dispositif est par conséquent économique et, contrairement à la machine asynchrone à cage, il n'est pas consommateur de puissance réactive et peut même être fournisseur.

De la même manière, la MADA peut fonctionner en génératrice, l'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de vitesse, ce qui représente un avantage très important. Grâce à cet avantage, la MADA peut être utilisée dans une génération des réseaux de bord des navires ou des avions, dans les centrales hydrauliques à débit et vitesse variable, éoliennes ou turbines marémotrices à vitesse variable, et comme groupes électrogènes pour lesquels la réduction de vitesse pendant les périodes de faible consommation permet de réduire sensiblement la consommation de carburant [8].

En outre, la MADA peut fonctionner en moteur à vitesse variable à hautes performances avec deux convertisseurs : un au rotor et un au stator, Ce dispositif permet de faire varier la vitesse de rotation depuis l'arrêt jusqu'à la vitesse nominale à couple constant et depuis la vitesse nominale jusqu'à six fois celle-ci à puissance constante.

I.4. Notion du Glissement :

Le rotor d'une machine asynchrone tourne à la vitesse Ω_m qui est donné par la relation suivante :

$$\Omega_m = \frac{\omega_m}{p} \quad (\text{I.1})$$

Où:

Ω_m = la vitesse mécanique du rotor (rad/s).

ω_m = la pulsation électrique du rotor (rad/s).

Le glissement g du moteur est défini par :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega_m}{\Omega_s} = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s} \quad (\text{I.2})$$

La pulsation des courants induits ω_r au rotor s'exprime comme suit :

$$\omega_r = \omega_s - \omega_m \quad (\text{I.3})$$

En substituant (I.2) dans (I.3), la pulsation des courants induits ω_r au rotor devient:

$$\omega_r = g \cdot \omega_s \quad (\text{I.4})$$

Grâce à cette dernière équation, la relation entre les fréquences peut s'écrire comme:

$$f_r = g \cdot f_s \quad (\text{I.5})$$

Dépendamment du signe du glissement, il est possible de distinguer trois modes de fonctionnements de la machine [6]:

$$\omega_m < \omega_s \Rightarrow \omega_r > 0 \Rightarrow g > 0 \Rightarrow \text{Mode hyposynchrone ;}$$

$$\omega_m > \omega_s \Rightarrow \omega_r < 0 \Rightarrow g < 0 \Rightarrow \text{Mode hypersynchrone ;}$$

$$\omega_m = \omega_s \Rightarrow \omega_r = 0 \Rightarrow g = 0 \Rightarrow \text{Mode synchrone}$$

I.5. Effet de la Force Magnétomotrice (f.m.m) :

Pour que le couple moyen de la MADA soit constant lorsque le rotor tourne par rapport au stator, il est impératif que les forces magnétomotrices restent synchrones. Ceci implique que le rotor doit lui-même tourner à une vitesse $\Omega_s - \Omega_r$. Toute autre vitesse produirait un glissement continu des pôles du rotor par rapport aux pôles du stator. Cela entraînerait un couple moyen nul et ensuite l'arrêt de la machine [9].

La force magnétomotrice résultante F est la somme de la force magnétomotrice F_s et de la force magnétomotrice F_r . Pour un fonctionnement en génératrice, la MADA requiert un couple sur l'arbre de la machine dans le même sens que le sens de rotation du champ tournant F_s . L'effet de ce couple provoque un décalage en avant des pôles du rotor par rapport aux pôles du stator, par conséquent la force magnétomotrice du rotor F_r est en avance sur les forces magnétomotrices F_s et F . Le couple électromagnétique de la machine qui s'exerce sur le rotor devient un couple résistant dans le sens contraire du sens de rotation de la machine [9], [10]

Pour un fonctionnement en moteur, la force magnétomotrice résultante F est en avance sur la force magnétomotrice F_r (Fig I-3). Le couple sur l'arbre de la machine est un couple résistant dans le sens contraire de la vitesse de rotation du champ tournant F_s . Le couple électromagnétique T_{em} de la machine est un couple moteur dans le même sens que le sens de rotation [10].

Chaque mode de fonctionnement requiert une commande appropriée des tensions rotoriques. Ce qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine. Et ainsi, avoir la possibilité de fonctionner en hyper synchronisme ou hypo synchronisme.

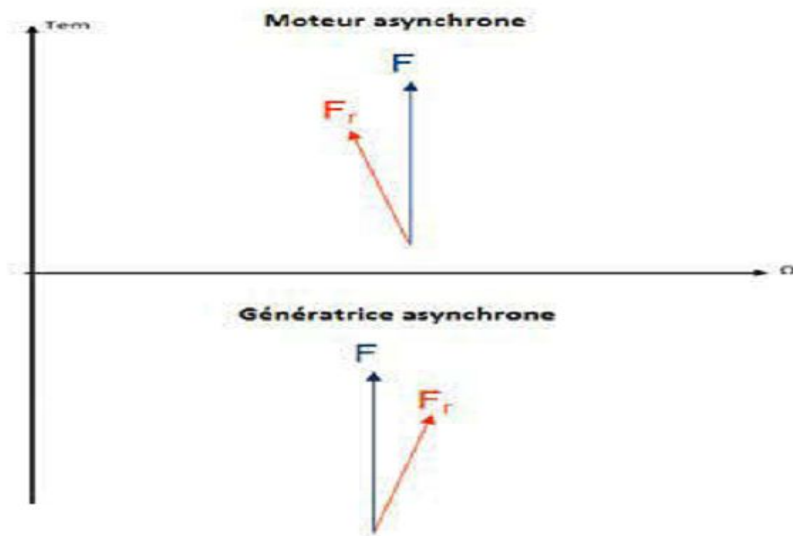


Fig I-3: Diagramme vectoriel des forces magnétomotrices.

I.6. Étude de la MADA en Régime Permanent :

I.6.1.Schéma Equivalent en T :

Le schéma de la Fig I-4 est établi à partir de l'analogie du transformateur, où le stator présente le primaire et le rotor présente le secondaire du transformateur.

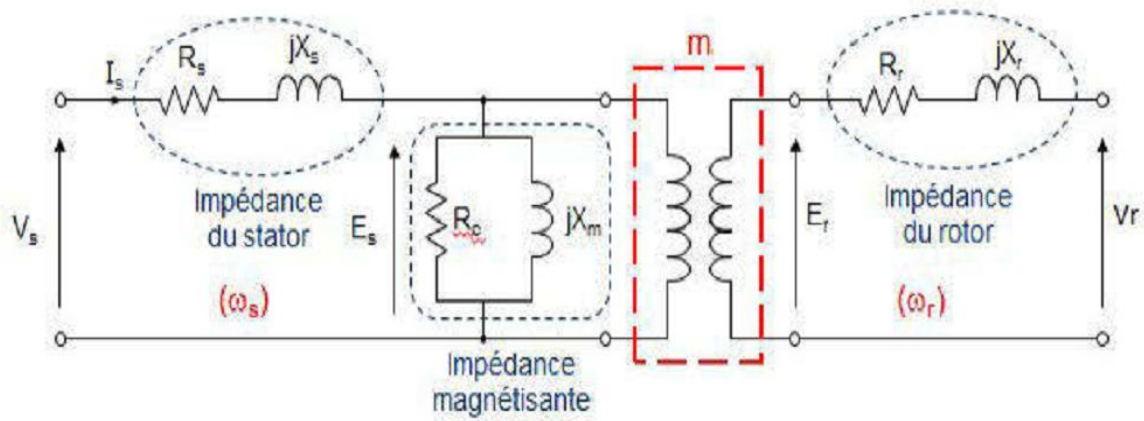


Fig I-4: Schéma monophasé de la MADA.

Au primaire (stator) les grandeurs caractéristiques sont:

V_s : Tension au stator.

R_s : Résistance au stator.

L_s : Inductance de fuite au stator.

N_s : Nombre de spires au stator.

E_s : F é.m. développée au stator.

$$E_s = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot K_{bs} \cdot N_s \cdot f_s \cdot \phi_m \tag{I.6}$$

Au secondaire (rotor) :

V_r : Tension au rotor.

R_r : Résistance au rotor.

L_r : Inductance de fuite au rotor.

N_r : Nombre de spires au rotor.

E_r : F é.m. développée au rotor.

$$E_r = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot K_{br} \cdot N_r \cdot f_r \cdot g \cdot \phi_m \tag{I.7}$$

Avec : K_{br} , K_{bs} : coefficients de Kapp.

On notera que:

$$m = \frac{E_r}{E_s} = \frac{N_r}{N_s}$$

Analyse du modèle électrique de la Fig I-4:

L' équation au niveau du stator pour une fréquence f_a est :

$$\underline{V}_s - \underline{E}_s = (R_s + jX_s) \underline{I}_s \quad (I.8)$$

Le diagramme de cette équation est illustré par la Fig I-5

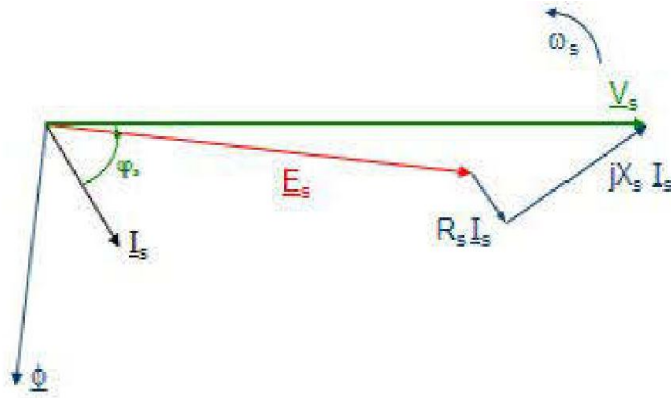


Fig I-5:Diagramme vectoriel des tensions tournant à ω_s .

Où :

V_a = Tension statorique à une fréquence f_a (V_{eff}).

E_a = Force électromotrice induite dans un enroulement statorique à une fréquence f_a (V_{eff}).

I_a = Courant statorique à une fréquence f_a (I_{eff}).

$X_a = j.\omega_a$. La Réactance statorique de fuite (Ω) .

L'équation au niveau du rotor pour une fréquence f_r est comme suit :

$$\underline{V}_r - \underline{E}_r = (R_r + jX_r) \underline{I}_r \quad (I.9)$$

Le diagramme de cette équation est illustré par la Fig I-6 :

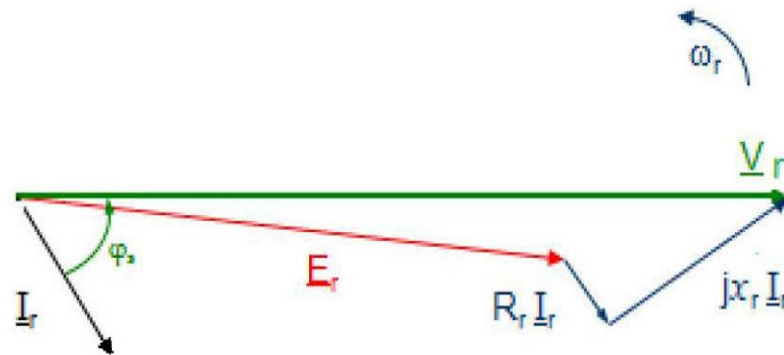


Fig I-6:Diagramme vectoriel des tension tournant à ω_r .

Où:

V_r = Tension rotorique à une fréquence f_r (V_{eff}).

E_r = Force électromotrice induite dans un enroulement rotorique à une fréquence f_r (V_{eff}).

I_r = Courant rotorique à une fréquence f_r (I_{eff})

$X_r = j.\omega_r.L_r = j.g.\omega_s.L_r$ Réactance rotorique de fuite (Ω).

Une fois les grandeurs ramenées à la même pulsation ω_s , un schéma monophasé équivalent de la MADA est obtenu Fig I-7.

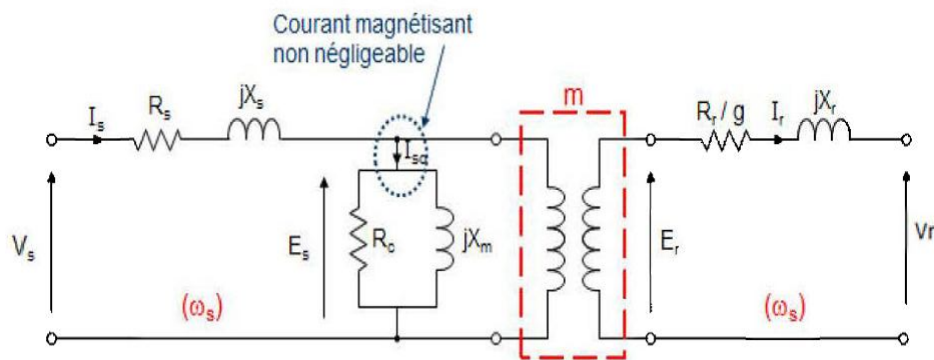


Fig I-7: Schéma monophasé équivalent de la MADA à la même pulsation du stator ω_s .

Analyse du modèle de la Fig I-7 :

Nous avons:

$$\underline{E_r} = g \cdot \underline{E_s} \tag{I.10}$$

En substituant (I.10) dans (I.9) nous obtiendrons pour une fréquence f_r :

$$\underline{V}_r - g \underline{E}_s = (R_r + jX_r) \underline{I}_r \quad (I.11)$$

En divisant (I.11) par le glissement g nous aurons pour une fréquence f

$$\frac{\underline{V}_r}{g} - \underline{E}_s = \left(\frac{R_r}{g} + jX_r\right) \underline{I}_r \quad (I.12)$$

Cette équation permet de trouver le schéma équivalent monophasé de la MADA vu du stator Fig I-8, et ceci en effectuant les règles de transformations suivantes :

$$R_r' = R_r / m^2 \quad (I.13)$$

$$X_r' = X_r / m^2 \quad (I.14)$$

$$I_r' = m \cdot I_r \quad (I.15)$$

$$V_r' = V_r / m \quad (I.16)$$

Où:

$$Z_s = R_s + jX_s \quad (I.17)$$

$$Z_r' = R_r' + jX_r' \quad (I.18)$$

$$Z_m = R_c + jX_m \quad (I.19)$$

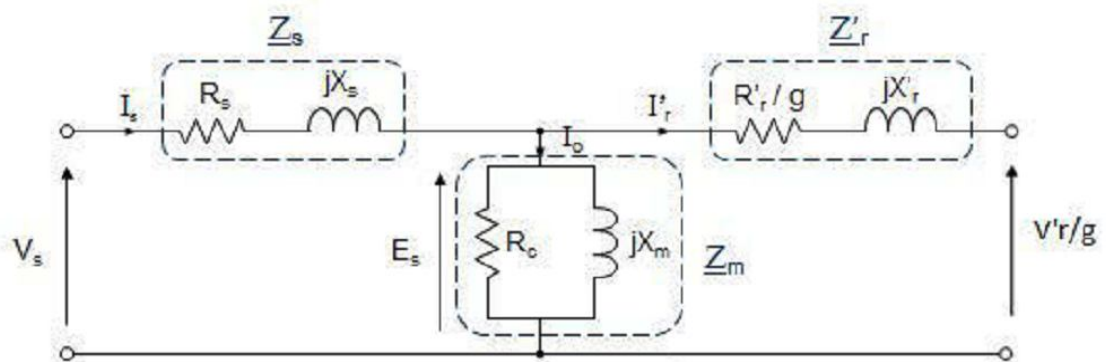


Fig I-8: Schéma du circuit monophasé équivalent de la MADA vu du stator.

I.7. Bilan des Puissances :

Intégrée dans un système éolien, la génératrice asynchrone à double alimentation permet de fonctionner sur une large plage de vitesses de vent, tout en tirant le maximum de puissance possible pour chaque vitesse de vent. Étant donné que la puissance rotorique transitée est moindre (30% de la puissance statorique), le coût des convertisseurs s'en trouve réduit en

comparaison avec une éolienne à vitesse variable alimentée au stator par des convertisseurs de puissance [9].

C est la rai son principale pour laquelle cette génératrice est utilisée pour la protection en forte puissance. Une seconde raison est la possibilité de régler la tension au point de connexion de cette génératrice. La même configuration permet aussi le fonctionnement pour des applications moteur de grandes puissances telles que le laminage, le pompage ou encore la propulsion maritime. La Fig I-9 montre une MADA en convention moteur Hypo synchrone.

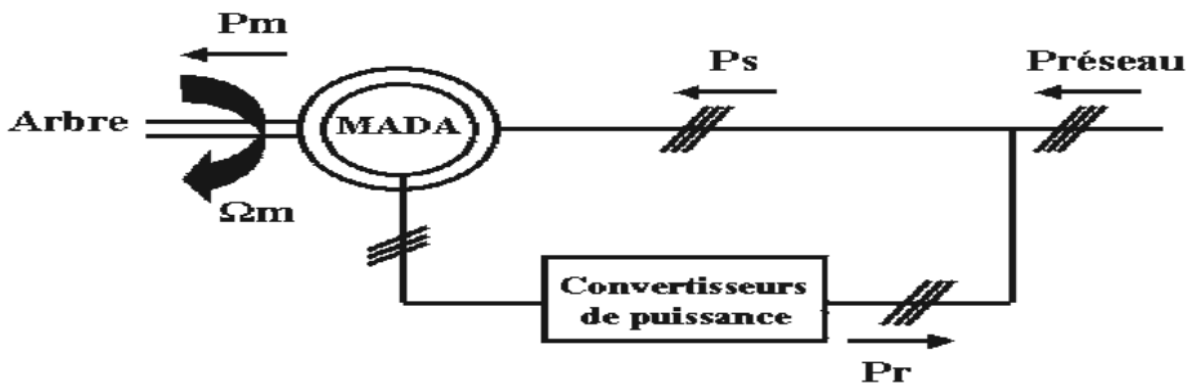


Fig I-9: Bilan des puissances actives en mode moteur hypo synchrone.

Dans cette configuration le circuit statorique de la MADA est connecté directement au réseau électrique. Le circuit au rotor est également relié au réseau mais par l'intermédiaire de convertisseurs de puissance.

Analyse du bilan des puissances actives Fig I-9:

D'après la Fig I-9, l'expression de la puissance mécanique est:

$$P_{mec} = P_{res} = P_s - P_r = (1-g)P_s \tag{I.20}$$

Où:

P_s = Puissance active au stator (W).

$$P_s = 3\text{Re}\{V_s \cdot I_s^*\} \tag{I.21}$$

Quand $P_s > 0$ la machine reçoit de la puissance à travers le stator.

