

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

Centre Universitaire D'El-Oued



Institut des Sciences et de la Technologie



Département de Génie Electrique

Mémoire de Fin d'Étude

***En vue de l'obtention de diplôme d'ingénieur d'état en
Electrotechnique***

Option : Réseaux Electriques

Thème

***Commande Vectorielle
de La Machine Asynchrone***

Présenté par :

- ***Abid Boubaker***
- ***Bouskaya Aoun***
- ***Heraoua Abdallah***

Proposé et Dirigé par :

- Labdani Rafik

PROMOTION : 2009/2010



REMERCIEMENTS

Nous tenons à remercier tout premièrement Dieu le tout puissant pour la volonté, la santé et la patience , qu'il nous a donné durant toutes ces longues années .

*Ainsi, nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreur **M^{me}. LABDANI RAFIK** pour avoir d'abord proposée ce thème, pour suivi continuél tout le long de la réalisation de ce mémoire et qui n'a pas cessée de nous donner ses conseils.*

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

Nos remerciements vont aussi à tous les enseignants et le chef de département d'Electrotechnique qui a contribué à notre formation par ailleurs, Nos remerciements à tous les membres du jury qui ont accepté de juger notre travail.

En fin, nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et collègues pour le soutien moral et matériel...

Dédicace

Je dédie ce modeste travail

A tous les membres de ma famille grand et petit surtout mes parents

Mon père ABDELALI, ma mère DZERIA, me frère MOHAMED,

ABDELHAK, ABDELJABAR et mes sœurs SIHAM, SAMIA, SANA

A tous les enseignants qui m'ont aidé de proche ou de loin pour être un jour un ingénieur d'état en électromécanique.

A mes collègues BOUBAKER.A et ABDALAH.H, qui m'a accompagné pendant le long de cette période pour réaliser ce modeste travail.

A tous mes amis surtout mes collègues ABDELMALEK.S et WALID.B.

A tous les étudiants de la faculté en génie électrotechnique surtout les étudiants de la 5^{ème} année promotion 2010.

A tous ceux qui m'ont aidé, de près ou de loin, même qu'il soit un mot d'encouragement et de gentillesse.

A tous ceux que j'aime et qui m'aiment.

AOUN BOUSKAYA

Dédicace

Avant tout, je tiens à remercier le bon dieu et l'unique qui m'offre le courage.

Je dédie ce modeste travail :

*A mon très très cher père «**chiekh Abdeloihabe** »,*

que dieu le protège pour leur soutien moral et financier pour leurs encouragements

*A ma très chère mère «**Nour El houda** »,*

qui ma donne le sens de ma vie

*A ma grand mère que «**emtira**»,*

Mon deuxième mère, que dieu la garde

*A mon oncle «**Bachir** »El hadj,*

Mon deuxième père, que dieu le protège

A mes chères sœurs :

-Sihame et sa petite Naziha

-Merieme et sa petite Sirine

-Nousaiba

A mes frères :

«Abdel rachide , Aimen, Abdel rahman, abdel lhadi»

*A mon oncle «**Abdemenem et donc fathi** »*

A mon grand-père et ma grand-mère que dieu les gardes.

A tous mes oncles et mes tantes chacun avec son nom,surtout,

«Souade, Mesouda, Hocine, Khalile»

A tous mes amis chcun avec son nom

A toute la promotion 2010.

Je vous remercie tous...

Boubaker.Abid

Dédicace

*A vant tout, je tien à remercier le bon dieu, et l'unique qui
m'offre le courage,*

Je dédie ce modeste travail :

A ma très chère mère «**Zohra Amiar**»,

Que dieu la garde

A mon père «**Amar** »,

Que dieu le protège

A mon grand-père et ma grand-mère que dieu les gardes.

A mes frères et ma sœur.

A ma famille.

A tous mes amis.

A toute la promotion 2010.



Abdallah Heraoua

INTRODUCTION GENERALE

Dans l'équipement industriels, souvent il est nécessaire de faire varier la vitesse des systèmes d'entraînement avec des performances dynamiques élevées.

Traditionnellement, les moteurs à courant continu, qui sont par nature des machines à vitesse variable, sont les plus utilisés en, raison de leur facilités de commande. Cependant, la présence d'un collecteur et des balais a toujours été le point faible de ces derniers. En effet, ce commutateur mécanique limite la puissance, la vitesse et son entretien est plus exigeât.

Grâce à l'évolution de l'électronique de puissance et des microprocesseurs, l'industrie optent actuellement les moteurs asynchrone à cage d'écureuil, en raison de leur robustesse et de leur faible coût. Mais leur point faible est la complexité de leur fonctionnement, à cause de couplage non linéaire entre les différentes variables (vitesse, couple, et flux).

La méthode de la commande vectorielle à flux orienté permet de découpler le comportement du flux et du couple, ce qui permet d'avoir un comportement dynamique similaire à celui de la machine à courant continu. Par ailleurs, la stratégie de contrôle par orientation de flux, en particulier, celle à flux rotorique orienté, est actuellement reconnue comme la technique la plus répandue dans le domaine du contrôle des machines asynchrones.

La théorie de la commande vectorielle a été mise au point par BLASCHKE en 1971, mais son application a attendu le développement de Micro-informatique.

Ce travail est divisé en trois chapitres, dans le premier on va essayer d'avoir une idée générale sur la modélisation de la machine asynchrone avec est sans pertes fer, puis on fait le démarrage de cette machine avec ces deux alimentations (en tension et en courant), en suite on va expliquer les différentes type de la commande vectorielle et valider quelques modèles par la simulation sous SIMULINK /MATLAB

CHAPITRE I

MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE SANS ET AVEC PERTE FER

I.1 Introduction

Dans ce chapitre, il sera présenté le modèle mathématique de la machine asynchrone, en utilisant la transformation de Park, ce qui réduit la complexité du modèle, aussi la plus adaptée à l'élaboration d'algorithmes de commande puisqu'elle consiste à transformer une machine triphasée (trois axes) à une machine biphasée (deux axes) équivalente suivant l'alimentation appliquée.

Le modèle complet de la machine asynchrone (en tension et en courant) sera simulé en utilisant le logiciel «**SIMULATION**» sous «**MATLAB** » dont les paramètres du ce modèle sont donnés en annexe.

La modélisation de la machine à induction est indispensable. Il est donc évident que cette étape de modélisation est passage obligé pour concevoir des systèmes de commande performants et adaptés aux variateurs de vitesse cette modélisation nous permet de simuler la machine ainsi que déduire les lois de commande, en manipulant les équations qui décrivent le comportement de la machine. Dans le cas présent il faut que la modélisation prenne en compte les régimes transitoires de la machine.

La modélisation de la machine asynchrone s'effectue en partant du système à trois axes dit réel difficilement identifiable expérimentalement vers celui de Park, moyennant certaines hypothèses simplificatrices qui font globalement que les paramètres (résistance, inductances) demeurant constants, en négligeant l'effet de la saturation, la température, etc...

Il est à souligner notamment que le modèle de Park dont le référentiel est lié au synchronisme est actuellement le plus utilisé pour le contrôle de la machine dans les systèmes bouclés.

La modélisation de Park est la plus adaptée. Elle consiste à transformer une machine triphasée équilibrée en une machine biphasée équivalente suivant l'alimentation, nous distinguons deux types de modèle en courant et modèle en tension en tenant compte les pertes fer. Et pour notre étude, nous intéressons particulièrement au moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil.

I.2 Généralités sur les machines Electriques

I.2.1 Historique [1]

La paternité de la machine asynchrone est controversée. Elle pourrait être attribuée à trois inventeurs : en 1887, Nikola Tesla dépose un brevet sur la machine asynchrone, puis en mai de

l'année suivante cinq autres brevets. Pendant la même période Galileo Ferrarais publie des traités sur les machines tournantes, avec une expérimentation en 1885, puis une théorie sur le moteur asynchrone en avril 1888. En 1889, Michail Ossipowitsch Doliwo-Dobrowolski, électricien allemand d'origine russe, invente le premier moteur asynchrone à courant triphasé à cage d'écureuil qui sera construit industriellement à partir de 1891.

Du fait de sa simplicité de construction, d'utilisation et d'entretien, de sa robustesse et son faible prix de revient, la machine asynchrone est aujourd'hui très couramment utilisée comme moteur dans une gamme de puissance allant de quelques centaines de watts à plusieurs milliers de kilowatts.

Quand la machine asynchrone est alimentée par un réseau à fréquence fixe, il est difficile de faire varier sa vitesse. En outre, au démarrage, le couple est faible et le courant appelé est très élevé. Deux solutions historiques ont résolu ce dernier problème: le rotor à encoches profondes et le rotor à double cage découvert en 1912 par Paul Boucherot. Grâce aux progrès de l'électronique de puissance, l'alimentation par un onduleur à fréquence variable permet maintenant de démarrer la machine convenablement et de la faire fonctionner avec une vitesse réglable dans une large plage. C'est pourquoi il est utilisé pour la motorisation des derniers TGV ainsi que des nouveaux métros parisiens .