Quand $P_s < 0$ la machine fournit de la puissance à travers le stator.

P_r = Puissance active au rotor (W)

$$P_r = 3\text{Re}\{V_r \cdot I_r^*\} \tag{I.22}$$

Quand $P_r > 0$ la machine reçoit de la puissance à travers le rotor.

Quand $P_r < 0$ la machine fournit de la puissance à travers le rotor.

P_{mec} = Puissance mécanique (W), c'est la puissance transmise par le circuit électrique à l'arbre mécanique.

$$P_{emc} = T_{em} \cdot \Omega_m = T_{em} \cdot \frac{\omega_m}{p} \quad (I.23)$$

Où:

T_{em} = Couple électromagnétique de l'arbre de la machine.

Le signe de cette puissance définit le mode de fonctionnement de la machine.

Quand $P_{mec} > 0$ la machine reçoit de la puissance, Mode Moteur.

Quand $P_{mec} < 0$ la machine fournit de la puissance, Mode Génératrice.

En remplaçant l'équation (I.23) dans (I.20), la relation entre le couple et la puissance active au stator s'écrit comme :

$$P_s = T_{em} \cdot \frac{\omega_s}{p} \quad (I.24)$$

On déduit facilement que :

$$P_r = T_{em} \cdot \frac{\omega_r}{p} \quad (I.25)$$

Comme nous l'avons fait pour la puissance active, la puissance réactive au rotor et au stator peut être exprimée sous la forme :

$$Q_s = 3 \operatorname{Im}\{V_s \cdot I_s^*\} \quad (I.26)$$

Similairement, au rotor la puissance réactive s'écrit:

$$Q_r = 3 \operatorname{Im}\{V_r \cdot I_r^*\} \quad (I.27)$$

La présence du convertisseur entre le rotor et le réseau permet de contrôler la puissance entre le stator et le réseau. La Fig I-10 montre les différentes configurations de fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation dont le stator est relié directement au réseau et le rotor est relié au réseau par l'intermédiaire du convertisseur. Pour le transfert de puissance, il existe quatre cas possibles [11], [10].

Lorsque la machine fonctionne en moteur, la puissance est fournie par le réseau au stator. Si la vitesse de rotation est inférieure au synchronisme, la puissance P_r est renvoyée sur le réseau,

c'est le fonctionnement moteur Hypo synchrone. Les conditions mathématiques qui traduisent ce fonctionnement en négligeant toutes les pertes sont :

$$g > 0, P_s > 0, P_{mec} > 0, P_r = g \cdot P_s > 0.$$

La machine asynchrone à cage classique peut avoir ce fonctionnement.

Cependant la puissance de glissement est dissipée en pertes Joule dans le rotor.

- En mode moteur Hyper synchrone, une partie de la puissance absorbée par le réseau va au rotor et est convertie en puissance mécanique. La puissance est donc fournie à la machine par le stator et le rotor, les conditions mathématiques sont les suivants :

$$g < 0, P_s > 0, P_{mec} > 0, P_r = g \cdot P_s < 0.$$

La machine asynchrone à cage classique ne peut pas avoir ce fonctionnement.

- En fonctionnement générateur Hypo synchrone, la puissance fournie à la machine par le dispositif qui l'entraîne est une puissance mécanique. La puissance est fournie au réseau par le stator et une partie de cette puissance transitant par ce dernier est réabsorbée par le rotor. Les conditions mathématiques sont les suivants :

$$g > 0, P_s < 0, P_{mec} < 0, P_r = g \cdot P_s < 0.$$

La machine asynchrone à cage classique ne peut pas avoir ce fonctionnement.

- En mode Hyper synchrone, la totalité de la puissance mécanique fournie à la machine est transmise au réseau aux pertes près par le rotor et le stator.

Les conditions mathématiques sont les suivants :

La machine asynchrone à cage classique peut avoir ce fonctionnement mais la puissance de glissement est alors dissipée en pertes Joule dans le rotor.

On peut donc remarquer que la MADA a deux principaux avantages sur la machine à cage classique : la production de puissance électrique quel que soit la vitesse de rotation et la récupération de la puissance de glissement [10].

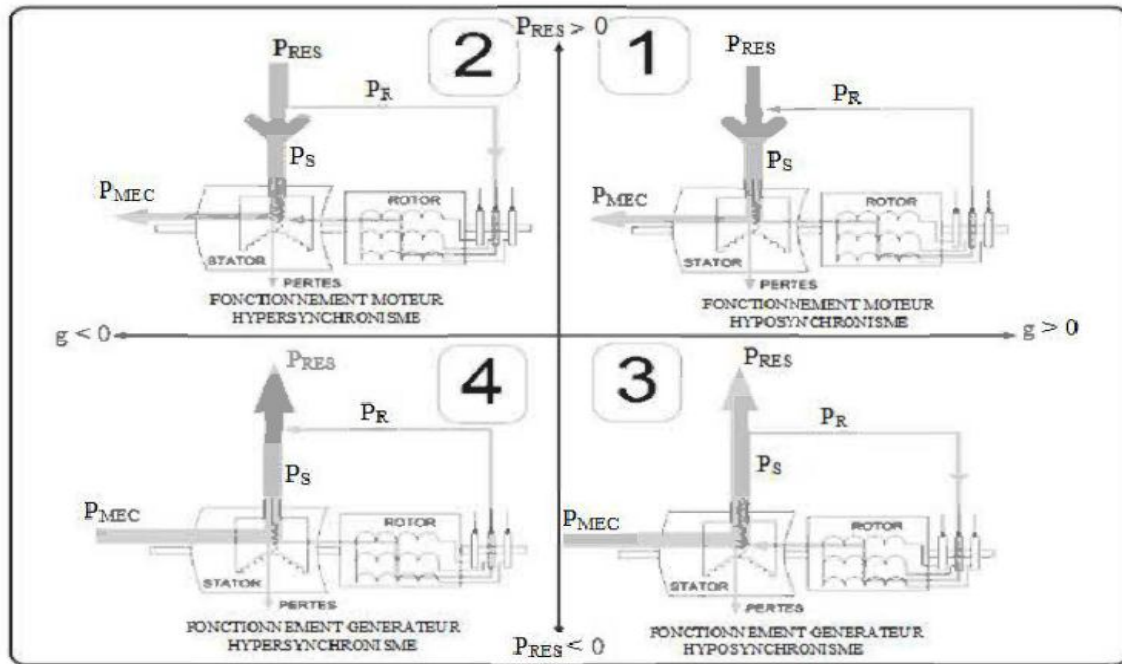


Fig I-10 : Quadrants de fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation.

I.8. 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 [12].

I.8.1. 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 possibilité de fonctionner à couple constant c'est-à-dire 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).

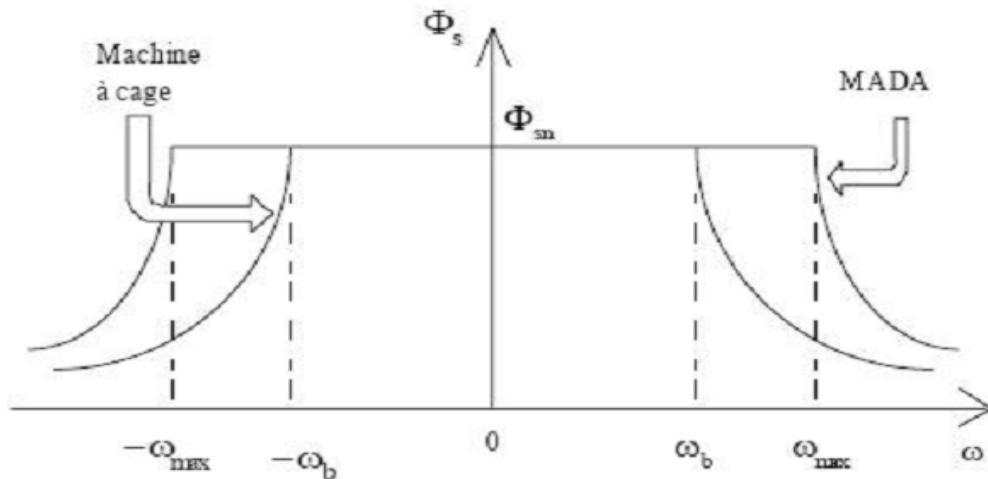


Fig I-11 : Comparaison de zone de fonctionnement en survitesse sans démagnétisation : machine à cage et MADA.

I.8.2. Inconvénients de la MADA :

Tout d'abord, la MADA est une machine asynchrone ; alors le premier inconvénient est que sa structure est non linéaire, ce qui implique la complexité de sa commande. En plus de ça, on peut citer les inconvénients suivants :

- Machine plus volumineuse que celle à cage, généralement elle est plus longue à causes des balais.
- Le coût total de la machine asservie est plus important que celui de la machine à cage.
- 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) [12].
- Un autre inconvénient apparaît lors de l'étude de cette machine, ce dernier est la stabilité notamment en boucle ouverte. En effet, dans le cas de la machine asynchrone conventionnelle celle-ci est garantie par la relation fondamentale de l'autopilotage réalisant l'asservissement de la vitesse par la fréquence du stator. Par conséquent, les deux forces magnétomotrices du stator et du rotor deviennent synchronisées. Mais dans le cas de la machine asynchrone à double alimentation, la rotation des forces magnétomotrices devient fonction des fréquences imposées par les deux sources d'alimentation externes. De ce fait, une certaine synchronisation entre elles est exigée afin de garantir une stabilité à la machine [4], [13].

I.9. Conclusion :

Dans ce chapitre un aperçu général sur la machine asynchrone à double alimentation (MADA) et leur application a été donné ainsi que les différents types de fonctionnement. De même que le principe et les régimes de fonctionnement de cette dernière ont été présentés. La MADA porte un caractère qui permet à cette dernière d'occuper un large domaine d'application, soit dans les entraînements à vitesses variables (fonctionnement moteur), soit dans les applications à vitesse variable et à fréquence constante (fonctionnement générateur).

Pour vu le comportement de la MADA, la modélisation est nécessaire. L'objet du prochain chapitre est consacré à la modélisation du moteur asynchrone à double alimentation (MADA).

Chapitre II

Modélisation de la MADA

II.1.Introduction :

La modélisation de la machine électrique est une phase primordiale de son développement. Les progrès de l'informatique et du génie des logiciels permettent de réaliser des modélisations performantes et d'envisager l'optimisation des machines électriques [14].

Dans ce chapitre, on présente le modèle mathématique de la MADA, cette machine fonctionne en mode moteur (moteur asynchrone à double alimentation, MADA) dans ce travail, dont les phases du stator sont alimentées par un réseau triphasé de tension sinusoïdale à fréquence et amplitude constante et les phases du rotor sont alimentées par un onduleur de tension à fréquence et amplitude variable.

II.2.Modélisation de la MADA :

Afin d'établir la modélisation de la MADA, nous allons déterminer le modèle d'une machine asynchrone à rotor bobiné. Ce modèle sera établi de la même manière que le modèle de la machine à cage avec comme différence l'existence de tensions rotoriques non nulles [14].

La figure suivante représente l'enroulement triphasé de la MADA.

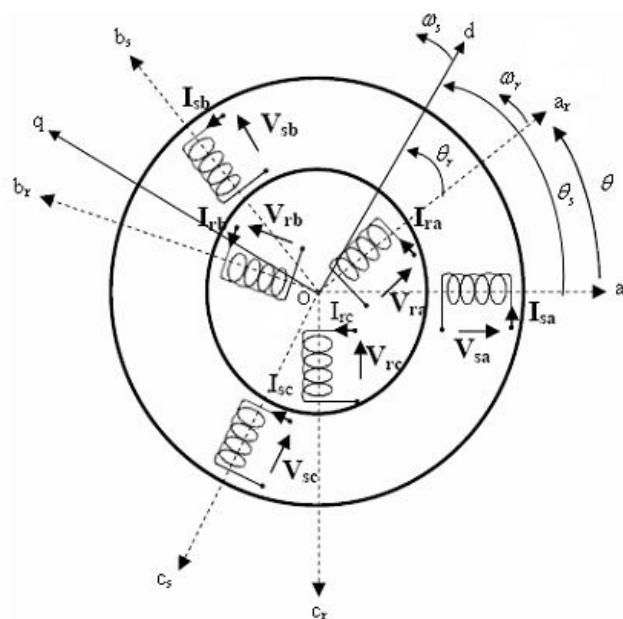


Fig II-1 : Représentation de l'enroulement triphasé de la MADA

Telle que :

a_s, b_s, c_s : correspondent aux trois phases du stator.

a_r, b_r, c_r : correspondent aux trois phases du rotor.

Les deux axes O_d et O_q , sont perpendiculaires et serviront à transformer les équations de la machine. Leurs positions peuvent être quelconques vue l'isotropie du stator et du rotor.

$$O_{as}, O_{ar} = \theta_s \quad O_{ds}, O_{dr} = \theta_r \quad O_{as}, O_{ar} = \theta_s - \theta_r = \theta$$

L'angle θ caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator, d'où la vitesse angulaire :

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \quad (\text{II.1})$$

Avec : $\omega = P\Omega$

Ω est la vitesse de rotation angulaire mécanique, et P est le nombre de paires de pôles.

II.2.1. Hypothèses et Conventions [12] :

- Pour simplifier l'étude de la machine asynchrone idéalisée, on considère les hypothèses simplificatrices suivantes :
- Nous supposons que la machine est constituée d'un stator et d'un rotor cylindrique et coaxiaux dont les enroulements sont symétriques triphasés et répartis d'une façon sinusoïdale dans les encoches. Les trois enroulements statoriques, respectivement rotoriques, sont supposés identiques.
- Nous supposons que l'épaisseur de l'entrefer est uniforme ce qui conduit à une perméance d'entrefer constante.
- Nous négligeons la saturation du circuit magnétique ainsi que son hystérésis, ce qui permet de définir des inductances constantes.
- Nous supposons que l'induction dans l'entrefer est à répartition sinusoïdale.
- Nous supposons que la composante homopolaire du courant est nulle.
- Nous tenons compte des fondamentaux des grandeurs alternatives seulement.
- Nous ne tenons compte que des pertes joules dans la machine. Nous négligeons les pertes fer.

II.2.2. Equations de la MADA :

Soit une machine asynchrone triphasé au stator et au rotor représentée schématiquement par la Fig II-1 et dont les phases sont repères respectivement a_s, b_s, c_s et a_r, b_r, c_r et l'angle électrique θ variable en fonction du temps définit la position relative instantanée entre les axes magnétique des phases a_r et a_s choisis comme axes de référence [15].

II.2.2.1. Equations électriques :

La MADA est représentée par les équations des phases statoriques et rotoriques

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.2})$$

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

$[V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs}]^T, [V_{ar} \ V_{br} \ V_{cr}]^T$: vecteurs des tensions statoriques et rotoriques.

$[i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^T, [i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr}]^T$: vecteurs des courants statoriques et rotoriques.

$[\phi_{as} \ \phi_{bs} \ \phi_{cs}]^T, [\phi_{ar} \ \phi_{br} \ \phi_{cr}]^T$: vecteurs des flux statoriques et rotoriques.

R_s, R_r : sont respectivement la résistance statorique et rotorique.

II.2.2.2. Equations magnétiques :

Les expressions des flux en fonction des courants statoriques et rotoriques sont données par :

$$\begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

Avec :

L_s, L_r : Inductances propres statoriques et rotoriques,

M_{sr} : Inductance mutuelle entre phases statoriques,

M : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

La matrice des inductances mutuelles entre les phases du stator et du rotor dépend de la position angulaire θ entre l'axe du stator et celui du rotor [16].

$$[M_{sr}] = M_0 \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

M_0 : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et la phase correspondante du rotor (leurs axes magnétiques sont, alors, alignés).

Il est clair que l'écriture de $[V_{as}]$ et $[V_{ar}]$ en fonction des courants conduit à un système d'équations dont les coefficients sont variables dans le temps ; d'où la complexité de leur résolution pour résoudre ce problème, on a recouru à la transformation de Park qui s'impose alors comme alternative dans le but d'obtenir un modèle équivalent plus simple à manipuler.

II.2.3. Application de la Transformation de Park à la MADA :

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes d et q. Ceci peut être interprété comme la substitution, aux enroulements réels, d'enroulements fictifs d_s, q_s, d_r, q_r dont les axes magnétiques sont liés aux axes (d-q) conformément à la Figure II-2 [16].

On désire transformer les enroulements de la MADA triphasée en des enroulements biphasé orthogonaux équivalents selon les axes (d-q) lié au champ tournant ainsi la composante homopolaire pour équilibrer le système transformé, c'est-à-dire :

- ✓ Direct selon l'axe (d).
- ✓ Quadrature (transversal) selon l'axe (q).
- ✓ Homopolaire (o).

Dans le cas d'un système de courant, la transformation s'écrit :

$$[I_{dgo}] = [P] \cdot [I_{abc}] \quad (\text{II.7})$$

$$[I_{abc}] = [P]^{-1} \cdot [I_{dgo}] \quad (\text{II.8})$$

celle des tensions :

$$[V_{dgo}] = [P] \cdot [V_{abc}] \quad (\text{II.9})$$

$$[V_{abc}] = [P]^{-1} \cdot [V_{dgo}] \quad (\text{II.10})$$

La transformation des flux :

$$[\phi_{dgo}] = [P] \cdot [\phi_{abc}] \quad (\text{II.11})$$

$$[\phi_{abc}] = [P]^{-1} \cdot [\phi_{dgo}] \quad (\text{II.12})$$

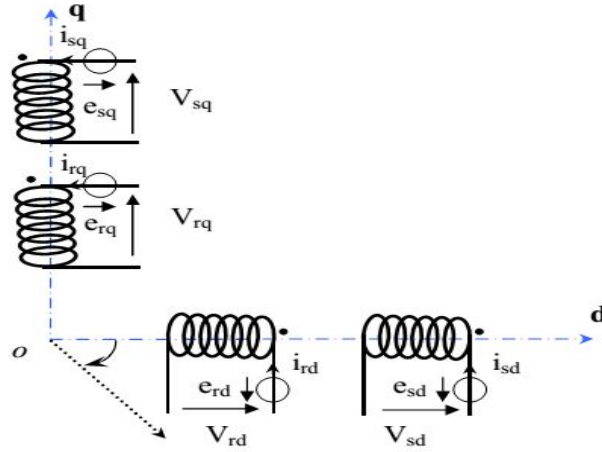


Fig II-2 : Modèle de la machine après transformation de Park

Dans le cas d'un système de courant, la transformation s'écrit :

Avec $[P]$ la matrice de transformation modifiée qui est orthogonale et s'écrit [17]

$$[P] = \sqrt{2/3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

$$[P]^{-1} = \sqrt{2/3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

$$[V_{dgo}] = [V_d \quad V_q \quad V_o]^T \quad (\text{II.15})$$

$$[I_{dgo}] = [I_d \quad I_q \quad I_o]^T \quad (\text{II.16})$$

II.2.4.Modèle de la MADA selon le Système d’axes Généralisé « d,q » :

Nous appliquons à la machine à double alimentation, représentée par la Fig II-3, la transformation de Park.

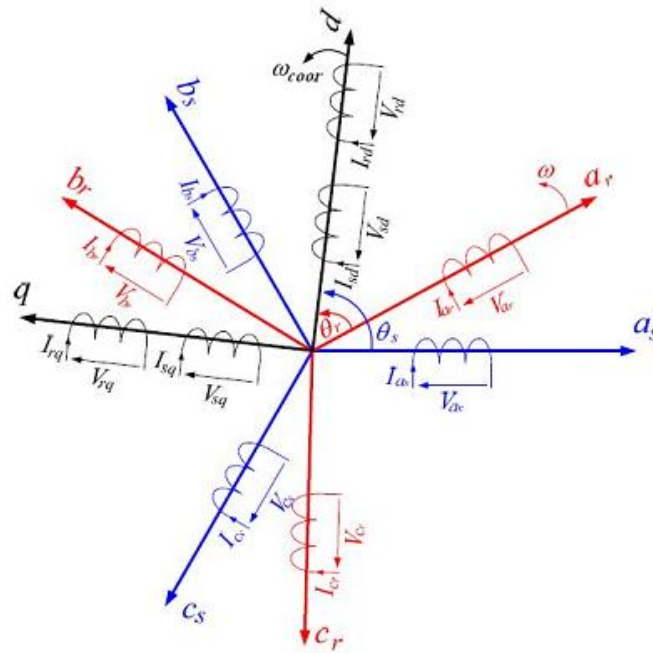


Fig II-3 : Représentation de Park d’une machine asynchrone à double alimentation

II.2.4.1.Equations des Tensions :

Après l’application de la transformation de Park pour l’équation (II.2) du stator et l’équation (II.3) du rotor, les expressions des tensions statoriques et rotoriques suivant l’axe (d,q) sont données par :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} - \omega_{coor} \cdot \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} + \omega_{coor} \cdot \phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d}{dt} \phi_{rd} - (\omega_{coor} - \omega) \cdot \phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d}{dt} \phi_{rq} + (\omega_{coor} - \omega) \cdot \phi_{rd} \end{cases} \quad (II.17)$$

Avec :

ω_{coor} : Pulsation du référentiel d’axe (d,q) .

ω : Pulsation mécanique du rotor.

II.2.4.2. Equations des Flux :

Comme pour l'application de transformation de Park sur les équations des tensions, on applique cette transformation sur les équations des flux statoriques et rotoriques, on obtient :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + M \cdot i_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s \cdot i_{sq} + M \cdot i_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r \cdot i_{rd} + M \cdot i_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r \cdot i_{rq} + M \cdot i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

Avec :

$$M = \frac{3}{2} \cdot M_0 : \text{Inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques.}$$

II.2.5. Choix du référentiel [3] :

Pour étudier la théorie des régimes transitoires de la machine asynchrone à double alimentation, on peut utiliser trois systèmes d'axes de coordonnées du plan d'axes (d,q) [17].

Dans la suite, les composantes homopolaires sont supposées nulles.

II.2.5.1. Référentiel lié au Stator :

Dans ce référentiel, les axes (d,q) sont immobiles par rapport au stator ($\omega_{\text{coor}}=0$). Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées et dont l'avantage ne nécessite pas une transformation vers le système réel.

L'utilisation de ce système permet d'étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif.

II.2.5.2. Référentiel lié au Rotor :

Dans ce référentiel, les axes (d,q) sont immobiles par rapport au rotor tournant à une vitesse ω donc ($\omega_{\text{coor}}=\omega=P \cdot \Omega$). L'utilisation de ce référentiel permet d'étudier les régimes transitoires dans les machines alternatives synchrones et asynchrones avec une connexion non symétrique des circuits du rotor.

II.2.5.3. Référentiel lié au Champ Tournant :

Dans ce référentiel, les axes (d,q) sont immobiles par rapport au champ électromagnétique créé par les enroulements statoriques, d'où ($\omega_{\text{coor}}=\omega_s ; (\omega_r=\omega_s-\omega)$).

Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de pouvoir appliquer une commande de vitesse, de couple, etc. puisque les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue.

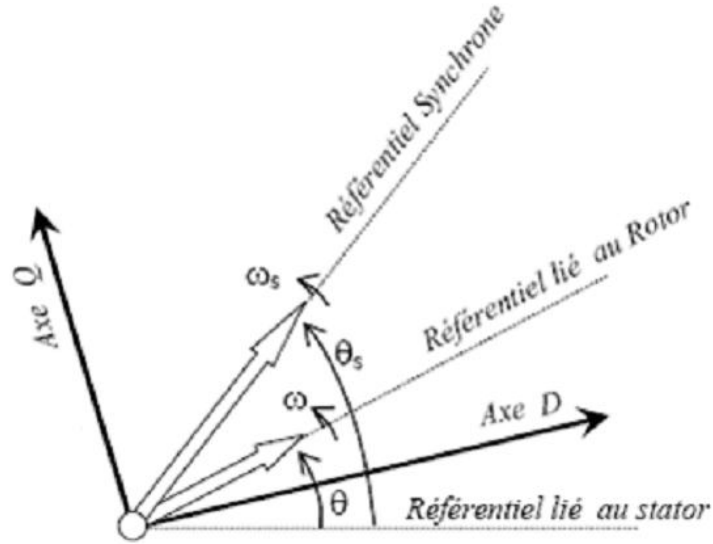


Fig II-4 : Choix du référentiel [2]

Dans notre travail, on utilise le référentiel lié au champ tournant ($\omega_{\text{coor}}=\omega_s$) pour la modélisation de la MADA. Dans ce cas, le modèle de la MADA devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} - \omega_{\text{coor}} \cdot \phi_{sq} \end{array} \right. \quad (\text{II.19})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} + \omega_{\text{coor}} \cdot \phi_{sd} \end{array} \right. \quad (\text{II.20})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{rd} = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d}{dt} \phi_{rd} - (\omega_{\text{coor}} - \omega) \cdot \phi_{rq} \end{array} \right. \quad (\text{II.21})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{rq} = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d}{dt} \phi_{rq} + (\omega_{\text{coor}} - \omega) \cdot \phi_{rd} \end{array} \right. \quad (\text{II.22})$$

Les composantes des flux statoriques et rotoriques sont données par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + M \cdot i_{rd} \end{array} \right. \quad (\text{II.23})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{sq} = L_s \cdot i_{sq} + M \cdot i_{rq} \end{array} \right. \quad (\text{II.24})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{rd} = L_r \cdot i_{rd} + M \cdot i_{sd} \end{array} \right. \quad (\text{II.25})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{rq} = L_r \cdot i_{rq} + M \cdot i_{sq} \end{array} \right. \quad (\text{II.26})$$

II.2.6. Equation Mécanique :

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

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega \quad (\text{II.27})$$

Où :

C_e : Le couple électromagnétique.

C_r : Le couple résistant.

J : Moment d'inertie des parties tournantes.

Ω : Vitesse de rotation du rotor de la MADA.

F : Coefficient de frottement visqueux de la MADA.

Le couple électromagnétique peut être dérivé de l'expression de la co-énergie ou obtenu à l'aide d'un bilan de puissance. Il en résulte plusieurs expressions toutes sont égaux :

$$C_e = P(\phi_{sd} \cdot i_{sq} - \phi_{sq} \cdot i_{sd}) \quad (\text{II.28})$$

$$C_e = P.M(i_{rd}i_{sq} - i_{rq}i_{sd}) \quad (\text{II.29})$$

$$C_e = \frac{P.M}{L_r}(\phi_{rd}i_{sq} - \phi_{rq}i_{sd}) \quad (\text{II.30})$$

$$C_e = P.M(\phi_{sq}i_{rd} - \phi_{sd}i_{rq}) \quad (\text{II.31})$$

P : Nombre de paires de pôles.

II.3.Modèle de la MADA sous Forme d'Equation d'Etat :

Pour la machine asynchrone à double alimentation les variables de contrôle sont les tensions statoriques et rotoriques. En considérant les courants statoriques et rotoriques comme des vecteurs d'état, alors le modèle de la MADA est décrit par l'équation d'état suivante :

$$\dot{X} = \frac{dX}{dt} = A.X + B.U \quad (\text{II.32})$$

Avec :

X : Vecteur d'état.

A : Matrice d'évolution d'état du système.

B : Matrice de la commande.

U : Vecteur du système de commande.

Où :

$$X = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad i_{rd} \quad i_{rq}]^T, U = [V_{sd} \quad V_{sq} \quad V_{rd} \quad V_{rq}]^T$$

Pour la représentation matricielle :

$$\begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ -\omega_s L_s & -R_s & -\omega_s M & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega)M & -R_r & (\omega_s - \omega)L_r \\ -(\omega_s - \omega)M & 0 & -(\omega_s - \omega)L_r & -R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.33})$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ -\omega_s L_s & -R_s & -\omega_s M & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega)M & -R_r & (\omega_s - \omega)L_r \\ -(\omega_s - \omega)M & 0 & -(\omega_s - \omega)L_r & -R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.34})$$

on pose:

$$[L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}$$

$$[Z] = \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ -\omega_s L_s & -R_s & -\omega_s M & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega)M & -R_r & (\omega_s - \omega)L_r \\ -(\omega_s - \omega)M & 0 & -(\omega_s - \omega)L_r & -R_r \end{bmatrix}$$

Alors l'équation (II.34) devient:

$$\frac{dX}{dt} = [L]^{-1} \cdot [Z] \cdot X + [L]^{-1} \cdot U \quad (\text{II.35})$$

Par analogie de l'équation (II.35) avec l'équation (II.32) on trouve:

$$A = [L]^{-1} \cdot [Z]; \quad B = [L]^{-1}$$

La matrice $[Z]$ peut être écrite comme suit :

Dans le but de simplifier la réalisation par Simulink/Matlab la matrice $[Z]$ peut être décomposée de la forme suivante:

$$[Z] = -[Z_1] - \omega \cdot [Z_2] - \omega_s \cdot [Z_3]$$

Avec:

$$[Z_1] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}; \quad [Z_2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ -M & 0 & -L_r & 0 \end{bmatrix}; \quad [Z_3] = \begin{bmatrix} 0 & L_s & 0 & M \\ -L_s & 0 & -M & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ -M & 0 & -L_r & 0 \end{bmatrix}$$

II.4. Alimentation de la MADA :

Dans notre travail le stator de la MADA est connecté directement au réseau et le rotor est connecté à travers un onduleur de tension (Fig II-5). La tension de ce dernier est contrôlée par une technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) qui permet le réglage simultané de la fréquence et de la tension de sortie de l'onduleur [8].

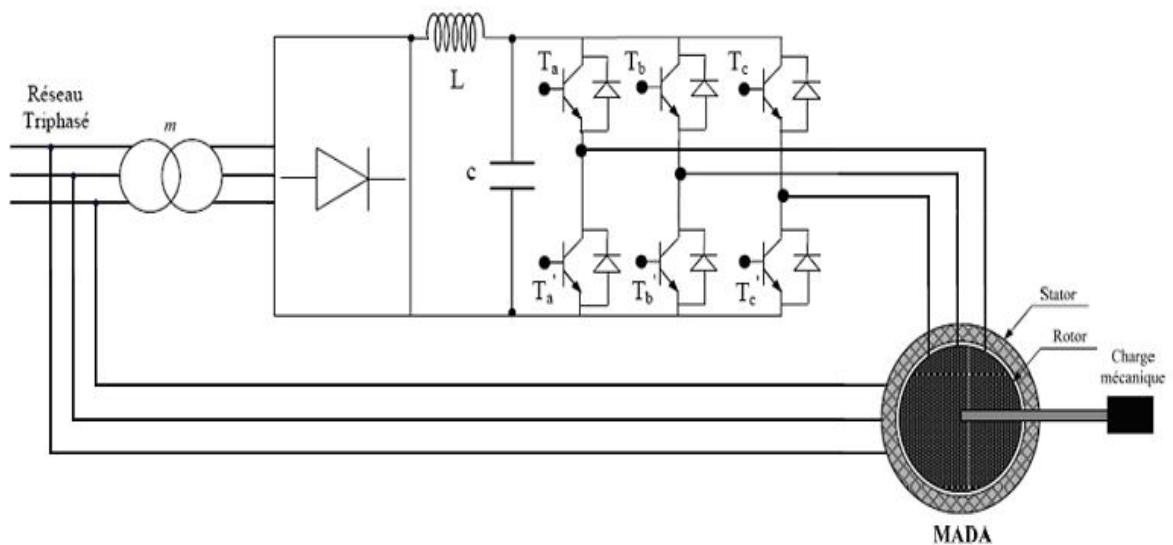


Fig II-5: Schéma de l'association MADA-Onduleur de tension

II.4.1. Modélisation de l'Onduleur de Tension :

Pour modéliser l'onduleur de tension, Fig II-6, on considère son alimentation comme une source parfaite (bus continu), supposée d'être constituée de deux générateurs de f.é.m égale à $U_{dc} / 2$ connectés entre eux par un point noté n_0 [15].

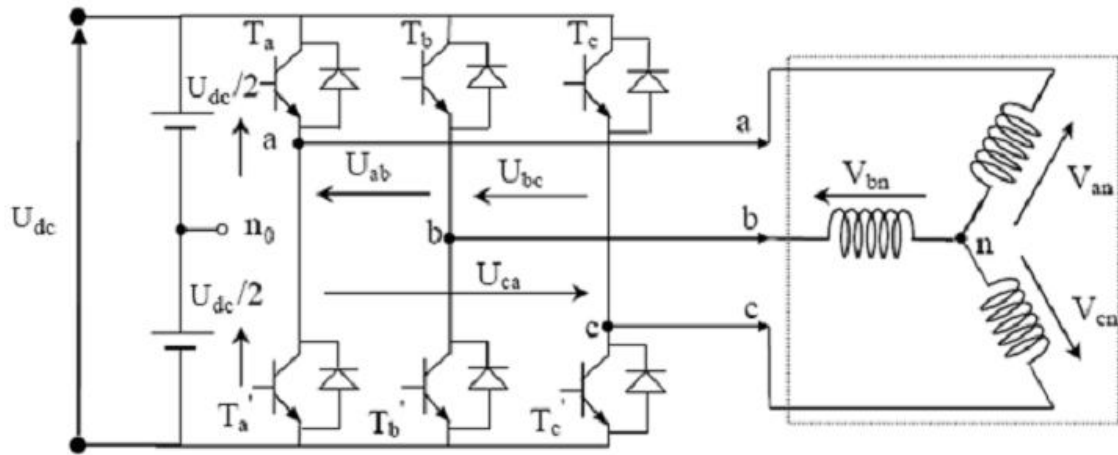


Fig II-6: Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux

La machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons V_{an} , V_{bn} et V_{cn} . L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle T_i et T'_i les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

- si $S_i = 1$, alors T_i est passant et T'_i est ouvert,
- si $S_i = 0$, alors T_i est ouvert et T'_i est passant.

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an_0} - V_{bn_0} \\ U_{bc} = V_{bn_0} - V_{cn_0} \\ U_{ca} = V_{cn_0} - V_{an_0} \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle, donc :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}[U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = \frac{1}{3}[U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = \frac{1}{3}[U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

Elles peuvent s'écrire à partir des tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point de référence n_0 .

$$\begin{cases} V_{an} + V_{n_0} = V_{an_0} \\ V_{bn} + V_{n_0} = V_{bn_0} \\ V_{cn} + V_{n_0} = V_{cn_0} \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

Donc, on peut déduire que:

$$V_{m_0} = \frac{1}{3} [V_{an_0} + V_{bn_0} + V_{cn_0}] \quad (\text{II.39})$$

L'état des interrupteurs supposés parfaits $\Leftrightarrow S_i (i = a, b, c)$ on a :

$$V_{in_0} = S_i \cdot U_{dc} - \frac{U_{dc}}{2} = (S_i - 0.5)U_{dc} \quad (\text{II.40})$$

On a donc :

$$\begin{cases} V_{an_0} = (S_a - 0.5)U_{dc} \\ V_{bn_0} = (S_b - 0.5)U_{dc} \\ V_{cn_0} = (S_c - 0.5)U_{dc} \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

En remplaçant l'équation (II.39) dans l'équation (II.38), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{an_0} - \frac{1}{3}V_{bn_0} - \frac{1}{3}V_{cn_0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{an_0} + \frac{2}{3}V_{bn_0} - \frac{1}{3}V_{cn_0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{an_0} - \frac{1}{3}V_{bn_0} + \frac{2}{3}V_{cn_0} \end{cases} \quad (\text{II.42})$$

En remplaçant l'équation (II.41) dans l'équation (II.42), on obtient:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}U_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.43})$$

Il suffit d'appliquer la transformation de Park pour passer d'un système triphasé au système biphasé.

II.4.2. Commande par Modulation Sinus-Triangle :

La MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse [18].

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par:

$$\begin{cases} V_{ref_a} = V_m \cdot \sin(2\pi ft) \\ V_{ref_b} = V_m \cdot \sin(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{ref_c} = V_m \cdot \sin(2\pi ft + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (II.44)$$

L'équation de la porteuse est donnée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} [4(t/T_p) - 1] & \text{si } 0 \leq t \leq T_p/2 \\ V_{pm} [-4(t/T_p) + 3] & \text{si } T_p/2 \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (II.45)$$

$$\text{Où : } T_p = \frac{1}{f_p}$$

f_p : Fréquence de la tension de référence (Hz).

T_m : Période de la porteuse (s).

V_{ref} : Amplitude de la tension de référence (V).

V_{pm} : Tension de référence (V).

V : Valeur crête de l'onde de modulation (V)

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

1. L'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence de modulation (f_p) sur la fréquence de référence (f).
2. Le coefficient de réglage en tension r égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence (V_m) à la valeur crête de l'onde de modulation (V_{pm}).

f_p : fréquence de la porteuse (Hz).