I.2.2 Présentation



Figure I.1: Machine asynchrone.

La machine se compose de deux pièces principales :

- Le stator est relié au réseau ou à un variateur de vitesse.

- Le rotor est constitué de conducteurs en court-circuit qui sont parcourus par des courants induits par le champ magnétique créé par les courants statoriques. C'est la principale différence avec une machine synchrone, laquelle a un rotor avec un champ magnétique provenant d'aimants permanents ou de bobines alimentées en courant continu.

Cette machine peut, selon sa construction, être reliée à un réseau monophasé ou polyphasé (généralement triphasé car c'est celui de la distribution).

La machine asynchrone est la machine électrique la plus utilisée dans le domaine des puissances supérieures à quelques kilowatts car elle offre alors le meilleur rapport qualité prix. Surtout depuis l'apparition dans les années 1970 de variateurs permettant de faire varier la fréquence de rotation du moteur dans une large gamme.

Bien que réversible, la machine asynchrone est principalement (mais pas exclusivement) utilisée en moteur.

I.2.3 Définition [2]

Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales. Le rotor est toujours en retard par rapport à la vitesse du champ statorique. La machine asynchrone est dite machine à induction car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique.

I.2.4 Description et principe de fonctionnement [3]

Le moteur asynchrone comporte deux parties essentielles ; l'une fixe appelée stator (primaire) portant un bobinage triphasé logé dans les encoches et relié à la source d'alimentation, et l'autre mobile ou rotor (secondaire) qui peut être soit bobiné soit à cage d'écureuil. Ces deux parties sont coaxiales et séparées par un entrefer.

Le principe de fonctionnement repose entièrement sur les lois de l'induction :

- La machine asynchrone est un transformateur à champ magnétique tournant dont le secondaire (rotor) est en court circuit.
- La vitesse de rotation Ω_s du champ tournant d'origine statorique, rigidement liées à la fréquence f_s de tension triphasée d'alimentation.

$$\Omega_s = 60 \frac{f_s}{p} \quad (\text{rad/s}) \quad (\text{I.1})$$

On désigne par « p » le nombre de paire de pôles de chacun des enroulements des phases statoriques.

Selon la loi de (Lenz), les courants rotoriques s'opposent à leur cause c'est à dire au déplacement au champ par apport au rotor. Le système des forces va entraîner le rotor à la poursuite du champ et essayer de le faire tourner à la même vitesse $\Omega_s (\Omega_s = \frac{\omega_s}{p})$, cette vitesse ne peut être atteinte; car il n'y aurait Plus de courants induits donc plus de forces, et le rotor tourne à une vitesse $\Omega_r (\Omega_r = \frac{\omega_r}{p})$ inférieure à Ω_s , il n'est pas au synchronisme du champ : la machine est dite asynchrone.

De ce fait, selon que Ω_r est inférieure (hyposynchrone) ou supérieure (hyper synchrone) à Ω_s , la machine développe respectivement un couple moteur tendant à accroître Ω_r ou un couple résistant tendant à réduire Ω_r , de toute évidence le couple électromagnétique s'annule à l'égalité de vitesse. L'échange énergétique avec le réseau dépend donc du signe de l'écart ($\Omega_s - \Omega_r$).

On caractérise ainsi le fonctionnement asynchrone par le glissement « g » défini par

$$g = \frac{(\Omega_s - \Omega_r)}{\Omega_s} \quad (I.2)$$

Dans les conditions nominales de fonctionnement de la machine en moteur, le glissement exprimé en pourcent est de quelques unités. Une augmentation de la charge mécanique provoque une augmentation du glissement et des pertes joules dans les enroulements statoriques et rotoriques.

I.2.5 Avantages et problèmes posés par le moteur asynchrone [3]

Le moteur asynchrone est le moteur électrique le plus utilisé dans l'industrie ; il est peu coûteux, on le fabrique en grande série, il est robuste, fiable et économique.

Il fonctionne directement sur le secteur alternatif, sans transformations préalables de l'énergie électrique qui l'alimente, c'est le moteur industriel par excellence qui ne possède pas d'organes délicats comme le collecteur du moteur à courant continu, et qui n'utilise pas de contacts glissants comme le moteur synchrone (pour l'excitation du rotor).

Les courants, qui circulent dans le stator, constituent l'unique source externe de champ magnétique. Sa vitesse varie un peu quand on le charge, on dit qu'il glisse, mais ce glissement, en générale, ne dépasse pas quelques centièmes de la vitesse à vide, il est négligeable le plus

souvent.

Le démarrage des moteurs asynchrones ne pose pas de problèmes pour les unités de petite puissance. Par contre, pour les moteurs de forte puissance, il faut démarrer sous tension réduite pour éviter un appel de courant trop élevé.

Par contre dans le moteur asynchrone les courants statoriques sont à la fois à générer le flux et le couple. Le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe pas. D'autre part on ne peut connaître les variables internes du rotor à cage qu'à travers le stator. L'inaccessibilité du rotor nous amènera à modifier l'équation vectorielle rotorique pour exprimer les grandeurs rotoriques à travers leurs actions sur le stator. La simplicité structurelle cache donc une grande complexité fonctionnelle due aux caractéristiques qui viennent d'être évoquées mais également aux non linéarités, à la difficulté d'identification et aux variations des paramètres

(R_r En particulier).

I.3 Modélisation de la machine asynchrone [4]

La modélisation d'un système quelconque est indispensable lorsque nous voulons étudier une commande particulière sur ce système. La machine asynchrone n'est pas un système simple car de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement comme la structure des courants de Foucault....etc. Cependant, nous n'allons pas tenir compte de ces phénomènes. Car d'une part, leur formulation mathématique est difficile et d'autre part, leur incidence sur le comportement de la machine est considérée comme négligeable. Dans certaines conditions ceci nous permet d'obtenir des équations simples qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine.

Le moteur asynchrone (figure(I.2)) possède 6 enroulements (3 au stator et 3 au rotor) couplés magnétiquement, son modèle est un système de 6 équations différentielles à coefficients fonctions périodiques du temps. La résolution est difficile même avec l'utilisation d'outil numérique. Pour remédier à ce problème on utilise la transformation de PARK qui est un changement convenable. Ceci permet de détourner cette difficulté.

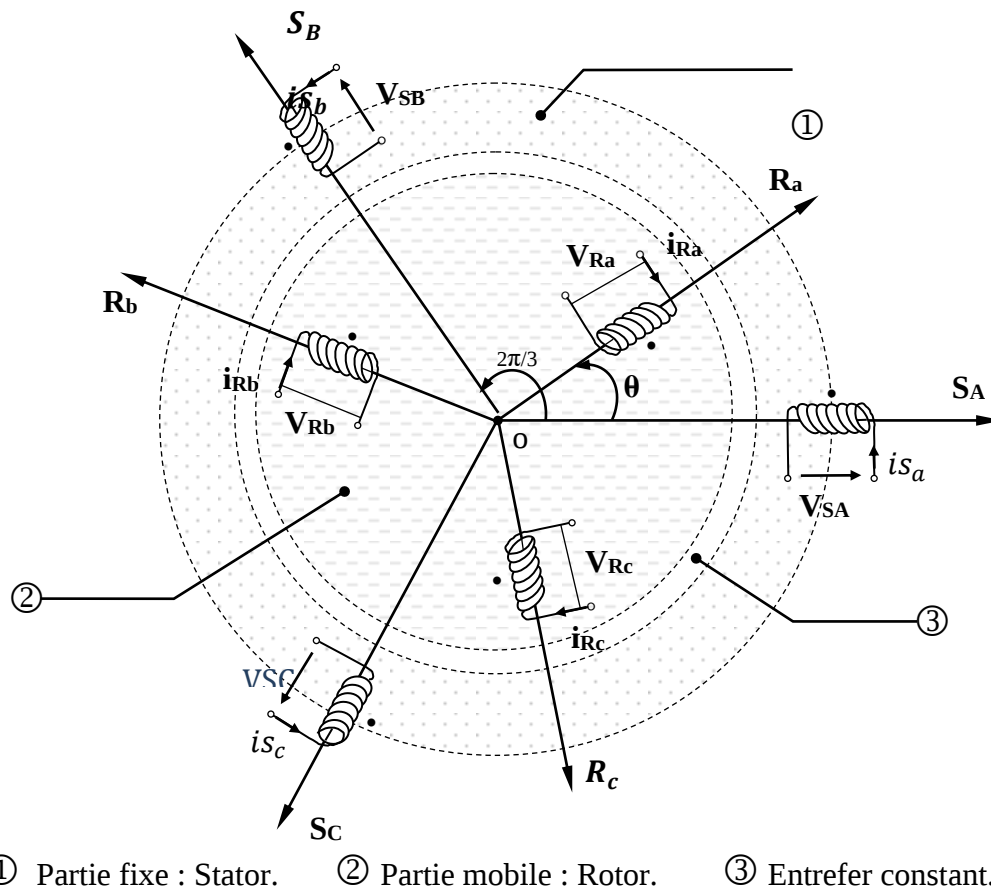


Figure I.2 : Représentation des phases statorique et rotorique du moteur asynchrone

I.4 Hypothèses simplificatrices

L'étude de la modélisation de la machine asynchrone triphasée idéalisée sera faite dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices :

- L'entrefer constant,
- L'effet d'encochage est négligé,
- la distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer,
- Les pertes ferromagnétiques négligées,
- Le circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante,
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

- L'additivité des flux.
- La constance des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

I.5 Modèle mathématique du moteur asynchrone triphasé

Le modèle mathématique permet principalement d'observer les différentes évolutions des grandeurs électromécaniques d'une part, et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire pour palier aux différents problèmes qui accompagnent les opérations de variation de charge, de vitesse...etc.

La machine est alimentée en tension, les composantes du vecteur de commande de l'équation d'état seront donc des tensions. Les différentes grandeurs seront, dans un premier temps exprimées dans leurs repères respectifs.

Les axes rotoriques tournant avec ω_r par rapport aux axes statoriques qui sont fixes comme le montre la figure (I.3)

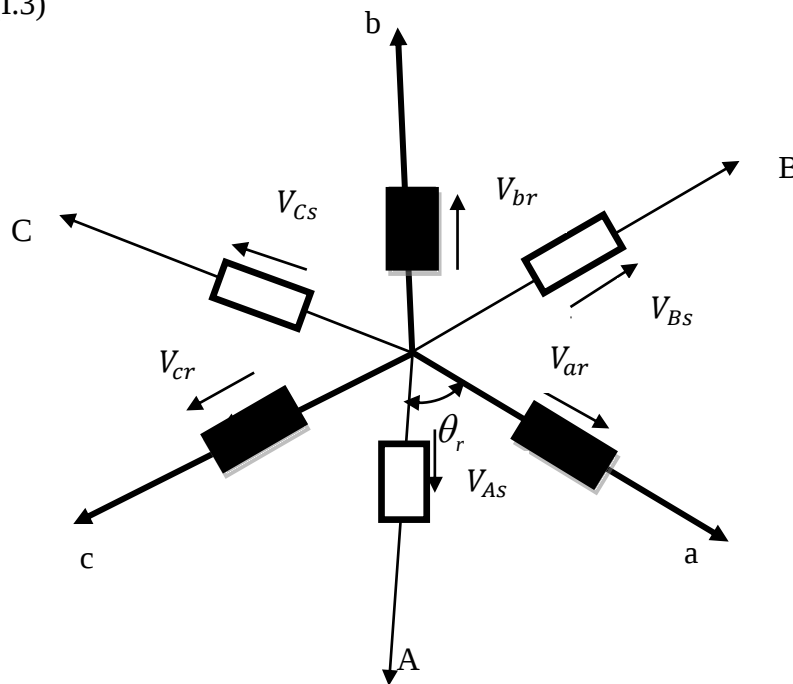


Figure I.3 : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

Avec :

A, B, C : trois phases du stator

a, b, c : trois phases du rotor

I.5.1 Equations électriques

De la figure(I.3) les équations électriques du modèle de la machine asynchrone triphasée s'écrivent respectivement par le stator avec l'indice « s » et le rotor avec l'indice « r » comme soit :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

Avec V, i et Φ représentent respectivement la tension, le courant et le flux.

R_s : La résistance statorique.

R_r : La résistance rotorique.

I.5.2 Equations magnétiques

Les hypothèses que nous avons présentées précédemment conduisent à des relations linéaires entre les courants, qui s'écrivent matriciellement comme suit :

$$[\Phi_s] = [L_{cs}] \cdot [i_s] + [M_{sr}] \cdot [i_r] \quad (I.5)$$

$$[\Phi_r] = [M_{rs}] \cdot [i_s] + [L_{cr}] \cdot [i_r] \quad (I.6)$$

$$\text{Tel que } [M_{rs}] = [M_{sr}]$$

On désigne par :

$[L_{cs}]$: Matrice d'inductance statorique.

$[L_{cr}]$: Matrice d'inductance rotorique.

$[M_{rs}]$: Matrice d'inductance mutuelle.

Avec :

$$[L_{cs}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

$$[L_{cr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

$L_{cr(s)}$: Inductance cyclique propre du rotor (stator)

$M_{r(s)}$: Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques (statoriques)

M_{rs} : Inductance mutuelle entre une phase du rotor et une phase du stator

$$[M_{sr}] = M \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

θ_r : Angle qui définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases « A » et « a » pris comme axes de référence.

M : valeur maximale de l'inductance mutuelle lorsque les deux axes (A et a) se coïncident.

La résolution analytique du système d'équations (I.5) et (I.6) se heurte à des difficultés du fait que les termes trigonométriques de la matrice varient en fonction du temps. Cela conduira à l'usage de la transformation de PARK qui permettra de rendre constant ces paramètres.

II.6 Transformation de PARK

Les équations précédentes permettent la modélisation de la machine dans le plan "abc". Vu la complexité de ces équations non linéaires et multi-variables, il est très difficile de le résoudre. Pour cette raison, on fait appel à la transformation de PARK qui consiste à imaginer de remplacer le rotor tournant par un rotor fictif équivalent fixe «d, q» à condition de conserver la force magnétomotrice et la puissance instantanée. [5]

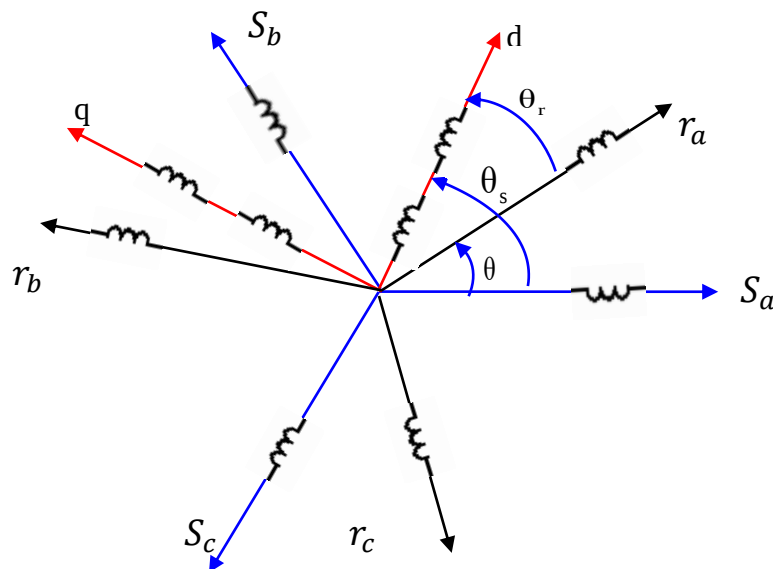


Figure I.4 : Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique

Pour transformer un système triphasé [abc] en un système biphasé [d,q] avec une composante homopolaire comme indique dans l'équation suivante :

$$X_{dqo} = [P(\theta)]X_{abc} \quad (I.10)$$

Tel que:

X: put être la tension, le courant ou le flux;

[P(θ)]: est la matrice de la transformation de Park définie

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

[P(θ)]⁻¹: est la matrice inverse de Park définie par :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

Pour la transformée inverse :

$$[X_{abc}] = [P(\theta)]^{-1}[X_{dqo}] \quad (I.13)$$

Avec:

L'angle θ correspond à la position du repère choisi pour la transformation.

- **θ_s** : Pour le stator (angle entre **Sa** et **O_d**).
- **θ_r** : Pour le rotor (angle entre **ra** et **O_d**).

La composante homopolaire est de valeur nulle, si on considère que le système [abc] est équilibré et symétrique (pas de perturbation).

Dans ces conditions les équations électriques, magnétiques et mécaniques deviennent :

I.6.1 Equations électriques

L'application de la transformation de PARK sur les équations électriques et en admettant que le rotor étant en court-circuit, il en résulte :

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sabc}] \quad (I.14)$$

En appliquant la définition (I.13) l'équation devient :

$$[P(\theta_s)]^{-1}[V_{sdqo}] = [R_s][P(\theta)]^{-1}[i_{sdqo}] + [P(\theta_s)]^{-1} \frac{d}{dt} [\Phi_{sdqo}] \quad (I.15)$$

On multiplie à gauche par $[P(\theta_s)]$

$$[V_{sdqo}] = [R_s][i_{sdqo}] + [P(\theta_s)] \frac{d}{dt} [P(\theta_s)]^{-1} [\Phi_{sdqo}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sdqo}] \quad (I.16)$$

Le produit : $[P(\theta_s)] \frac{d}{dt} [P(\theta_s)]^{-1}$ est donné par

$$[P(\theta_s)] \frac{d}{dt} [P(\theta_s)]^{-1} = \frac{d}{dt} \theta_s \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

On résulte :

$$[V_{sdqo}] = [R_s][i_{sdqo}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sdqo}] + \omega_s \begin{bmatrix} -\Phi_{sq} \\ \Phi_{sd} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.18)$$

Sous forme scalaire :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \Phi_{sd} \\ V_{so} = R_s i_{so} + \frac{d}{dt} \Phi_{so} \end{cases} \quad (I.19)$$

Les mêmes équations au niveau de rotor en changeant par tout l'indice (s) par (r), et en annulant les tensions rotoriques puisque le rotor est en court circuit, alors le système devient :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - \omega_r \Phi_{rq} = 0 \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + \omega_r \Phi_{rd} = 0 \\ V_{ro} = R_r i_{ro} + \frac{d}{dt} \Phi_{ro} = 0 \end{cases} \quad (I.20)$$

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{sq} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \Phi_{ds} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (I.21)$$

Avec:

$$(\omega_s - \omega) = \omega_r \quad (I.22)$$

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$$

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$$

$$(\omega_s - \omega) = \frac{d\theta}{dt} = P\Omega \quad (I.23)$$

Tel que :

ω_s : Pulsation des courants statoriques.