Il existe différents types de modulation de largeur d'impulsion [19] MLI naturelle ou intersective : le calcul des instants de commutation se fait par intersection du signal de référence avec un signal triangulaire.

- MLI avec contrôle d'amplitude : l'amplitude crête est constante et pour la valeur efficace du fondamental, on agit sur la largeur des impulsions. Pour maintenir $U/f=Cte$, il faut modifier la valeur des angles d'amorçage de MLI pour chaque valeur de vitesse. Ceux-ci sont donc précalculés et stockés dans une mémoire.
- MLI vectorielle : les instants de commutation sont calculés en ligne.

En ce qui nous consternons pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture (instants de commutation) des interrupteurs, on utilise la technique MLI naturelle consistant à comparer le signal de référence onde (modulante) de forme sinusoïdale à faible fréquence, à un signal triangulaire onde (porteuse) de fréquence élevée. Le signal modulé est au niveau haut lorsque la modulante est supérieure à la porteuse et est au niveau bas lorsque la modulante est inférieure à la porteuse. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante, Fig II-7.

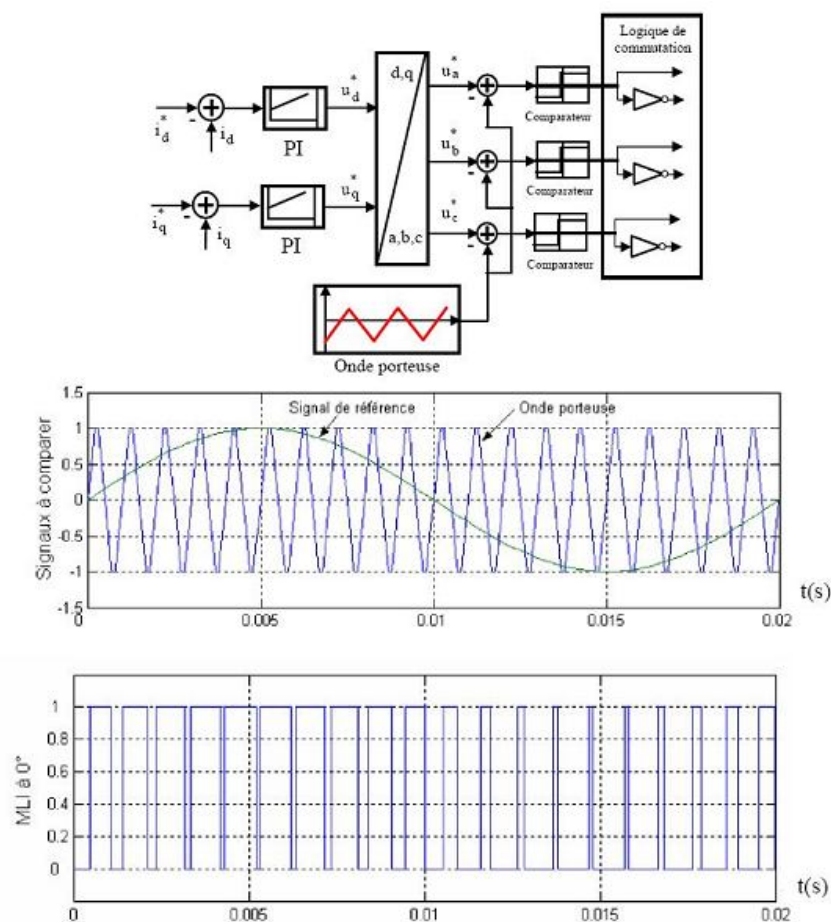


Fig II-7: Schéma de principe de la commande par MLI

II.5. Résultats de Simulation du Modèle de la MADA :

La figure II.8 présente le modèle de la MADA sous Matlab/simulink.

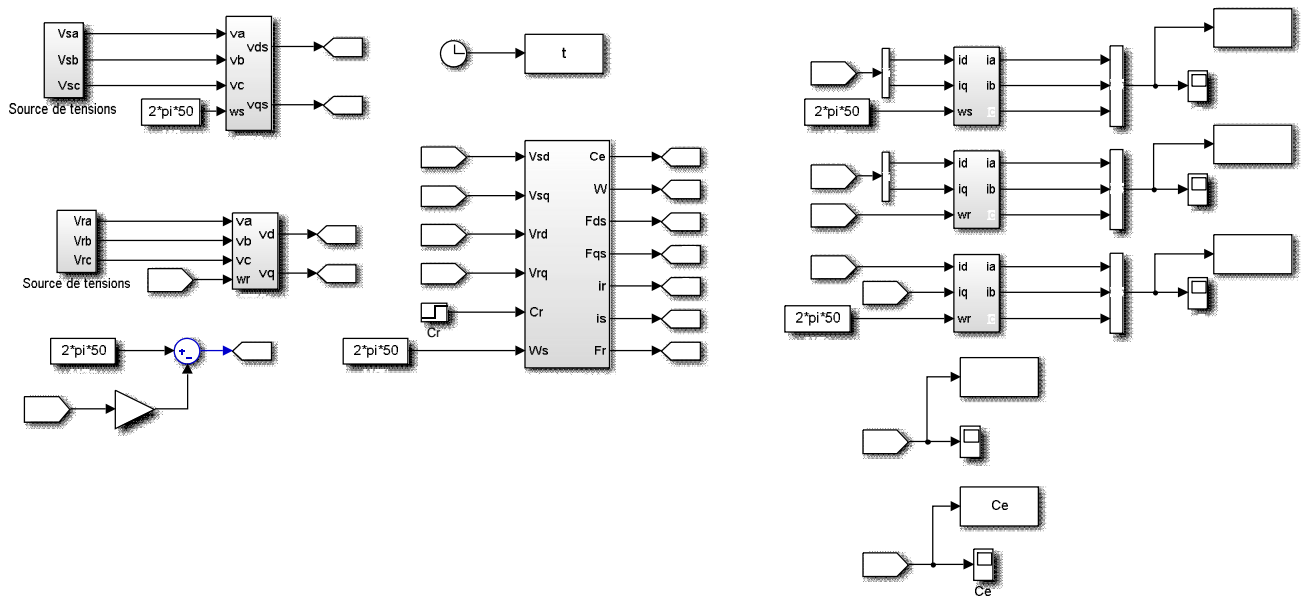


Fig II.8: le modèle de la MADA sous Matlab/Simulink

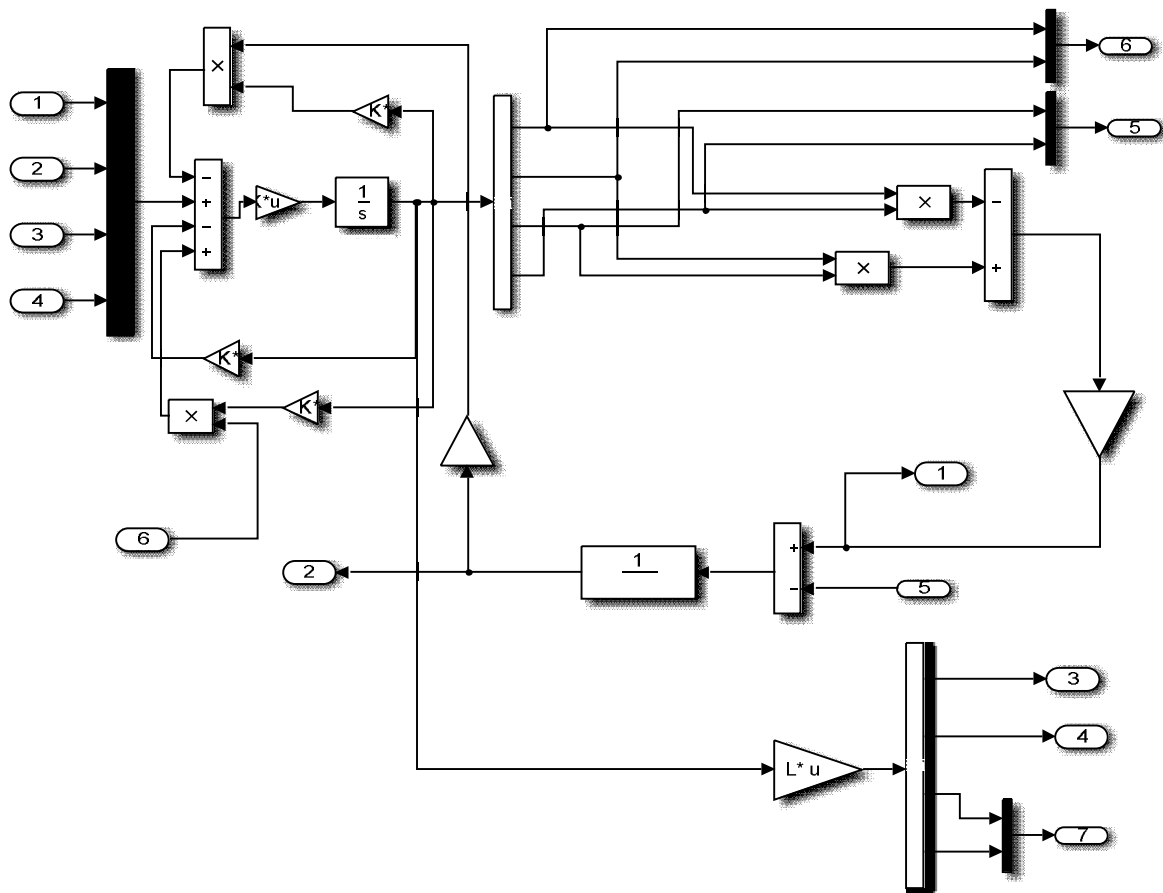


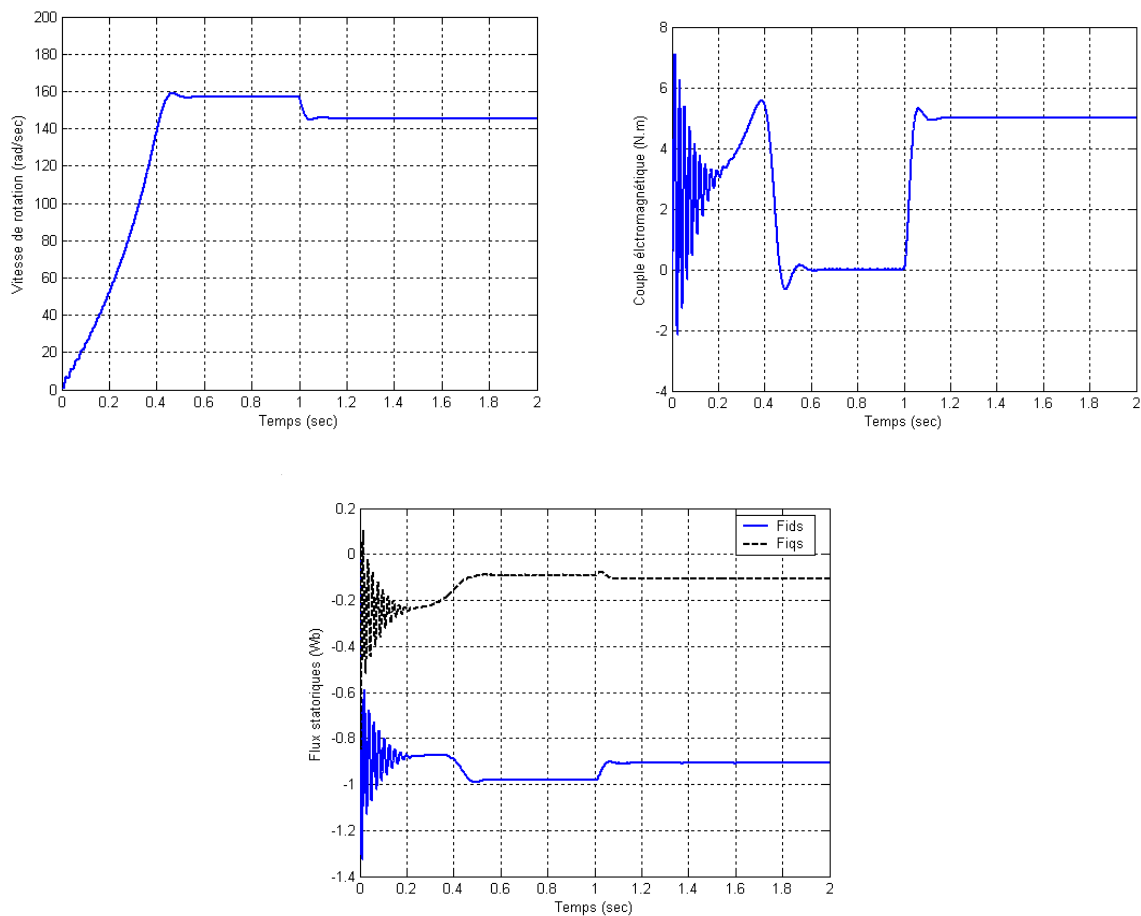
Fig II.9: le sous système "Modèle de la MADA"

Pour faire un bon fonctionnement de la MADA, on préfère de suivre la procédure suivante :

Pour le premier fonctionnement, on a simulé le comportement dynamique de la MADA sans alimentation rotorique (rotor en court circuit), le stator étant alimenté par un réseau triphasé équilibré, que signifie que la MADA fonctionne comme une machine asynchrone à rotor bobiné en court circuit.

➤ **$V_r = 0$ v, $f_r = 0$ Hz, (rotor en court circuit), $C_r = 5$ N.m à $t = 1$ sec :**

La figure II.10 représente le fonctionnement de la MADA sous la charge nominale (5 N.m) après un démarrage à vide et sans alimentation rotorique (elle fonctionne comme une machine asynchrone classique), on remarque que la vitesse atteint sa valeur finale qui vaut 157.08 rd/s environ au bout d'un temps de réponse de 0.56 sec environ et on remarque aussi que le courant du rotor est faible, après l'introduction de la charge à l'instant $t = 1$ sec, la caractéristique de la vitesse présente une diminution de la vitesse de 157.08 rad/sec à 145.42 rad/sec environ, traduite par une augmentation du glissement de la machine, et par conséquent on remarque que les courants statorique et rotorique sont augmentés.



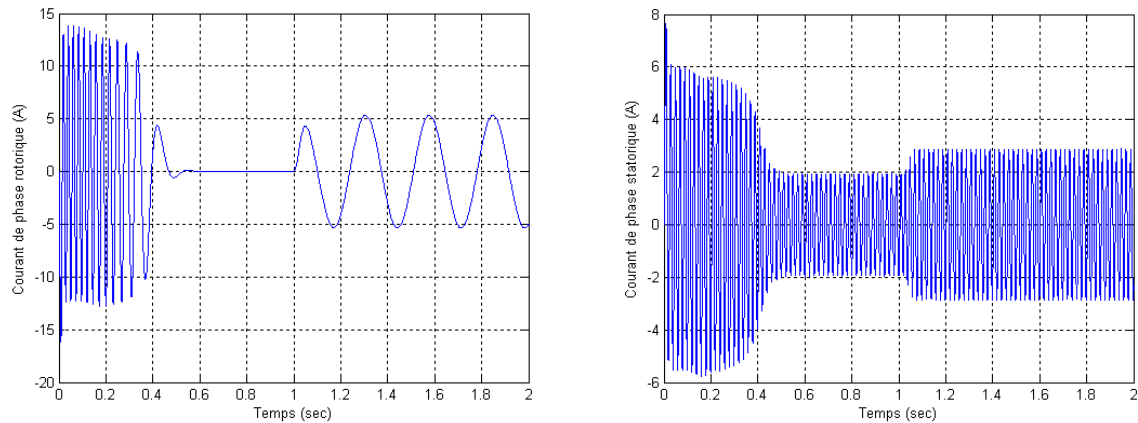


Fig II.10: Résultats de simulation de la MADA sans alimentation rotorique (rotor en court circuit, $V_r = 0$ et $f_r = 0$ Hz) avec un couple de charge (5 N.m) à $t = 1$ sec

Pour le deuxième fonctionnement, on a simulé le comportement dynamique de la MADA avec alimentation rotorique ($V_r = 10$ v, $f_r = 5$ Hz), (le stator étant alimenté par un réseau triphasé équilibré), en deux régimes hypo/hyper-synchrone.

Tout d'abord, on fait tourner la MADA en mode asynchrone dans quelques secondes puis on injecte une tension alternative aux bornes du rotor.

Pour une meilleure observation des caractéristiques, nous supposons que l'instant de l'injection d'une tension est $t = 1$ sec et ensuit l'application du couple de charge (5 N.m) à $t = 2$ sec.

➤ **$V_r = 10$ v, $f_r = 5$ Hz, (mode hypo-synchrone), $C_r = 5$ N.m à $t = 2$ sec :**

La figure II.11 représente le fonctionnement de la MADA lors du démarrage à rotor en court circuit, avant l'application de la charge on remarque les mêmes caractéristiques que dans la figure II.10. Après l'instant 1 sec de simulation on trouve un pic sur le relevé de la vitesse (fonctionnement en mode hypo-synchrone), cela est dû à l'injection d'une tension alternative aux bornes du rotor, par conséquent le courant du rotor est augmenté.

Alors l'augmentation de la tension rotorique influe sur le courant du rotor, et aussi sur le courant du stator; d'autre part, le couple reste stable dans le régime établi mais oscille durant un faible instant en régime transitoire.

A l'instant $t = 2$ sec, on applique un couple de charge (5 N.m), on observe que pour une légère variation de la charge, la vitesse reste toujours constante ; cela donc un avantage de la machine asynchrone à double alimentation.