ω_r : Pulsation des courants rotoriques.

ω : Pulsation liée a la vitesse de rotation.`

I.6.2 Equations magnétiques

L'application de la transformation de Park sur l'équation (I.1) donne :

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \Phi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (I.24)$$

Le nombre des paramètres électromagnétiques est réduit, tel que:

$L_s = I_s - M_s$: Inductance cyclique statorique;

$L_r = I_r - M_r$: Inductance cyclique rotorique;

$$M = \frac{3}{2} M_{sr} \quad (I.25)$$

M : Inductance mutuelle cyclique entre rotor stator.

I.7 Modèle du moteur dans le système biphasé

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 « U », « V »

I.7.1 Equations électriques

En multipliant les deux équations (I.3) et (I.4) par la matrice de transfert de Park $P(\theta_a)$ de deux cotés, et après tout calcul fait, on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{sU} \\ V_{sV} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sU} \\ i_{sV} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sU} \\ \Phi_{sV} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{sU} \\ \Phi_{sV} \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rU} \\ V_{rV} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{rU} \\ i_{rV} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rU} \\ \Phi_{rV} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_a - \omega_r) \\ (\omega_a - \omega_r) & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{rU} \\ \Phi_{rV} \end{bmatrix} \quad (I.27)$$

I.7.2 Equations magnétiques

De même en multipliant les deux équations (I.5) et (I.6) par la matrice de transfert de Park « $[P(\theta_a)]^{-1}$ » des deux côtés, et après tout calcul fait, on obtient :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sU} \\ \Phi_{rU} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_r \\ M_s & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sU} \\ i_{rU} \end{bmatrix} \quad (I.28)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{rV} \\ \Phi_{sV} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & M_s \\ M_r & L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{rV} \\ i_{sV} \end{bmatrix} \quad (I.29)$$

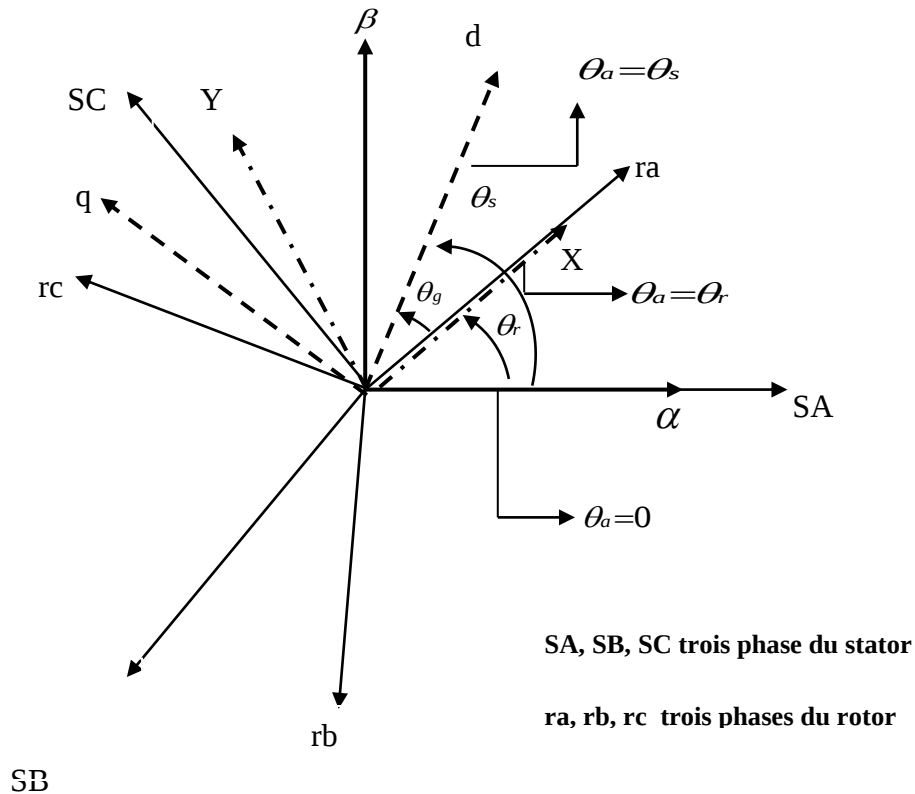
I.8 Choix du référentiel

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axe « U », « V » qui dépendent généralement des objectifs de l'application. On peut choisir le référentiel le mieux adapté aux problèmes posés. Le choix se ramène pratiquement à trois référentiels orthogonaux Figure (I.5).

- Référentiel des axes (α , β) : Le système d'axe est immobile par rapport au stator ($\theta_a = 0$)
(—)
- Référentiel des axes (d, q) : le système d'axe tourne à la même vitesse du champ tournant ($\theta_a = \theta_s$) (---)

- Référentiel des axes (x, y) : le système d'axe tourne a la même vitesse du rotor ($\theta_a = \theta_r$)
(---)

Avec l'angle θ_a : est une position quelconque d'observation que l'on peut choisir de trois manières différentes.



^{SB}
Figure I.5: Définition des axes réels du moteur asynchrone triphasé par rapport aux différents référentiels

I.8.1 Référentiel fixe par rapport au stator

Ce système d'axe est immobile par rapport au stator.

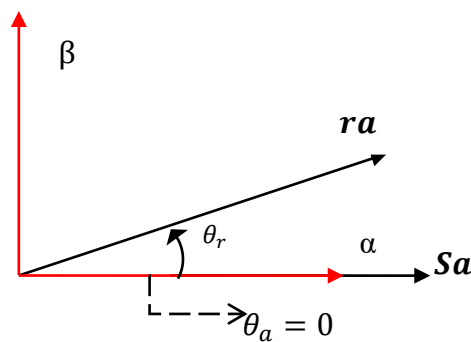


Figure I.6: Définition des axes réels de la MAS par rapport au référentiel $(\alpha \beta)$

Dans ce cas :

$$\theta_a = 0 \Leftrightarrow \begin{cases} U \rightarrow \alpha \\ V \rightarrow \beta \end{cases}$$

$$\omega_a = \frac{d\theta_a}{dt} = 0, \quad \Delta\omega = -\omega_r$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.30})$$

$$\begin{bmatrix} V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega_r \\ -\omega_r & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.31})$$

I.8.2. Référentiel fixe par rapport au rotor

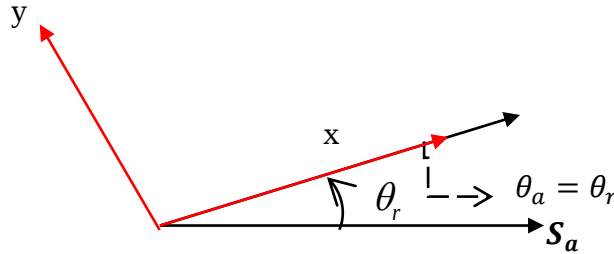


Figure I.7: Définition des axes réel de la MAS par rapport au référentiel (x y)

Ce système d'axes est immobile par rapport au rotor tournant à une vitesse ω_r .

Dans ce cas :

$$\theta_a = \theta_r \Leftrightarrow \begin{cases} U \rightarrow x \\ V \rightarrow y \end{cases}$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_a = \omega_r$$

Les équations électriques prennent la forme suivant :

$$\begin{bmatrix} V_{sx} \\ V_{sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} \quad (\text{I.32})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rx} \\ V_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{rx} \\ i_{ry} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rx} \\ \Phi_{ry} \end{bmatrix} \quad (\text{I.33})$$

I.8.3. Référentiel fixe par rapport au champ tournant

Ce système d'axes tourne avec la vitesse de champ électromagnétique ω_s créée par les

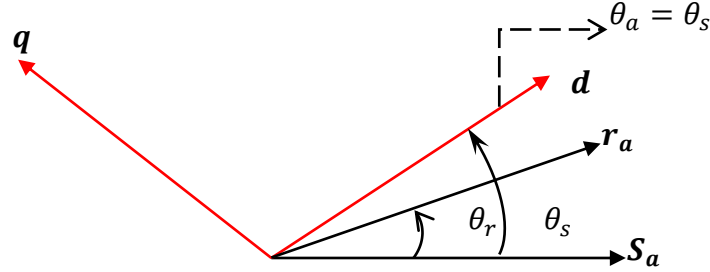


Figure I.8: Définition des axes réels de la MAS par rapport au référentiel (d q)

enroulements du stator.