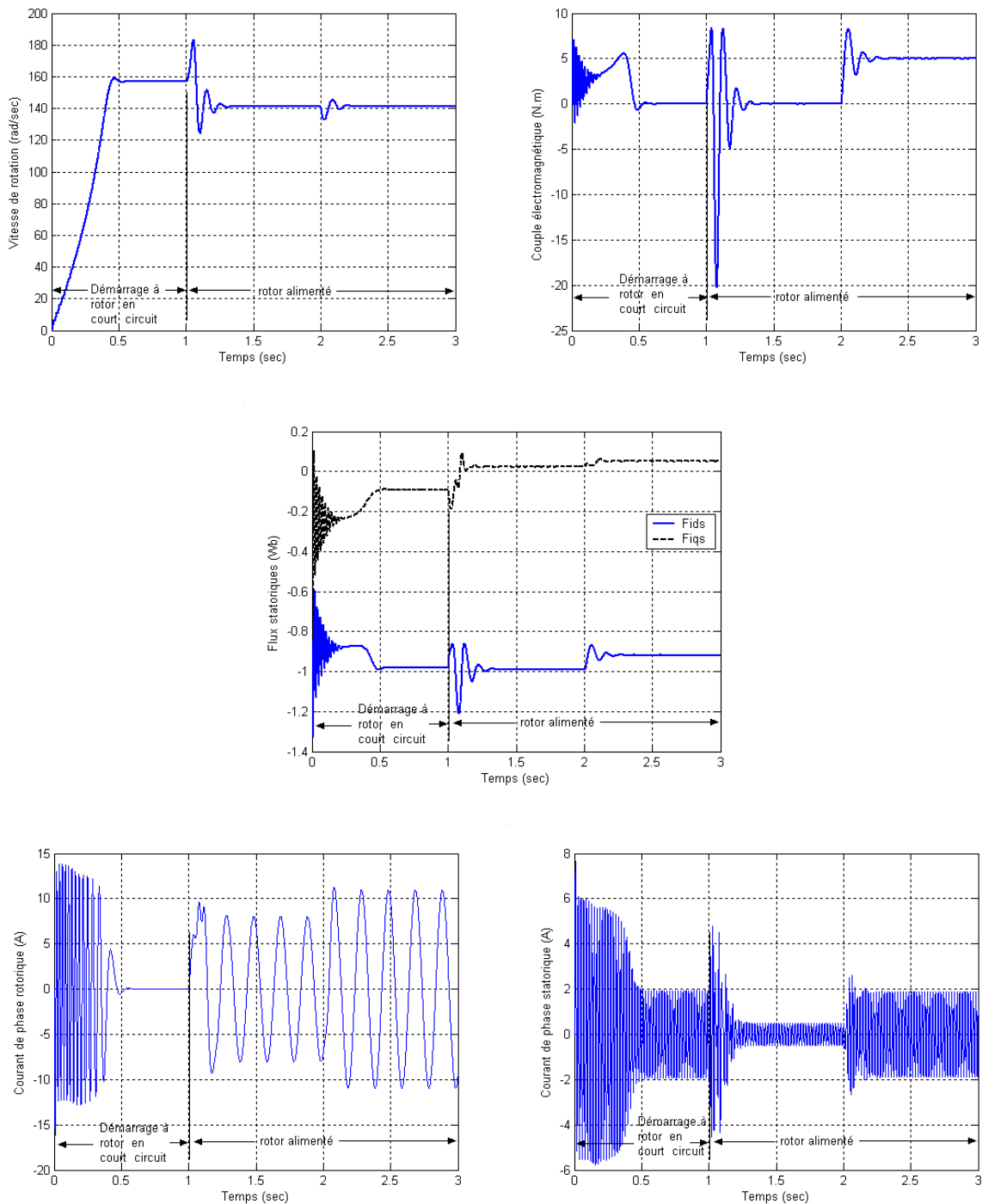


Fig II.11: Résultats de simulation de la MADA avec alimentation rotorique ($V_r = 10$ v et $f_r = 5$ Hz), (hypo-synchrone), avec un couple de charge (5 N.m) à $t = 2$ sec

➤ **$V_r = 10$ v, $f_r = 5$ Hz, (régime hyper-synchrone), $C_r = 5$ N.m à $t = 2$ sec :**

La simulation du modèle montre clairement les capacités de la MADA à fonctionner en mode hyper-synchrone même si la fréquence statorique est fixée à 50 Hz.

La MADA ne peut démarrer directement en mode double alimentée, elle doit être en rotor court-circuité pour sa mise en marche en asynchrone.

A l'instant $t = 2$ sec, on applique aussi un couple de charge (5 N.m), on constate que la vitesse reste constante avec une légère variation durant l'application de la charge (figure II.12).

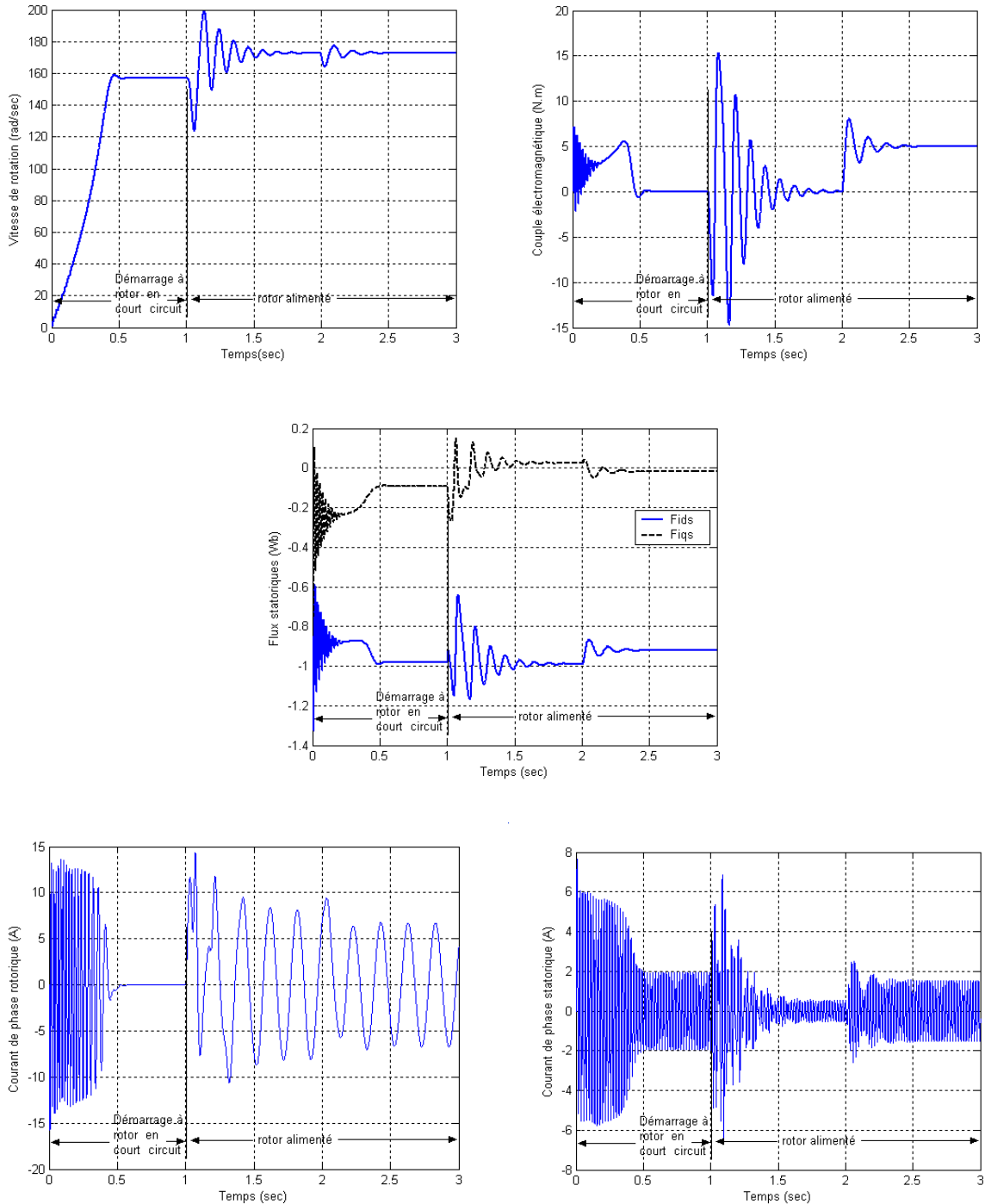


Fig II.12: Résultats de simulation de la MADA avec alimentation rotorique ($V_r = 10$ v et $f_r = 5$ Hz), (hyper-synchrone), avec un couple de charge (5 N.m) à $t = 2$ sec

Les résultats obtenus par les figures II.10, II.11 et II.12 montrent bien le couplage existant entre les différentes variables de la machine, l'importance des pics de courant et du couple et les mauvaises performances dynamiques et statiques de la vitesse. Donc, pour améliorer la réponse

dynamique de la machine et éliminer le couplage existant entre le couple et le flux, on a recours à la commande vectorielle qui permet d'avoir un contrôle indépendant du couple et du flux et un réglage de la vitesse.

II.6.Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) en mode moteur et d'après les résultats de simulation on a observé qu'il y a un couplage entre le flux (axe -d-) et le couple (axe -q-), de plus, la vitesse de ce moteur a des mauvaises performances.

Pour faire un bon découplage entre le flux et le couple et pour un bon réglage de la vitesse du moteur, on va appliquer la commande vectorielle à flux statorique orienté dans le troisième chapitre.

Chapitre III

Commande Vectorielle de la MADA en Mode Moteur

III.1.Introduction :

Ce chapitre présente la commande vectorielle de la MADA, cette machine fonctionne en mode moteur (moteur asynchrone à double alimentation, MADA) dans ce travail, les phases du stator sont alimentées par un réseau triphasé de tension sinusoïdale à fréquence et amplitude constante et les phases du rotor sont alimentées par un onduleur, de tension à deux niveaux, à fréquence et amplitude variable.

III.2.Commande Vectorielle du MADA :

La commande des machines électriques est devenue un domaine de recherche très actif durant ces trois dernières décennies. Cet intérêt est motivé par le fait que les machines électriques constituent un actionneur peu coûteux et peu encombrant pour la plupart des entraînements industriels. La difficulté de la commande des machines asynchrones réside dans le découplage des deux paramètres de commande : flux magnétique et couple électromagnétique [20].

La commande vectorielle par orientation du flux présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances dans les applications à vitesse variable pour le cas de la machine asynchrone double alimentée aussi bien en fonctionnement générateur que moteur [2].

Depuis plusieurs années, plusieurs recherches universitaires et industrielles ont été réalisées et proposées pour remédier le problème de commande de la machine asynchrone et établir une similitude avec la machine à courant continu. En effet, la difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait qu'il existe un couplage entre les variables d'entrées et de sorties et les variables internes de la machine comme le flux, le couple et la vitesse ; et les techniques de commande classiques deviennent insuffisantes surtout dans les applications industrielles réclamant un couple important en basse vitesse (traction, positionnement). Pour maîtriser ces difficultés, et pour obtenir une situation équivalente à celle de la machine à courant continu Blaschke et Hasse ont proposé une technique de commande dite la commande vectorielle en anglais (FOC :*Field Oriented Control*) ou la commande par orientation du flux [4].

Plusieurs techniques, ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classer [4], [13] :

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 tous nos travaux, nous nous intéressons à une commande vectorielle directe en tension avec orientation du flux statorique suivant le repère (d-q).

III.2.1.Principe de la Commande Vectorielle :

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation), et celle liée au couple (le courant d'induit) [21]. Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple.

Contrairement à la machine asynchrone à cage, où nous avons accès à la mesure des courants au stator seulement, la machine asynchrone à bagues doublement alimentée possède l'avantage de nous offrir la possibilité d'une mesure des courants de deux côtés et par conséquent de pouvoir les contrôler donnant une meilleure flexibilité à la commande de cette dernière [12].

L'objectif pour une commande du MADA est de réaliser l'opération précédente à l'aide de variables de commande similaire comme le montre la figure III.1.

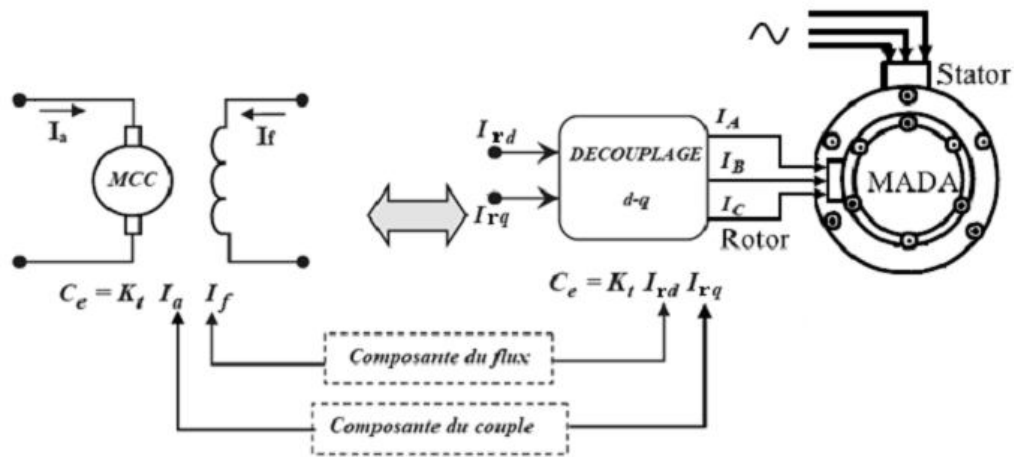


Fig III.1: Schéma de principe du découplage pour le MADA par analogie avec la machine à courant continu.

III.2.2. Procède d'Orientation du Flux [3] :

Il existe trois types d'orientation du flux :

- Orientation du flux rotorique avec les conditions $\varphi_{rd} = \Phi_r$, $\varphi_{rq} = 0$.
- Orientation du flux statorique avec les conditions $\varphi_{sd} = \Phi_s$, $\varphi_{sq} = 0$.
- Orientation du flux d'entrefer avec les conditions $\varphi_{dg} = \Phi_g$, $\varphi_{qg} = 0$.

Dans notre cas l'orientation du flux statorique est la méthode choisie.

III.2.3. Commande Vectorielle par Orientation du Flux Statorique :

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par une autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe (d-q) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux.

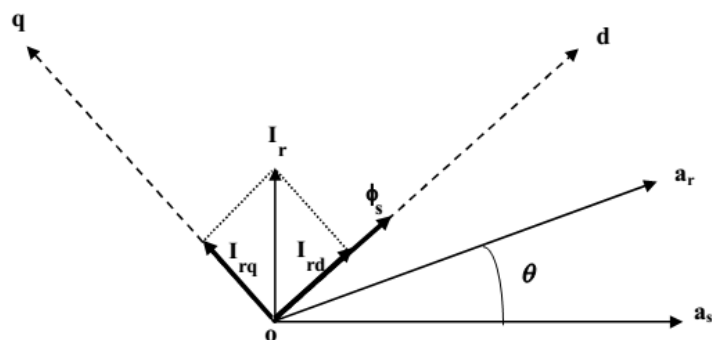


Fig III.2: Illustration de l'orientation du flux statorique.

Pour simplifier la commande il est nécessaire de faire un choix judicieux de référentiel.

Pour cela, on se place dans un référentiel (d-q) lié au champ tournant avec une orientation du flux statorique (l'axe d aligné avec la direction du flux statorique) comme le montre la figure III.2.

On obtient :

$$\varphi_{sd}=\varphi_s \quad \text{et} \quad \varphi_{sq}=0 \quad (\text{III.1})$$

On remplace l'équation (III.1) dans l'équation (II.23) et (II.24), on trouve :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = 0 \Rightarrow i_{sq} = -\frac{M}{L_s} i_{rq} \\ i_{sq} = 0 \\ i_{rq} = \frac{\phi_s^*}{M} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Et on a l'expression du couple électromagnétique :

$$C_e = \frac{P.M}{L_s} (\phi_{sq} i_{rd} - \phi_{sd} i_{rq}) \quad (\text{III.3})$$

En remplaçant l'équation (III.1) dans (III.3) on trouve :

$$C_e = \frac{P.M}{L_s} (-\phi_{sd} i_{rq}) = -\frac{P.M}{L_s} \phi_s i_{rq} \quad (\text{III.4})$$

Alors :

$$i_{rq} = -\frac{L_s}{P.M} \cdot \frac{C_e^*}{\phi_s^*} \quad (\text{III.5})$$

De l'équation (II.20) on a:

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = \left(\frac{R_s.M}{L_s} i_{rq} + V_{sq} \right) / \phi_s^* \quad (\text{III.6})$$

D'après les équations des flux statorique on aura :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s . i_{sd} + M . i_{rd} \Rightarrow i_{sd} = \frac{1}{L_s} (\phi_{sd} - M . i_{rd}) \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

$$\begin{cases} \phi_{sq} = L_s . i_{sq} + M . i_{rq} \Rightarrow i_{sq} = \frac{1}{L_s} (\phi_{sq} - M . i_{rq}) \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

On remplace l'équation (III.7) dans (II.19) et l'équation (III.8) dans (II.20) on trouve:

$$\phi_{sd} = V_{sd} + \frac{M}{T_s} \cdot i_{rd} - \frac{1}{T_s} \cdot \phi_{sd} \quad (\text{III.9})$$

$$\phi_{sq} = 0 = V_{sq} + \frac{M}{T_s} \cdot i_{rq} - \frac{1}{T_s} \cdot \phi_{sd} \quad (\text{III.10})$$

En exprimant le flux rotorique en fonction de flux statorique ϕ_{sd} et le courant rotorique i_{rd} :

En remplaçant l'équation (III.7) dans l'équation (II.25) et l'équation (III.8) dans l'équation (II.26) on trouve donc les deux équations suivantes :

$$\phi_{rd} = \sigma \cdot L_r \cdot i_{rd} + \frac{M}{L_s} \cdot \phi_{sq} \quad (\text{III.11})$$

$$\phi_{rq} = \sigma \cdot L_r \cdot i_{rq} + \frac{M}{L_s} \cdot \phi_{sd} \quad (\text{III.12})$$

En introduisant les équations (III.9) , (III.11) et (III.12) dans l'équation (II.21) et dans l'équation (II.22) on trouve :

$$V_{rd} = R_r \cdot i_{rd} + \sigma \cdot L_r \cdot \frac{di_{rd}}{dt} + \frac{M}{L_s} \cdot V_{sd} - (\omega_s - \omega) \cdot \sigma \cdot L_r \cdot i_{rq} \quad (\text{III.13})$$

$$V_{rq} = (R_r \cdot i_{rd} + \frac{M^2}{L_s \cdot T_s}) i_{rq} + \sigma \cdot L_r \cdot \frac{di_{rq}}{dt} + \frac{M}{L_s} \cdot V_{sq} - \frac{M}{L_s} \omega \cdot \phi_{sd} + (\omega_s - \omega) \cdot \sigma \cdot L_r \cdot i_{rd} \quad (\text{III.14})$$

III.3.Méthodes de la Commande Vectorielle :

La première appelée méthode directe et la seconde connue sous le nom méthode indirecte.

Dans la commande directe, on effectue une régulation de flux qui nécessite la connaissance de celui-ci, tandis que dans la commande indirecte, on se libère de la connaissance de ce flux en faisant quelques approximations [22].