Dans ce cas :

$$\theta_a = \theta_s \Leftrightarrow \begin{cases} U \rightarrow d \\ V \rightarrow q \end{cases}$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_a = \omega_s, \Delta\omega_a = \omega_s - \omega_r = \omega$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (I.34)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (I.35)$$

Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones, à fréquences variables, comme il est utilisé notamment dans la commandes des machines électriques dans les systèmes en boucle fermée ou les grandeurs à contrôler sont obligatoirement continus (non pulsés).

I.9 Equation de puissance et de couple électromagnétique

L'expression du couple électromagnétique C_e est donnée par :

$$C_e = p \frac{d\omega_e}{dt} \quad (I.36)$$

Avec ω_e : Energie emmagasinée dans le circuit magnétique.

P : Nombre de paire de pôles

La puissance absorbée est la suivante :

$$p(t) = V_{sa}i_{sa} + V_{sb}i_{sb} + V_{sc}i_{sc} \quad (I.37)$$

L'application de la matrice de PARK sur l'équation précédente donne :

$$p(t) = V_{su}i_{su} + V_{sv}i_{sv} + V_{so}i_{so} \quad (I.38)$$

Le système est équilibré, il vient:

$$p(t) = [V_{su}i_{su} + V_{sv}i_{sv}] \quad (I.39)$$

En remplaçant V_{su} et V_{sv} par leurs expressions il vient :

$$P(t) = [R_s i_{su}^2 + R_s i_{sv}^2] + \left[i_{su} \frac{d}{dt} \Phi_{su} + i_{sv} \frac{d}{dt} \Phi_{sv} \right] + \frac{d\theta_a}{dt} [\Phi_{su} i_{sv} - \Phi_{sv} i_{su}] \quad (I.40)$$

Cette dernière expression est composée de trois parties :

L'expression « $[R_s i_{su}^2 + R_s i_{sv}^2]$ » représente les pertes Joules.

L'expression « $\left[i_{su} \frac{d}{dt} \Phi_{su} + i_{sv} \frac{d}{dt} \Phi_{sv} \right]$ » représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée.

L'expression « $\frac{d\theta_a}{dt} [\Phi_{su} i_{sv} - \Phi_{sv} i_{su}]$ » représente la puissance transférée du stator au rotor à travers l'entrefer (puissance électromagnétique).

Tel que :

$$P_e = C_e \frac{d\theta_a}{dt} \quad (I.41)$$

On obtient :

$$C_e = P[\Phi_{su} i_{sv} - \Phi_{sv} i_{su}] \quad (I.42)$$

I.10 Equation de mouvement

L'étude du comportement de la machine asynchrone aux différents régimes de fonctionnement en particulier, le régime transitoire met en évidence l'équation du mouvement qui est définie comme suit :

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (I.43)$$

Avec :

Ω : Vitesse de la machine.

f : coefficient de frottement visqueux

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

C_e : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant

I.11 Equation de PARK en régime permanent

En régime permanent, l'enroulement statorique est soumis à un système de tensions triphasé équilibré, le rotor est en court-circuit et tourne à $\omega = \text{cte}$ (le glissement constant).

Les courants statoriques forment un système triphasé équilibré de la forme :

$$\begin{cases} i_a = \sqrt{2}i_s \cos(\omega_s t + \alpha) \\ i_b = \sqrt{2}i_s \cos(\omega_s t + \alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ i_c = \sqrt{2}i_s \cos(\omega_s t + \alpha + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{I.44})$$

En appliquant la transformation de PARK définie par $[P]$ et en choisissant un référentiel lié au champ tournant, ($\theta_s = \omega_s t$)

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{os} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{2} I_s \begin{bmatrix} \cos \omega_s t & \cos(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \omega_s t & -\sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega_s t + \alpha) \\ \cos(\omega_s t + \alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_s t + \alpha + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.45})$$

On obtient finalement :

$$\begin{cases} i_{ds} = \sqrt{3}i_s \cos \alpha = \text{cte} \\ i_{qs} = \sqrt{3}i_s \sin \alpha = \text{cte} \\ i_{os} = 0 \end{cases} \quad (\text{I.46})$$

I.12 Représentation d'état du modèle de la MAS

La forme générale de l'équation d'état s'écrit de la façon suivante :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (\text{I.47})$$

Avec:

$$\begin{cases} [X] = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \Phi_{rd} \quad \Phi_{rq}]^T \\ [U] = [V_{sd} \quad V_{sq}]^T \end{cases} \quad (\text{I.48})$$

Pour le référentielle lié au champ tournant (d, q), on a :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{\sigma L_s} & \omega_s & \left(\frac{M}{\sigma L_s L_r T_r}\right) & \left(\frac{M}{\sigma L_s L_s}\right)\omega \\ -\omega_s & -\left(\frac{R_t}{\sigma L_s}\right) & -\left(\frac{M}{\sigma L_s L_r}\right)\omega & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega_s - \omega) \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (I.49)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.50)$$

Et pour le référentiel lié au stator (α, β), la matrice [A] devient :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{\sigma L_s} & 0 & \left(\frac{M}{\sigma L_s L_r T_r}\right) & \left(\frac{M}{\sigma L_s L_r}\right)\omega \\ 0 & -\left(\frac{R_t}{\sigma L_s}\right) & -\left(\frac{M}{\sigma L_s L_r}\right)\omega & \left(\frac{M}{\sigma L_s L_r T_r}\right) \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (I.51)$$

Avec :

$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s}$: Coefficient de dispersion total.

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$: Constante de temps rotorique.

$R_t = R_s + \frac{M^2}{L_r T_r}$.

[A] : Matrice fondamentale qui caractérise le système et [B] : Matrice d'entrée.

I.13 Modélisation de la machine asynchrone alimentée en courant

Cela signifie que les courants dans l'une des deux armatures sont imposés par voie de conséquence, la dynamique de l'armature traversée par ces courants imposés est totalement négligée et que la réponse à cet effet ne peut être traduite que par l'autre armature. Par exemple si c'est les courants du stator qui sont imposés alors l'équation de tension du stator est ignorée, la machine est donc réduite à la seule équation de la tension du rotor.

On a :

$$\bar{V}_r = R_r \bar{i}_r + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r + j(\omega_a - \omega) \bar{\Phi}_r \quad (I.52)$$

$$\bar{\Phi}_r = L_r \bar{i}_r + M \bar{i}_s \quad (I.53)$$

$$\bar{i}_r = \frac{\bar{\Phi}_r}{L_r} - \frac{M}{L_r} \bar{i}_s \quad (I.54)$$

La substitution de (I.54) dans (I.52) donne :

$$\bar{V}_r = R_r \frac{\bar{\Phi}_r}{L_r} - R_r \frac{M}{L_r} \bar{i}_s + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r + j(\omega_a - \omega) \bar{\Phi}_r \quad (I.55)$$

$$\bar{V}_r = \left(\frac{R_r}{L_r} + j(\omega_a - \omega) \right) \bar{\Phi}_r - R_r \frac{M}{L_r} \bar{i}_s + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r \quad (I.56)$$

$$\frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r = \left(\bar{V}_r + \frac{R_r M}{L_r} \bar{i}_s \right) - \left(\frac{R_r}{L_r} + j(\omega_a - \omega) \right) \bar{\Phi}_r \quad (I.57)$$

D'où le schéma de simulation :

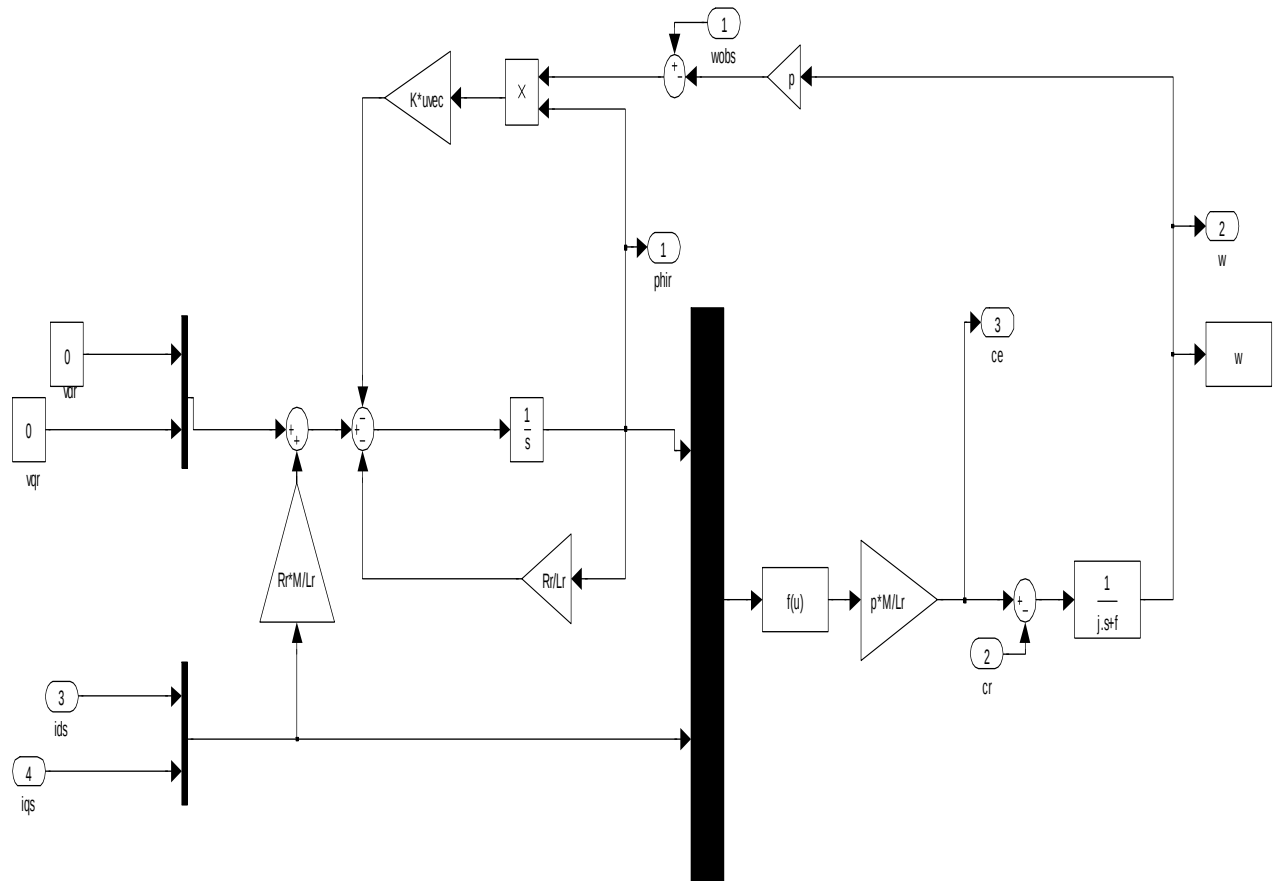


Figure I.9 : Schéma de simulation d'une MAS alimentée en courant

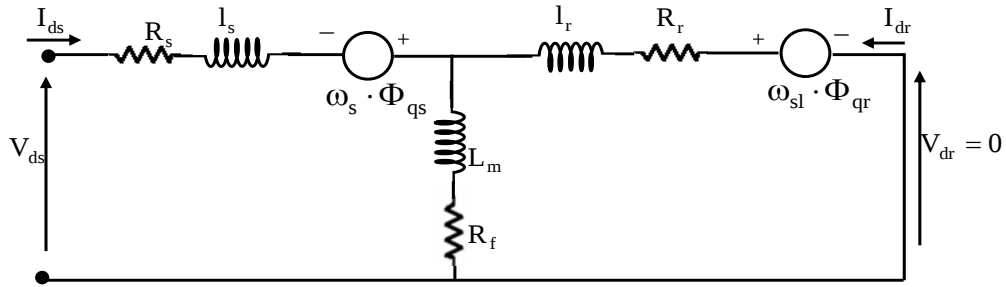
I.14 Modélisation de la machine asynchrone avec pertes fer

Il est très reconnu que le modèle utilisé de la machine à cage d'écureuil néglige la résistance équivalente des pertes fer et tous les paramètres sont considérés constants.

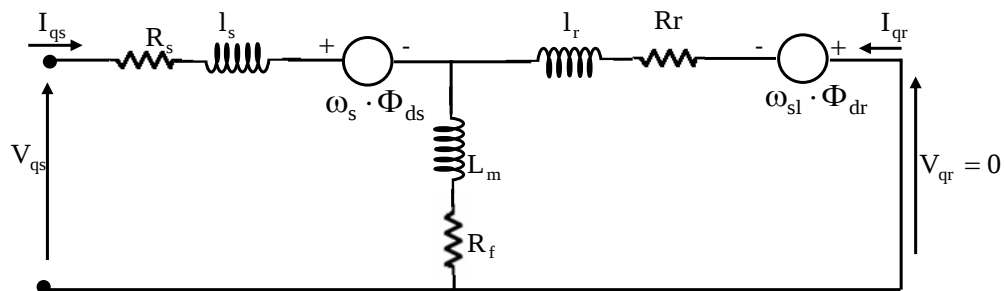
Malheureusement une telle situation idéalisée n'est pas rencontrée dans la pratique où tous les paramètres sont sujets aux variations et les pertes fer existent toujours. En plus la présence de ces pertes provoque une détérioration (dégradation) des performances, spécialement pour le couple dans la commande vectorielle de la MAS.

I.14.2 Inclusion des pertes fer

Classiquement pour tenir compte des pertes fer, la plupart des auteurs modifient le schéma équivalent de la machine asynchrone. Parmi les modifications usuelles apportées, l'approche conventionnelle consiste à placer une résistance équivalente représentant ces pertes fer en parallèle avec la branche magnétisante. Également d'autres auteurs proposent de placer une résistance équivalente des pertes fer en série avec la branche magnétisante pour des raisons de commodité de calculs, on utilise le modèle série qui n'augmente pas le nombre de variables lors du développement de la commande vectorielle.



Circuit équivalent suivant l'axe «d»



Circuit équivalent suivant l'axe «q»

Figure I.10 : Circuit équivalent de la MAS avec pertes fer suivant les deux axes «d et q»

La résistance série à la branche magnétisante R_f et qui représente la consommation des pertes fer statorique dans la machine asynchrone est fonction de la fréquence du flux et qui s'écrit comme suite : [6], [7]

$$R_f = A \cdot f + B \cdot f^2 \quad (I.58)$$

Où :

f : La fréquence du flux statorique ou celle du flux rotorique, A, B sont des constantes caractérisant les pertes fer à identifier expérimentalement.

Le premier terme représente la consommation des pertes fer par hystérésis, et le deuxième la consommation des pertes fer par courant de Foucault.

I.15 Modélisation des pertes de la machine asynchrone

Les différentes pertes de la machine asynchrone peuvent se décomposer en quatre parties :

- Pertes électriques.
- Pertes magnétiques.
- Pertes mécaniques.
- Pertes additionnelles.

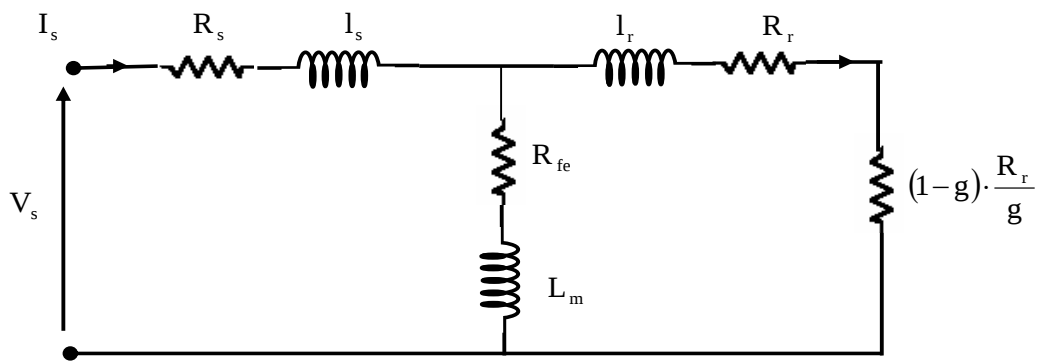


Figure I.11 : schéma équivalent d'une machine asynchrone

a- Pertes électriques

Ce sont les pertes par effet de Joule dans les conducteurs statoriques et rotoriques, elles représentent entre 55% à 60% des pertes totales de la machine. Ces pertes sont en fonction du courant de la charge.

A partir de la figure (I.11), les pertes Joule statorique peuvent être exprimées comme suit :

$$P_{jr} = 3R_r i_r^2 = 3R_r \cdot (i_{dr}^2 + i_{qr}^2) \quad (I.59)$$

$$P_{js} = 3R_s i_s^2 = 3R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) \quad (I.60)$$

b- Pertes magnétiques

Elles représentent entre 20% à 25% des pertes totales de la machine et elles sont dues aux courants d'hystérésis et de Foucault et qui sont en fonction de la densité du flux et la fréquence. On les appelle aussi pertes fer. Elles peuvent être exprimées en s'appuyant sur les expressions de «Steinmetz»: [8]

$$P_e = K_e \cdot \Phi^2 \cdot f^2 \quad (\text{I. 61})$$

$$P_h = K_h \cdot \Phi^2 \cdot f \quad (\text{I. 62})$$

Et les pertes fer totales s'écrivent :

$$P_{fer} = P_e + P_h = K_e \cdot \Phi^2 \cdot f^2 + K_h \cdot \Phi^2 \cdot f \quad (\text{I. 63})$$

Avec :

P_e : Pertes par courant de Foucault (Watts/kg)

P_h : Pertes par hystérésis.