III.3.1.Commande Vectorielle Directe :

Cette méthode a été proposée par Blaschke et rendue publique vers 1970 [22], [23] (Feedback control), elle se base sur la connaissance exacte du flux (statorique dans notre cas) et de sa position.

Il faut donc procéder à une série de mesures aux bornes du variateur. Une première possibilité est de placer des capteurs dans le bobinage statorique et de mesurer directement les composantes du flux de manière à en déduire l'amplitude et la phase. Les capteurs mécaniquement fragiles sont soumis à des contraintes sévères dues aux vibrations et à

l'échauffement. En outre, ce mode nécessite l'utilisation d'un moteur équipé de capteurs de flux, ce qui augmente considérablement le coût de sa construction. Par conséquent, dans la grande majorité de cas, on fait appel à des estimateurs ou des observateurs à partir des mesures effectuées sur le variateur [22].

La méthode directe a l'avantage de prendre beaucoup moins les variations de paramètres de la machine [24].

III.3.2. Commande Vectorielle Indirecte :

La méthode indirecte a été introduite par K. Hasse. Le principe de cette méthode consiste à ne pas mesurer (ou estimer) l'amplitude de flux mais seulement sa position.

Elle consiste à estimer la position du vecteur de flux, et régler son amplitude en boucle ouverte. Les tensions ou les courants assurant l'orientation du flux et le découplage sont évalués à partir d'un modèle de la machine en régime transitoire. Cette méthode a été favorisée par le développement des microprocesseurs, elle est très sensible aux variations paramétriques de la machine. Il est important de souligner que la méthode indirecte est la plus simple à réaliser et la plus utilisée que la méthode directe, mais le choix entre les deux méthodes varie d'une application à l'autre [4].

III.4. Structure de la Commande Vectorielle Directe :

Le schéma de principe de la commande vectorielle directe (CVD) à flux statorique orienté sur l'axe d est montré par la figure ci-dessous.

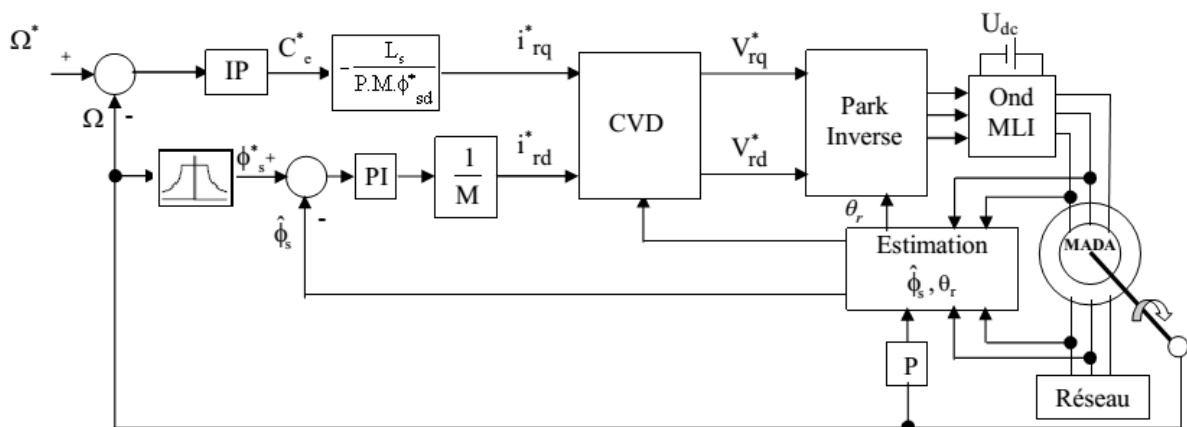


Fig III.3: Schéma de principe de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté du MADA.

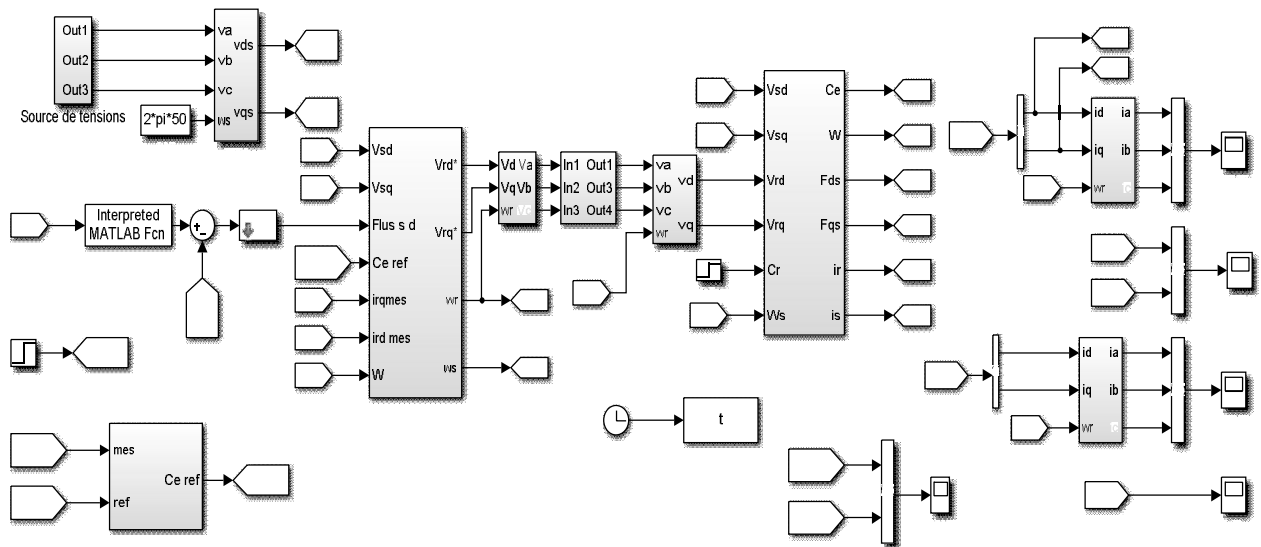


Fig III.4: Schéma bloc de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté du MADA sous Matlab/Simulink

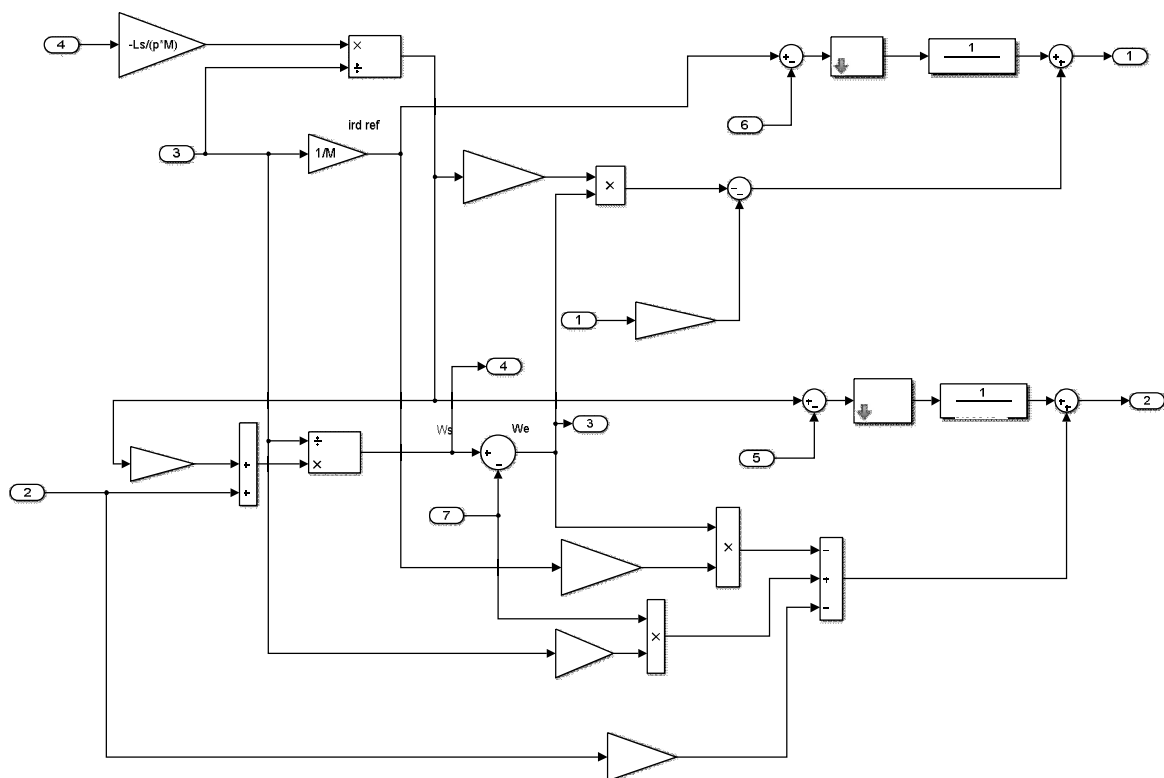


Fig III.5: Schéma bloc de sous système « Commande Vectorielle »

III.4.1. Défluxage :

Rappelons l'expression du couple électromagnétique de la MADA exprimé en fonction des flux et des courants rotoriques :

$$C_e = \frac{P.M}{L_s} (\phi_{sq} i_{rd} - \phi_{sd} i_{rq}) \quad (\text{III.15})$$

Et selon la condition d'orientation du flux statorique ($\phi_{sd} = \phi_s ; \phi_{sq} = 0$), cette expression du couple devient :

$$C_e = -\frac{P.M}{L_s} (\phi_s . i_{rq}) \quad (\text{III.16})$$

Aussi, l'expression de la puissance électromagnétique de la machine est donnée par :

$$P_e = C_e . \Omega \quad (\text{III.17})$$

Le fonctionnement de la machine est normal jusqu'à des valeurs nominales (vitesse, puissance, couple). Si on veut tourner la machine à des vitesses supérieures à la vitesse nominale, celle-ci devient surchargée en dépassant sa puissance nominale. C'est pourquoi, on doit diminuer le flux de la machine avec l'augmentation de la vitesse au-delà de sa valeur nominale pour assurer un fonctionnement à puissance constante (nominale). On appelle cette opération le défluxage.

Dans ces conditions, on peut faire tourner la machine à des vitesses supérieures à sa vitesse nominale, en gardant en même temps la puissance mécanique constante et égale à sa valeur nominale. Ainsi, on peut éviter la surcharge et le surchauffement de la machine. Pour cela, on impose un flux de référence défini par [4] :

$$\begin{aligned} \phi_s^* &= \phi_{sn} & \text{si} & \quad |\omega| \leq \omega_n \\ \phi_s^* &= \phi_{sn} \frac{|\omega|}{\omega_n} & \text{si} & \quad |\omega| > \omega_n \end{aligned} \quad (\text{III.18})$$

Où :

$\omega_n = P . \Omega_n$: est la vitesse angulaire nominale de la machine;

Ω_n : est la vitesse de rotation mécanique nominale de la machine.

ϕ_{sn} : est le flux statorique nominal.

III.4.2.Principe du Découplage par Compensation :

Des équations (III.13) et (III.14) on peut voir que les équations de tension incluent deux termes de couplage entre l'axe d et l'axe q.

Nous devons présenter un système de découplage, en présentant les termes de compensation :

$$E_d = \sigma.L_r.(\omega_s - \omega).i_{rq} \quad (\text{III.19})$$

$$E_q = \frac{M}{L_s}.\omega.\phi_{sd} - \sigma.L_r.(\omega_s - \omega).i_{rd} \quad (\text{III.20})$$

Puis, on définit deux nouvelles variables intermédiaires de découplage par deux expressions qui sont:

$$V_{rd1} = V_{rd} + E_d - \frac{M}{L_s}.V_{sd} \quad (\text{III.21})$$

$$V_{rq1} = V_{rq} + E_q - \frac{M}{L_s}.V_{sq} \quad (\text{III.22})$$

III.4.3. Estimation du Flux Statorique :

Pour la commande vectorielle directe à flux statorique orienté de la MADA, la connaissance précise de l'amplitude et la position du vecteur de flux statorique est nécessaire.

En mode moteur de la MADA, les courants statorique et rotorique sont mesurable, le flux statorique peut être estimé (calculé) [25], [26], [27], [28], [29], [30]. L'estimateur de flux peut être obtenu par les équations suivantes [2], [31], [25], [26], [27], [28], [29], [30] :

$$\phi_{sd} = L_s.i_{sd} + M.i_{rd} \quad (\text{III.23})$$

$$\phi_{sq} = L_s.i_{sq} + M.i_{rq} \quad (\text{III.24})$$

La position du flux statorique est calculée par les équations suivantes:

$$\theta_{sd} = \theta_s - \theta \quad (\text{III.25})$$

Tel que :

$$\theta_s = \int \omega_s.dt, \quad \theta = \int \omega.dt, \quad \omega = P.\Omega$$

Où :

θ_s : est la position électrique de stator.

θ : est la position électrique de rotor.

III.4.4. Dimensionnement des Régulateurs :

III.4.4.1. Calcul des Régulateurs des Courants Rotoriques, de Flux Statorique et de Vitesse :

III.4.4.1.1. Les Régulateurs des Courants Rotoriques :

Pour s'assurer que les courants réels suivent les courants de consigne, des régulateurs de courants agissant sur les tensions de commande sont indispensables (si nous considérons une alimentation en tension, comme nous sommes en train de le faire). Le but d'utilisation des régulateurs est d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes. Le régulateur que nous allons utiliser est du type Proportionnel Intégral (PI).

III.4.4.1.1.1. Régulation du Courant Rotorique Directe :

La fonction de transfert du courant rotorique directe est obtenue à partir de l'équation (III.13) et par l'annulation de E_d par le terme de compensation

$$V_{rd1} = V_{rd} + E_d - \frac{M}{L_s} \cdot V_{sd} = R_r \cdot i_{rd} + \sigma \cdot L_r \cdot \frac{di_{rd}}{dt} = R_r (1 + \sigma \cdot T_r s) i_{rd} \quad (III.26)$$

$$\frac{i_{rd}}{V_{rd1}} = \frac{\frac{1}{R_r}}{(1 + \sigma \cdot T_r s)} \quad (III.27)$$

La boucle de régulation de courant i_{rd} peut se présenter par le schéma bloc de la figure III.6 :

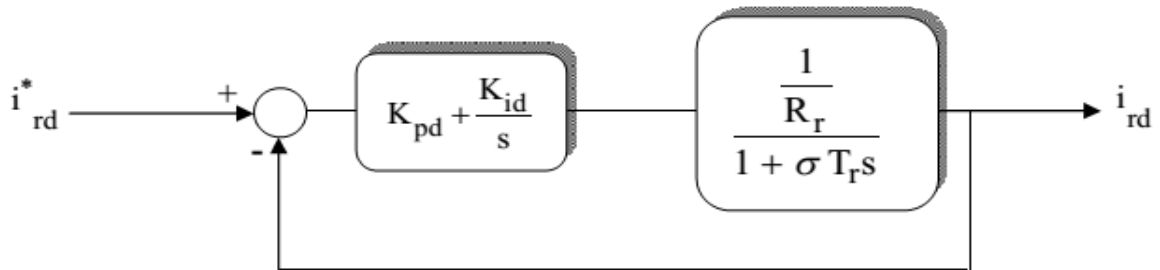


Fig III.6: Schéma de régulation de courant i_{rd}

Soit un régulateur PI de fonction de transfert :

$$PI(s) = K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} \quad (III.28)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) de la figure II.12 sera :

$$FTBO(s)_{i_{rd}} = \frac{K_{id}}{R_r \cdot s} \left(\frac{K_{pd}}{K_{id}} \cdot s + 1 \right) \frac{1}{1 + \sigma \cdot T_r \cdot s} \quad (III.29)$$

Par compensation de pôle ce qui traduit par la condition :

$$\frac{K_{pd}}{K_{id}} = \sigma.T_r \quad (\text{III.30})$$

Alors la fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant :

$$FTBO(s)_{i_{rd}} = \frac{K_{id}}{R_r \cdot s} \quad (\text{III.31})$$

Afin d'avoir un comportement d'un système du premier ordre dont la fonction de transfert est de la forme :

$$G(s) = \frac{1}{1 + \tau \cdot s} \quad (\text{III.32})$$

Donc la fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) de la figure III.6 sera :

$$FTBF(s)_{i_{rd}} = \frac{1}{1 + \frac{R_r}{K_{id}} \cdot s} \quad (\text{III.33})$$

Par analogie de l'expression (III.33) par l'expression (III.32) on trouve :

$$\tau = \frac{R_r}{K_{id}} \quad (\text{III.34})$$

De l'expression (III.30) et (III.34) on a :

$$\begin{cases} K_{id} = \frac{R_r}{\tau} \\ K_{pd} = K_{id} \cdot \sigma \cdot T_r = \frac{\sigma \cdot L_r}{\tau} \end{cases} \quad (\text{III.35})$$

La constante de temps électrique du système dans notre cas est $\tau_e = \sigma \cdot T_r = 0.0191$ s , nous avons choisi $\tau = 0.001$ s, pour avoir une dynamique du processus plus rapide.

III.4.4.1.1.2 Régulation du Courant Rotorique Quadrature :

La fonction de transfert du courant rotorique quadrature est obtenue à partir de l'équation (III.14) et par l'annulation de E_q par le terme de compensation:

$$V_{rq1} = V_{rq} + E_q - \frac{M}{L_s} \cdot V_{sq} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s \cdot T_s} \right) i_{rq} + \sigma \cdot L_r \cdot \frac{di_{rq}}{dt} = K_q \left(1 + \sigma \cdot \frac{L_r}{K_q} p \right) i_{rq} \quad (\text{III.36})$$

$$\frac{i_{rq}}{V_{rq1}} = \frac{\frac{1}{K_q}}{\left(1 + \sigma \cdot \frac{L_r}{K_q} p \right)} \quad (\text{III.37})$$

Où :

$$K_q = R_r + \frac{M^2}{L_s \cdot T_s}$$

La boucle de régulation de courant i_{rq} peut se présenter par le schéma bloc de la figure III.7 :

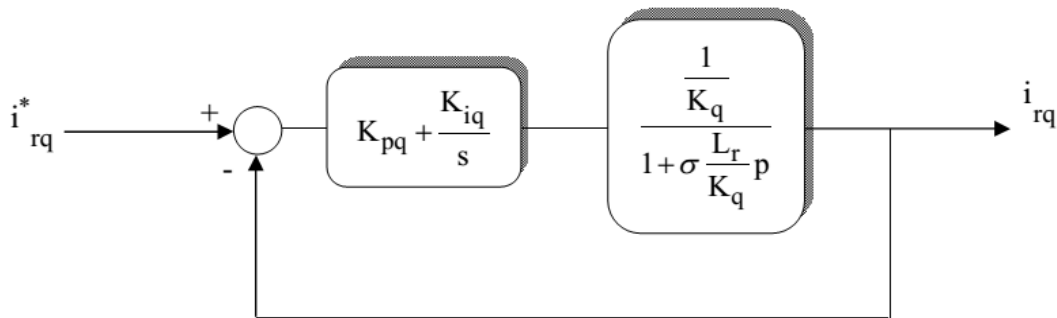


Fig III.7: Schéma de régulation de courant i_{rq}

Pour déterminer les deux coefficients K_{qd} et K_{id} , il sera procédé de la même façon que pour le courant i_{rd} .