K_e : Constante des courants de Foucault.

K_h : Constante des courants d'hystérésis.

Φ : Flux.

f : fréquence.

Les constantes des courants des Foucault et d'hystérésis s'identifient expérimentalement.

c- Pertes mécaniques

Elles sont généralement proportionnelles à la vitesse.

Généralement ces pertes représentent entre : 08% à 10% des pertes totales. Elles peuvent être décomposées en :

- Pertes par frottement aux paliers.
- Pertes par ventilation sont dues à l'énergie cédée par le rotor à l'air dans lequel, il frotte et qu'il entraîne.

d- Pertes supplémentaires

Les pertes supplémentaires ou additionnelles sont principalement dues aux flux de fuite et à la distribution non uniforme des courants. Elles représentent entre 04% à 05% de la totalité des pertes.

Les trois premiers types de pertes représentent environ de 95% des pertes totales dans le moteur; les pertes supplémentaires peuvent être négligées, ainsi la totalité des pertes :

$$P_{pertes} = P_j + P_{fer} + P_{mec} \quad (I.64)$$

Avec :

P_j : Pertes Joule

P_{fer} : Pertes dans le fer

P_{mec} : Pertes mécaniques

La figure (I.12) représente l'évolution des différentes pertes en fonction de la charge

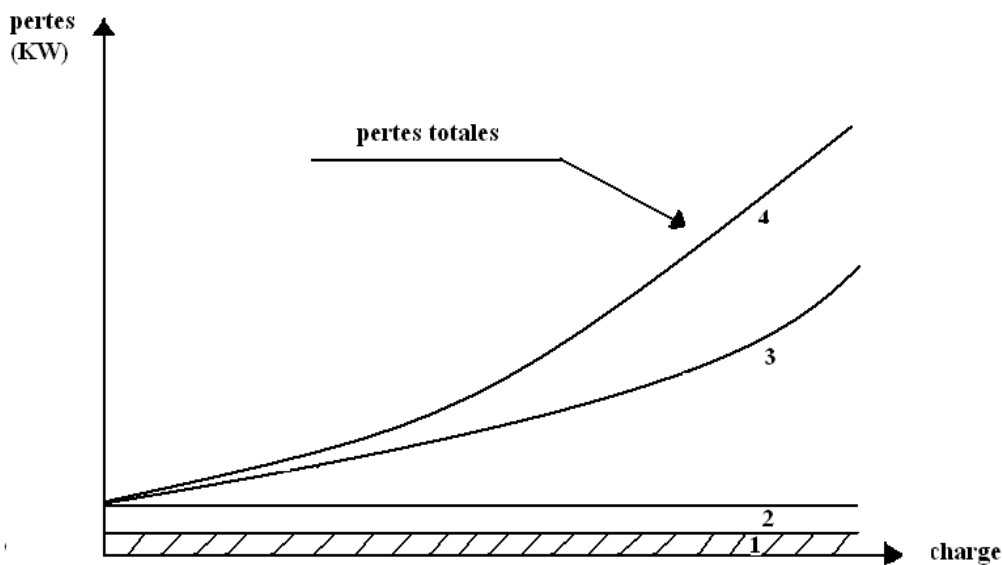


Figure I.12: Evolution des différentes pertes en fonction de la charge

Légende :

1-Pertes mécaniques

2-Pertes fer

3-Pertes supplémentaires

4-Pertes Joule

I.16 Rendement de la machine asynchrone

Pour le système de puissance électrique, le rendement est d'une très grande importance car cela a un impact direct sur le fonctionnement de la machine et une incidence sur l'aspect économique de la consommation énergétique.

Il existe plusieurs méthodes qui aident à la détermination du rendement, parmi ces dernières on cite.

-Méthode de la plaque signalétique.

-Méthode de glissement.

-Méthode de courant.

-Méthode des pertes isolées.

Toutes ces méthodes déterminent le rendement selon la définition donnée par l'équation suivante :

$$\eta = \frac{P_u}{P_{abs}} = \frac{P_{abs} - P_{pertes}}{P_{abs}} = 1 - \frac{P_{pertes}}{P_{abs}} \quad (I. 65)$$

Avec :

P_u : Puissance utile.

P_{abs} : Puissance absorbée.

P_{pertes} : Pertes totales de la machine.

η : Rendement de la machine.

Donc, pour que le rendement soit proche de 1, il est nécessaire de faire minimiser les pertes totales de la machine.

I.17 Modèle de la machine asynchrone avec pertes fer [9]

A partir de la figure (I.10) et par l'application de la loi des mailles, l'équation électrique représentant le modèle de Park de la machine asynchrone dans un repère lié au champ tournant deviennent :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_{s1}I_{ds} + \sigma L_s \frac{d}{dt} I_{ds} + \frac{M}{L_r} \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - \omega_s \sigma L_s I_{qs} + \frac{R_{fs}}{L_r} \Phi_{dr} - \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_{qr} \\ V_{qs} = R_{s1}I_{qs} + \sigma L_s \frac{d}{dt} I_{qs} + \omega_s \sigma L_s I_{ds} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \Phi_{dr} + \frac{R_{fs}}{L_r} \Phi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} \frac{d}{dt} \Phi_{qr} \\ 0 = \left(R_{fr1} - \frac{L_m}{T_r} \right) I_{ds} + \frac{1}{T_{r1}} \Phi_{dr} - \omega_{sl} \Phi_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} \\ 0 = \left(R_{fr1} - \frac{L_m}{T_r} \right) I_{qs} + \frac{1}{T_{r1}} \Phi_{qr} - \omega_{s1} \Phi_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} \end{cases} \quad (I.66)$$

Avec :

$$\sigma_r = \frac{L_r}{M} \quad \sigma_r = 1 - \frac{M^2}{L_s \cdot L_r} \quad \sigma_s = \frac{L_s}{M} \quad R_{fr1} = \frac{R_{fr} \cdot \sigma_r}{1 + \sigma_r}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad T_{r1} = \frac{L_r}{R_r + R_{fr}} \quad R_{s1} = R_s + R_{fs} \cdot \frac{\sigma_r}{1 + \sigma_r}$$

Et l'expression du couple est donnée par l'expression suivante :

$$C_e = \frac{P \cdot M}{L_r} \cdot [\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}] \quad (I.67)$$

L'équation décrivant le mouvement de l'arbre de la machine et donnée par la relation suivante :

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \cdot \Omega \quad (I.68)$$

Avec :

C_r : Couple résistant

$f_r \cdot \Omega$: Couple des frottements visqueux

$J \cdot \frac{d\Omega}{dt}$: Couple d'inertie des masses

I.18 Modélisation de la machine asynchrone alimentée en courant avec perte fer [9]

Considérant comme variable de contrôle des courants ($I_{ds}, I_{qs}, \omega_{s1}$) et les flux rotorique Φ_{dr} et Φ_{qr} comme variable d'état. Après arrangement des équations (I.24) et (I.67), nous obtenons :

$$\begin{cases} S \cdot \Phi_{dr} = -\frac{1}{T_{r1}} \Phi_{dr} + B I_{ds} + \omega_a \Phi_{qr} \\ S \cdot \Phi_{qr} = -\frac{1}{T_{r1}} \Phi_{qr} + B I_{qs} - \omega_a \Phi_{dr} \end{cases} \quad (I.69)$$

Avec :

$$B = \left[\frac{M}{T_r} - R_{fr} \left(1 - \frac{M}{L_r} \right) \right] \quad (I.70)$$

ET :

$$T_{r1} = \left[\frac{L_r}{(R_r + R_{fr})} \right] \quad (I.71)$$

I.19 Modèle de la machine asynchrone alimenté en tension avec perte fer

Similairement au cas sans pertes fer, le modèle de la machine asynchrone peut être interprété par les équations suivantes :

I.19.1 Equations électriques

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = A_1 \Phi_{ds} + B_1 \omega_r \Phi_{qs} - C_1 i_{ds} + \omega_a i_{qs} + B_1 V_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -B_1 \omega_{r1} \Phi_{ds} + A_1 \Phi_{qs} - \omega_a i_{ds} - C_1 i_{qs} + B_1 V_{qs} \\ \frac{d\Phi_{ds}}{dt} = -\frac{1}{T_{r1}} \Phi_{ds} + \omega_a \Phi_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} \left(\frac{\sigma L_s}{T_{r1}} - \frac{M}{L_r} \left(R_{fr1} - \frac{M}{T_r} \right) \right) i_{ds} - \sigma L_s \omega_a i_{qs} \\ \frac{d\Phi_{qs}}{dt} = -\frac{1}{T_{r1}} \Phi_{qs} - \omega_a \Phi_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \left(\frac{\sigma L_s}{T_{r1}} - \frac{M}{L_r} \left(R_{fr1} - \frac{M}{T_r} \right) \right) i_{qs} + \sigma L_s \omega_a i_{ds} \end{cases} \quad (I.72)$$

Avec :

$$A_1 = \frac{1}{\sigma L_s T_{r1}} - \frac{R_{fs}}{\sigma L_s M} \quad (I.73)$$

$$B_1 = \frac{1}{\sigma L_s}$$

$$C_1 = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{M}{L_s L_r} \cdot \left(R_{fr1} - \frac{M}{T_r} \right) - \frac{\sigma}{T_{r1}} + \frac{R_{fs}}{L_s} - \frac{R_{fs}}{M} \right) \quad (I.74)$$

Pour les équations mécaniques sont données par les formules (I.43), (I.58)

I.20 Conclusion

Au cours de ce chapitre nous avons présenté la modélisation de la machine asynchrone à cage d'écureuil et ses différentes pertes.