Alors, nous trouvons :

$$\begin{cases} K_{id} = \frac{K_q}{\tau} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) / \tau \\ K_{pd} = K_{id} \frac{\sigma \cdot L_r}{K_q} = \frac{\sigma \cdot L_r}{\tau} \end{cases} \quad (\text{III.38})$$

La constante de temps électrique du système dans notre cas est $\tau_e = \sigma \cdot \frac{L_r}{K_q} = 0.0086$ s,

pour avoir une dynamique du processus plus rapide, nous avons choisi la même τ que pour le courant i_{rd} ($\tau = 0.001$ s).

III.4.4.1.2 Régulateur du Flux Statorique :

De l'équation (III.9), nous avons ($V_{sd} = 0$):

$$\frac{\phi_{sd}}{i_{rd}} = \frac{M}{1 + s.T_s} \quad (\text{III.39})$$

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

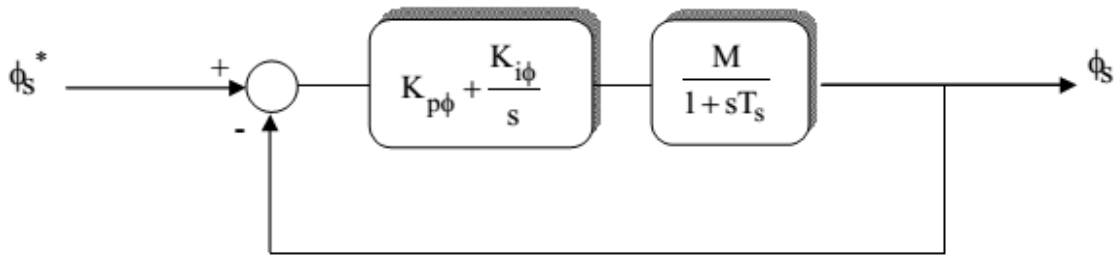


Fig III.8: Schéma de régulation du flux statorique

La compensation des pôles donne:

$$\frac{K_{p\phi}}{K_{i\phi}} = T_s \quad (\text{III.40})$$

La fonction de transfert du système en boucle fermée est donnée par :

$$FTBF(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{M.K_{i\phi}}} \quad (\text{III.41})$$

En comparant cette expression avec l'expression (III.32) caractéristique de premier ordre, on trouve que :

$$\begin{cases} K_{i\phi} = \frac{1}{M.\tau} \\ K_{p\phi} = K_{i\phi}.T_s = \frac{T_s}{M.\tau} \end{cases} \quad (\text{III.42})$$

III.4.4.1.3 Régulation de Vitesse par un Régulateur IP :

Le régulateur Intégral Proportionnel (IP) a été appliqué pour la commande des machines asynchrones en raison de ses divers avantages. En effet, il permet l'obtention de hautes performances (faible dépassement, écart statique nul et bon rejet de perturbations). La boucle de régulation de la vitesse avec l'utilisation d'un régulateur de type IP est schématisée par la figure suivante :

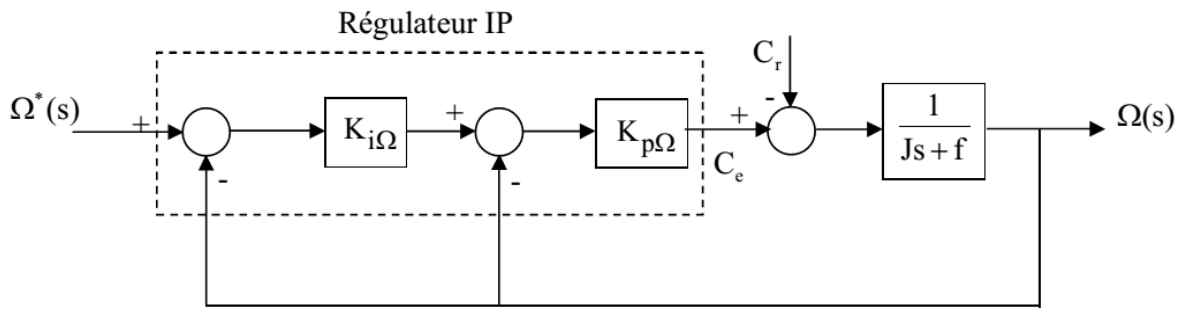


Fig III.9: Boucle de régulation de vitesse avec régulateur IP

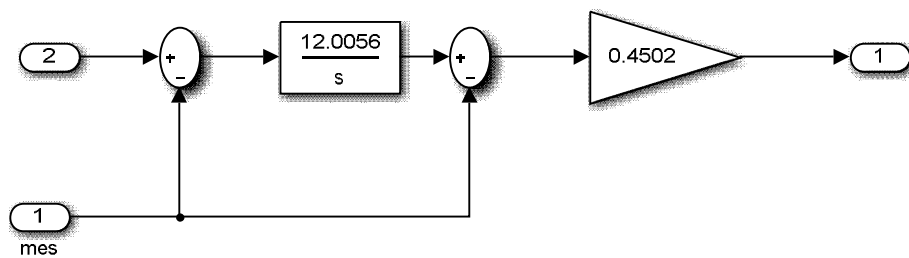


Fig III.10: Schéma bloc de Régulateur IP sous Matlab/Simulink

Le régulateur IP est utilisé pour le réglage de la grandeur mécanique. Ce type de régulateur est dérivé du régulateur classique Proportionnel Intégral (PI), mais a l’avantage de conduire à une fonction de transfert en boucle fermée sans zéro donnée par :

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega^*(s)} = \frac{1}{1 + \frac{K_{p\Omega} + f}{K_{p\Omega} K_{i\Omega}} s + \frac{J}{K_{p\Omega} K_{i\Omega}} s^2} \tag{III.43}$$

Où :

$K_{p\Omega}$ et $K_{i\Omega}$ dénoter les gains proportionnel et intégral du contrôleur de vitesse IP.

On peut voir que la vitesse de moteur est représentée par l’équation différentielle du second ordre:

La fonction de transfert d’un système du deuxième ordre en boucle fermée est caractérisée par :

$$F(s) = \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{w_n} s + \frac{1}{w_n^2} s^2} \tag{III.44}$$

Par l’identification de l’expression (III.43) par l’expression (III.44), nous obtenons :

$$\begin{cases} \frac{J}{K_{p\Omega} \cdot K_{i\Omega}} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{K_{p\Omega} + f}{K_{p\Omega} \cdot K_{i\Omega}} = \frac{2\xi}{\omega_n} \end{cases} \quad (\text{III.45})$$

Puisque, le choix des paramètres du régulateur est choisi selon le choix de la constante d'amortissement (ξ) et de la pulsation naturelle (w_n) :

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = 2J\xi w_n - f \\ K_{i\Omega} = \frac{Jw_n^2}{K_{p\Omega}} \end{cases} \quad (\text{III.46})$$

Les gains du correcteur sont obtenus pour avoir un temps de réponse minimal tout en assurant l'absence de dépassement. Cette technique concerne d'imposer des valeurs de la constante d'amortissement (ξ) et de la pulsation naturelle (w_n) pour déterminer les coefficients $K_{p\Omega}$ et $K_{i\Omega}$.

On prend $\xi = 0.9682$ et $w_n = 23.493$ rad/s, ce qui donne :

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

III.5 Résultats de Simulation:

Toutes les simulations des commandes présentées dans ce travail sont réalisées sur un moteur asynchrone à double alimentation (MADA) où le stator est connecté directement au réseau (220V et 50Hz) et le rotor est alimenté à travers un onduleur de tension commandé par la technique MLI et piloté par une commande vectorielle directe (CVD) par orientation du flux statorique, dont les paramètres du MADA sont mentionnés dans l'annexe.

III.5.1 Démarrage à Vide Suivi d'une Introduction de Variation de Couple de Charge :

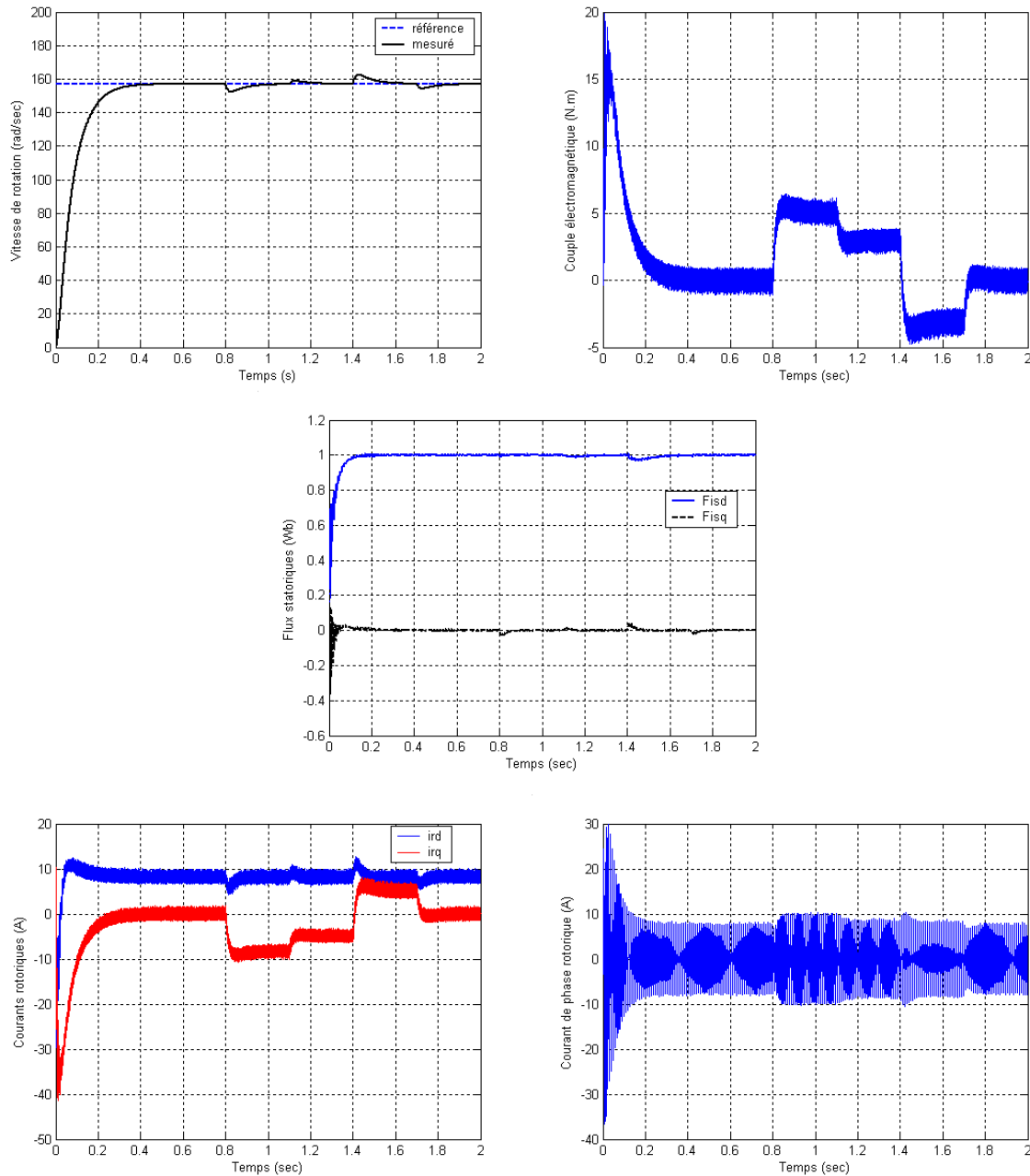
Pour tester la robustesse de la régulation, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de 157 rad/sec, puis un changement cyclique de différents niveaux de couple de charge qui sont appliqués au MADA par le temps comme suit :

$$\text{Temps (Sec)} = [0 \ 0.8 \ 0.8 \ 1.1 \ 1.1 \ 1.4 \ 1.4 \ 1.7 \ 1.7];$$

$$C_r (\text{N.m}) = [0 \ 0 \ 5 \ 5 \ 3 \ 3 \ -3 \ -3 \ 0];$$

Les résultats de simulation sont représentés par la figure III.11.

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



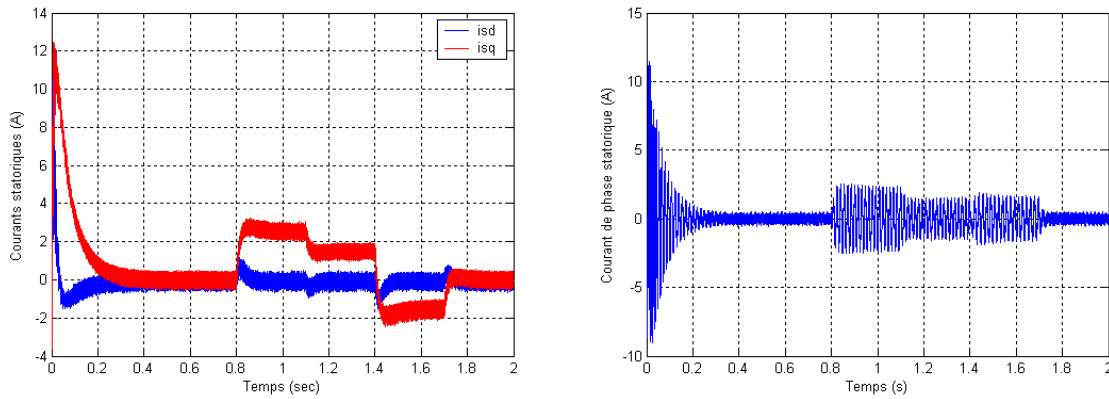


Fig III.11: Résultats de simulation de la CVD lors du démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge

III.5.2 Tests de Robustesse :

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

III.5.2.1 Inversion du Sens de Rotation :

Afin de tester la robustesse de la commande vectorielle directe du MADA, vis-à-vis à une variation importante de la référence de la vitesse, on introduit un changement de consigne de vitesse de (157 rad/sec) à (-157 rad/sec), avec un couple de charge de 5 N.m appliqué à l'instant $t = 0.6$ sec.

Les résultats obtenus (voir la figure III.12) montrent clairement que :

La vitesse suit parfaitement sa consigne et s'inverse au bout de 0.4 sec. Cela engendre une augmentation au niveau du courant d'une grandeur identique à celle observée durant le régime transitoire initiale, qui se stabilise aussi au bout de 0.2 sec, pour redonner lieu à des formes sinusoïdales d'amplitude constante. Le couple électromagnétique atteint -27 N.m pendant l'inversion de la vitesse, qui se stabilise dès que cette dernière rejoint sa valeur de référence négative. Les allures des flux statoriques suivant les deux axes observent une légère perturbation durant l'inversion de la vitesse.

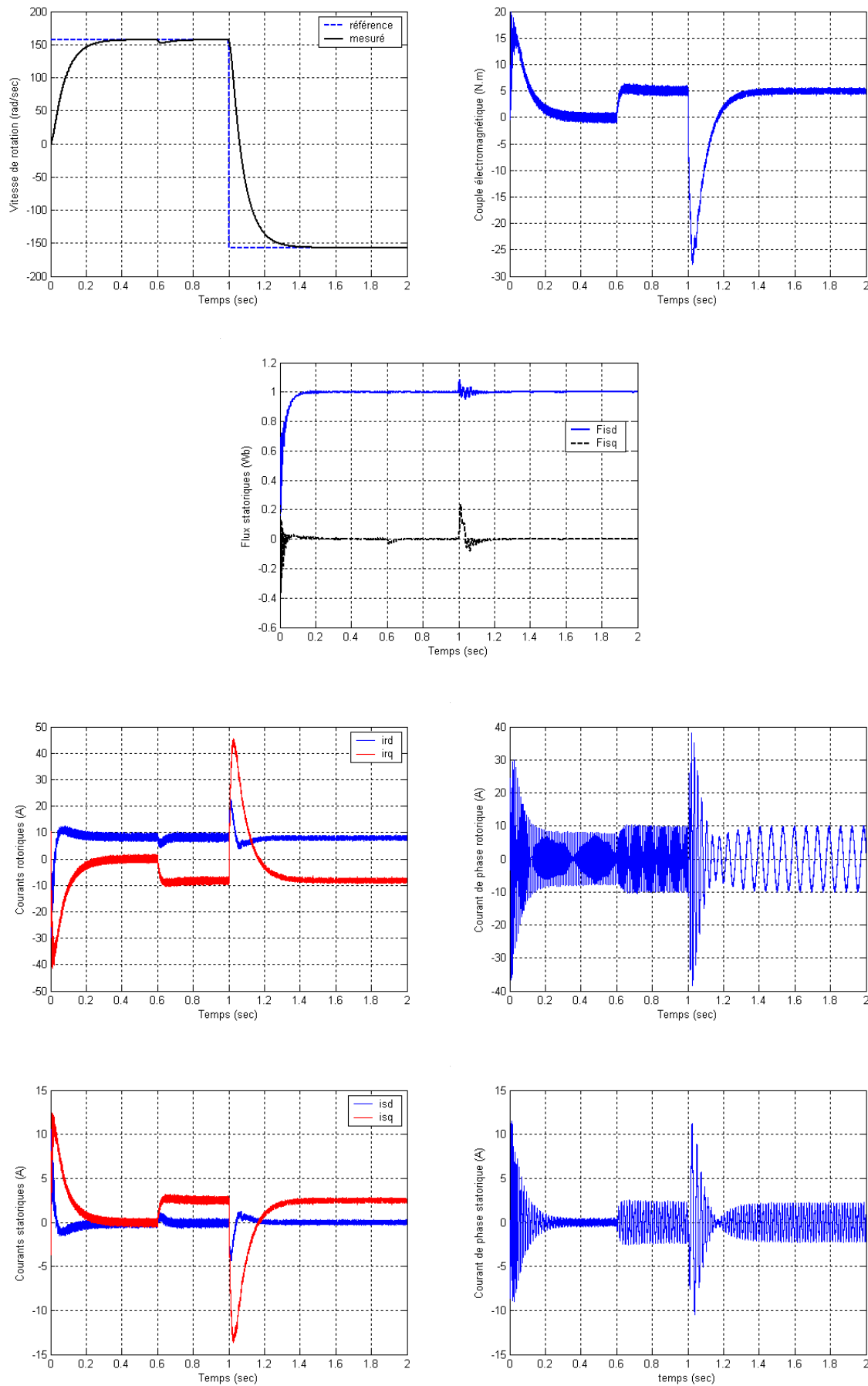


Fig III.12: Réponse du système lors de l'inversion du sens de rotation

III.5.2.2. Robustesse vis-à-vis la Variation Paramétrique :

Le test de robustesse consiste à faire varier quelques paramètres clés de la machine afin de montrer la robustesse de la commande vectorielle face à ces variations au démarrage à vide du MADA suivi de l'introduction d'un couple de charge de 5 N.m à $t = 0.6$ sec et éliminé à $t = 1.6$ sec, tout en imposant la vitesse de référence $\Omega = 157$ rad/sec .

III.5.2.2.1. Robustesse vis-à-vis la Variation de la Résistance Rotorique :

Dans ce test, on a fait augmenter la résistance rotorique R_r de +50% de sa valeur nominale. La figure III.13 illustre les réponses dynamiques de la vitesse, le couple et les composantes du flux statoriques. D'après ces résultats, on remarque de façon claire qu'aucune influence n'apparaît pendant la variation de la résistance rotorique, ce qui montre la robustesse de la commande vectorielle et le régulateur PI classique face à ces variations.

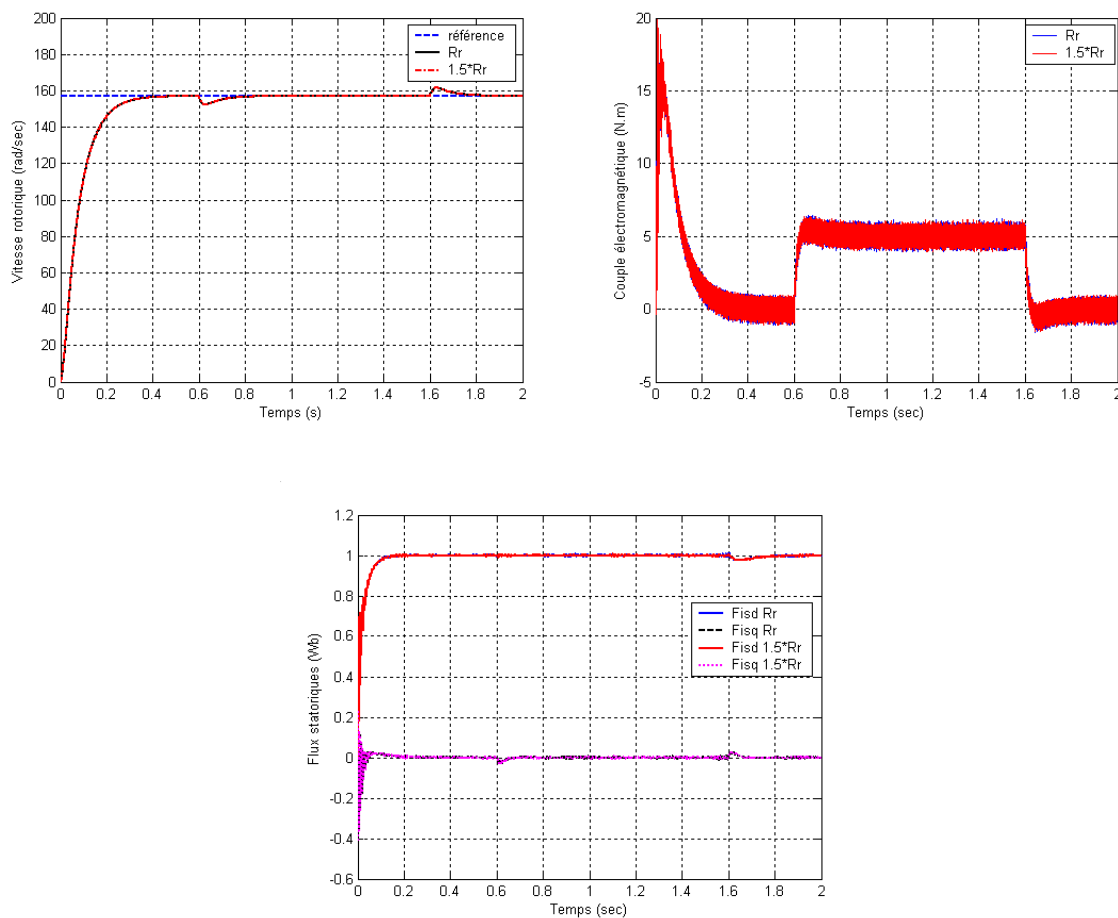


Fig III.13: Résultats de simulation de la CVD du MADA vis-à-vis la variation de la résistance rotorique

III.5.2.2 Robustesse vis-à-vis la Variation du Moment d’Inertie :

La figure III.14 représente les résultats de simulation de la dynamique de vitesse, du couple et des composantes du flux statorique du MADA pour la commande vectorielle direct, réglée par le régulateur classique (PI), pour une variation de +50% de la valeur nominale du moment d’inertie.

D’après ces résultats, on constate que la variation du moment d’inertie influe peu sur la réponse de la vitesse et n’entraîne aucun dépassement. Concernant l’allure du couple, on note que l’augmentation de l’inertie provoque un pic de couple de 23 N.m. Pour les allures des composantes du flux statorique, presque aucun changement n’apparaît.

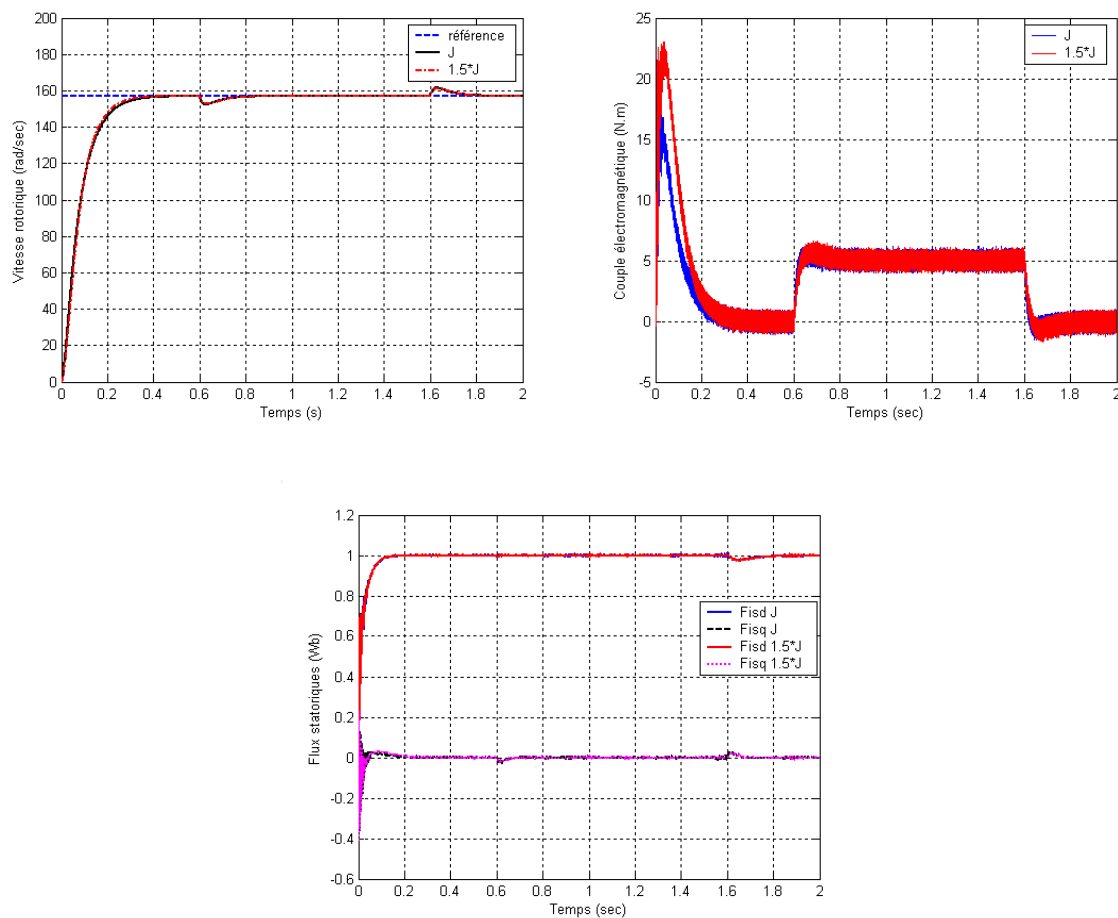


Fig III.14: Résultats de simulation de la CVD du MADA vis-à-vis la variation du moment d’inertie

III.6.Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe de la commande vectorielle du MADA et aussi son schéma bloc sous l'environnement Matlab/Simulink. Cette méthode nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi de découpler la régulation du couple et celle du flux. Elle permet de rendre la forme du couple du MADA similaire à celle de la machine à courant continu. De plus elle présente une poursuite satisfaisante de la référence de vitesse.

Conclusion Générale

Conclusion générale

L'objectif principal de ce mémoire est de réaliser une commande vectorielle pour la régulation de la vitesse du moteur asynchrone à double alimentation (MADA) en utilisant l'environnement Simulink du logiciel Matlab, Cette commande est réalisée par des régulateurs classiques (PI, IP).

Où, le premier chapitre de ce travail a été consacré à la présentation d'une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation concernant ses modes de fonctionnement, ses avantages et inconvénients et évaluer les performances apportées par cette machine.

Afin de mieux maîtriser le moteur, le deuxième chapitre est consacré à la modélisation où la MADA est alimenté au rotor par un onduleur de tension commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI), tandis que, le stator est alimenté directement au réseau.

Le troisième chapitre est consacré à la commande vectorielle directe par orientation du flux statorique pour la régulation de la vitesse du moteur asynchrone à double alimentation (MADA) utilisant un régulateur classique (IP).

D'après les résultats obtenus et des observations enregistrées, des perspectives de recherche et de réalisation pratique intéressantes pouvant contribuer à mieux exploiter le moteur asynchrone à double alimentation (MADA) sont envisageables :

- Commande sans capteur de vitesse.
- L'utilisation d'un filtre de Kalman étendu pour l'estimation la vitesse mécanique du MADA.
- Application d'autres techniques de commande robuste, telles que : la commande adaptative, les réseaux de neurones, commande par la méthode du backstepping, le feedback linéarisation ;
 - L'implantation des commandes proposées sur sites réels.

Annexe

Annexe

Données du moteur asynchrone à double alimentation (MADA).

Valeurs nominales : 0.8 kW ; 220/380 V-50 Hz ; 3.8/2.2 A

Connexion du rotor-étoile : 3×120 V ; 4.1 A ; 1420 tr/min

Paramètres :

R_s (Résistance du stator) = 11.98 Ω

R_r (Résistance du rotor) = 0.904 Ω

L_s (Inductance du stator) = 0.414 H

L_r (Inductance de rotor) = 0.0556 H

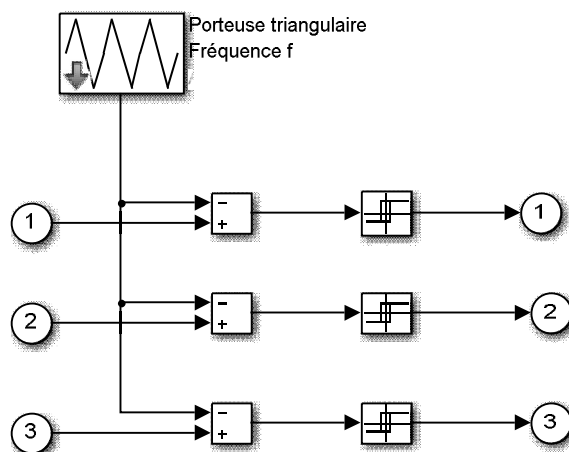
M (Inductance mutuelle) = 0.126 H

P = 2

Constantes mécaniques :

J (Inertie de rotor) = 0.01 kg.m²

f (Coefficient de frottement) = 0.00 I.S.



Références

Références

- [1] F. Boumaraf, “Commande Intelligente d’une Association Convertisseur Statique Machine Asynchrone à Double Alimentation,” Thèse de magister de l’université de Batna 2009.
- [2] S. Drid, “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 & Expérimentation,” Thèse de doctorat de l’université de Batna Novembre 2005.
- [3] E. Merabet, “Commande Floue Adaptative d’une Machine Asynchrone Double Etoile,” Thèse de magister de l’université de Batna, 2008.
- [4] Y. Elbia, “Commande Floue Optimisée d’une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté,” Thèse de magister de l’université de Batna, 2009
- [5] A. Chaiba, “Commande par logique floue de la machine asynchrone à double alimentation en tension,” Thèse de magister de l’université de Batna, 2004..
- [6] http://depositum.uqat.ca/551/1/Tarik_Ayoub.pdf
- [7] A. Masmoudi, “Contribution à la commande en tension de la machine doublement alimentée”, Thèse de doctorat, Université Pierre et Marie Curie PARIS VI, France, 1994.
- [8] F. Poitiers, “Etude et Commande de Génératrices Asynchrones pour l’Utilisation de L’Energie Eolienne : Machine Asynchrone à Cage Autonome, Machine Asynchrone à Double Alimentation Reliée au Réseau”, Thèse de Doctorat en Electronique et Génie Electrique, Ecole Polytechnique de l’Université de Nantes, France, 2003.
- [9] (Wildi, 2008). Wildi. T, 2008. Électrotechnique. Les presses de l’université Laval
- [10] Bennani, 2011). Bennani. Hakim, 2011. Machine asynchrone à double alimentation : les lois de commande en régime permanent. Thèse de maîtrise, Université Laval.
- [11] (Le-Huy, 2008). Hoang .Le-Huy, 2008. Modélisation et commande des systèmes de puissance. Cours GEL-67248, Université Laval.
- [12] G. Salloum, “Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation,” Thèse de doctorat de l’université de Toulouse Mars 2007.
- [13] A. L. Nemmour; “Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation,” Thèse de magister de l’université de Batna 2002..
- [14] A. Boyette, “Contrôle-commande d’un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne,” Thèse de doctorat de l’université de Henri Poincaré, Nancy I Décembre 2006.

- [15] M. Laamayad Tahar, “Commande optimale d’une machine asynchrone apport de la logique floue ,” Thèse de magister de l’université de Batna, 2008.
- [16] M. Bouharkat, “Etude de l’évolution des courants rotoriques d’une machine asynchrone à cage en régime dynamique,” Thèse de doctorat de l’université de Batna, 2006.
- [17] R. Abdessamed, M. Kadjoudj, “Modélisation des machines électriques” presses de l’université de Batna 1997.
- [18] H. Amimeur, “Contribution à la Commande d’une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement,” Thèse de magister de l’université de Batna, 2008.
- [19] T. Boutabba, “Commande vectorielle en temps discret d’une Machine à Induction,” Thèse de magister de l’université de Batna 2008.:
- [20] K.E. Hemsas, S. Ikni., N. Khenfer and S. Leulmi, “Versions Neuronal et Neuroflou du filtre de Kalman étendu Pour l’Estimation Simultanée des Grandeurs Internes de la Machine Asynchrone,” First International Conference on Electrical Systems PCSE’05 May 9-11 2005, Electrical Engineering Institute, Oum El Bouaghi University, Algeria.
- [21] I. Al -Rouh, “Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone,” Thèse de doctorat de l’université Henri Poincaré, Nancy-I, 2004.
- [22] A. Kheldoun, “Amélioration des Performances d’un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté,” Thèse de doctorat de l’université de Boumerdès, 2007.
- [23] V. Kumar, R.R.Joshi, “Hybrid Controller based Intelligent Speed Control of Induction Motor,” Journal of Theoretical and Applied Information Technology, pp 71-75, 2005.
- [24] N. Akkari, “Commande adaptative de la machine asynchrone à double alimentation par des sources de tension,” Thèse de magister de l’université de Batna, 2005.
- [25] Y. Bekakra, D. Ben attous, “Sliding Mode Control of Doubly Fed Induction Machine,” Proceedings of 3rd International Conference on Electrical Engineering Design and Technologies (ICEEDT’09), Oct. 31 – Nov. 02, 2009, Sousse, Tunisia.
- [26] Y. Bekakra, D. Ben attous, “Speed Control of Doubly Fed Induction Machine Using Fuzzy Logic Controller,” Proceedings of First International Conference on Electrical Engineering (CIGET’09), 25-26 Octobre 2009, University of Tebessa, Algeria.
- [27] Y. Bekakra, D. Ben attous, “A Sliding Mode Speed and Flux Control of a Doubly Fed Induction Machine,” Electrical and Electronics Engineering, 2009. ELECO’2009. International Conference on, 5-8 Nov. 2009, Bursa, pp I-174 - I-178.
- [28] Y. Bekakra, D. Ben attous, “Comparison between Sliding Mode and Fuzzy Logic Controls in a Speed Control of a Doubly Fed Induction Machine,” 10th international

conference on Sciences and Techniques of Automatic control & computer engineering STA'2009, December 20-22, 2009, Hammamet, Tunisia

[29] Youcef BEKAKRA and Djilani BEN ATTOUS, "Comparison between Fuzzy Sliding Mode and Traditional IP Controllers in a Speed Control of a Doubly Fed Induction Motor," ECTI Transactions on Electrical Eng., Electronics, and Communications, Vol. 10, No. 2, pp. 181-189, August 2012.

[30] Youcef BEKAKRA, Djilani BEN ATTOUS, "Speed and Flux Control for DFOC of Doubly Fed Induction Machine using Sliding Mode Controller," Acta Electrotechnica et Informatica, Vol. 10, No. 4, 2010, pp. 75-81.

[31] S. Drid, M.S. Nait-Said and M. Tadjine, "Vector Control of Doubly Fed Induction Motor Based on the Feedback Linearization Approach," First International Conference on Electrical Systems PCSE'05 May 9-11 2005, Electrical Engineering Institute, Oum El Bouaghi University, Algeria.