Le modèle mathématique a été établi à partir d'équations complexe et non linéaires. L'introduction de quelques hypothèses simplificatrices a permis l'obtention d'un modèle triphasé, réduit à son tour en modèle biphasé.

L'application de la transformation de Park nous a permis d'obtenir un modèle biphasé de la machine dans un référentiel lié au champ tournant, ensuite pour prendre en considération les pertes fer dans le modèle obtenu, une résistance a été introduite en série avec l'inductance mutuelle.

CHAPITRE II

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

II.1 Introduction

La commande vectorielle est une commande d'abord linéarisée, ce qui permet une meilleure maîtrise du transitoire comme celle de la commande d'une MCC réalisant de très hautes performances dynamique, elle touche actuellement toutes les applications exigeant un cahier de charge délicat et sévère en matière de performance dynamique.

Le but de ce chapitre est de présenter les différentes possibilités d'orientation du flux dans une machine asynchrone triphasée commandée en tension et en courant, la simulation a été faite pour l'orientation du flux rotorique seulement, pour une machine alimentée en tension sans pertes et une machine alimentée en courant sans et avec pertes fer.

II.2 La Commande vectorielle par orientation du flux (CV-OF) [10]

L'examen de l'expression du couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes en quadrature, des flux rotoriques et des courants statoriques qui présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine.

L'objectif de la commande par orientation du flux est le découplage des grandeurs responsables de la magnétisation de la machine et de la production du couple. Mathématiquement, la loi de la commande consiste à établir l'ensemble des transformations pour passer d'un système possédant une double non linéarité structurelle à un système linéaire qui assure l'indépendance entre la création du flux et la production du couple comme dans une machine à courant continu à excitation séparée.

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe «d, q». Un choix judicieux de l'angle d'orientation du repère «d, q» entraîne l'alignement de l'axe «d» sur la résultante du flux, cet alignement permet l'annulation de la composante transversale du flux comme l'indique dans la figure (II.1).

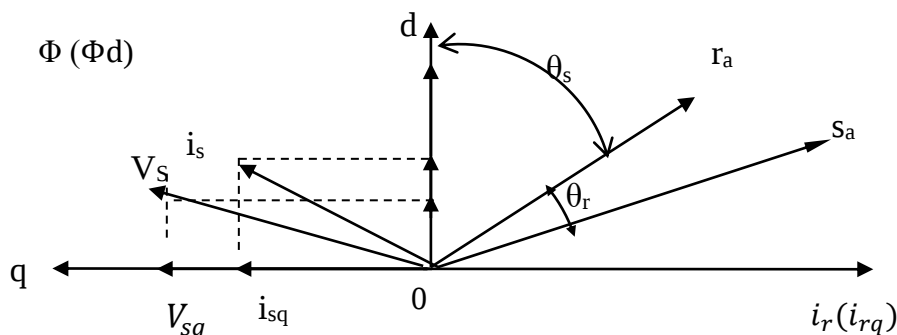


Figure II.1 : Orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer)

➤ Choix d'orientation de flux

Le choix des axes d'orientation peut être fait selon l'une des directions des flux de la machine à savoir le flux rotorique, statorique ou d'entrefer.

- ✓ $\Phi_r = 0$ et $\bar{\Phi}_r = \Phi_{rd}$: c'est le flux rotorique qui orienté.
- ✓ $\Phi_{sq} = 0$ et $\bar{\Phi}_r = \Phi_{sd}$: c'est le flux statorique qui orienté.
- ✓ $\Phi_{mq} = 0$ et $\bar{\Phi}_m = \Phi_{md}$: c'est le flux d'entrefer qui orienté.

Dans les trois cas le couple est proportionnel au produit du flux par la composante du courant statorique en quadrature avec le flux.

L'orientation du flux rotorique permet d'obtenir un couple de démarrage important et nécessite la connaissance des paramètres rotorique. [10]

Dans tout ce qui va suivre l'orientation du flux rotorique est la méthode qui sera retenue.

II.3 Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique

Dans ce cas le flux rotorique est orienté sur l'axe «d» d'une référence solidaire au champ tournant de vitesse (ω_s), donc on peut remarquer les propriétés suivantes:

- La composante transversale du flux rotorique est nulle. ($\Phi_{rq=0}$)
- L'axe «d» est aligné systématiquement sur le vecteur du flux rotorique. ($\bar{\Phi}_r = \Phi_{rd}$)
- La composante longitudinale du courant rotorique est nulle si le flux rotorique est maintenu constant. ($\Phi_r = cst \Rightarrow i_{rd} = 0$)

Le modèle vectoriel de la machine asynchrone est décrit par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_s + j\omega_s \bar{\Phi}_s \\ 0 = R_r \bar{i}_r + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r + j\omega_r \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (\text{II. 1})$$

$$\begin{cases} \bar{\Phi}_s = L_s \bar{i}_s + M \bar{i}_r \\ \bar{\Phi}_r = L_r \bar{i}_r + M \bar{i}_s \Rightarrow \bar{i}_r = \frac{\bar{\Phi}_r}{L_r} - \frac{M}{L_r} \bar{i}_s \end{cases} \quad (\text{II. 2})$$

Avec : $\bar{x} = x_d + jx_q$ ($\bar{x}$: représente le flux, les courants et les tensions)

Pour écrire le modèle de la MAS avec l'état ($\bar{i}_s, \bar{\Phi}_r$) on réalise les changements suivants :

$$\bar{\Phi}_s = L_s \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \bar{\Phi}_r - \frac{M^2}{L_r} \bar{i}_s = L_s \left(1 - \frac{M^2}{L_s L_r}\right) \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \bar{\Phi}_r \quad (\text{II. 3})$$

$$\bar{\Phi}_s = \sigma L_s \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \bar{\Phi}_r \quad (\text{II. 4})$$

(II.4) dans l'équation de la tension statorique et (II.5) dans l'équation de la tension de la tension rotorique donne :

$$\bar{i}_r = \frac{1}{L_r} \bar{\Phi}_r - \frac{M}{L_r} \bar{i}_s \quad (\text{II. 5})$$

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d}{dt} \left(\sigma L_s \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \bar{\Phi}_r + j \omega_s \left(\sigma L_s \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \bar{\Phi}_r \right) \right) \\ 0 = R_r \left(\frac{1}{L_r} \bar{\Phi}_r - \frac{M}{L_r} \bar{i}_s \right) + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r + j \omega_r \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (\text{II. 6})$$

$$0 = \frac{-MR_r}{L_r} \bar{i}_s + \left(\frac{R_r}{L_r} + j \omega_r \right) \bar{\Phi}_r + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r \quad (\text{II. 7})$$

$$0 = \frac{-MR_r}{L_r} \bar{i}_s + \left(\frac{R_r}{L_r} + j \omega_r + S \right) \bar{\Phi}_r ; \bar{\Phi}_r = \Phi_{dr} \text{ (l'orientation du flux rotorique)} \quad (\text{II. 8})$$

On décompose l'équation en partie réelle et imaginaire, on aura :

$$\begin{cases} 0 = \frac{-MR_r}{L_r} i_{ds} + \left(\frac{R_r}{L_r} + S \right) \bar{\Phi}_r & (\text{partie réelle}) \\ 0 = \frac{-MR_r}{L_r} i_{qs} + \omega_r \bar{\Phi}_r \Rightarrow i_{qs} = \frac{\omega_r L_r}{R_r} \bar{\Phi}_r & (\text{partie imaginaire}) \end{cases} \quad (\text{II. 9})$$

$$\begin{cases} i_{ds} = \frac{S + \frac{R_r}{L_r}}{\frac{MR_r}{L_r}} \bar{\Phi}_r = \frac{S + \frac{1}{T_r}}{\frac{M}{T_r}} \bar{\Phi}_r = \frac{T_r S + 1}{M} \bar{\Phi}_r \\ i_{qs} = \frac{T_r \omega_r}{M} \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (\text{II. 10})$$

La relation de i_{ds} signifie que dans le modèle de la machine asynchrone dans le repère (d, q) à flux rotorique orienté, le module de ce flux est contrôlé linéairement par la composante directe du courant statorique i_{ds} moyennant une dynamique du premier ordre avec la constante de

$$\text{temps } T_r \quad \bar{V}_r = 0 = R_r \bar{i}_r + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r + j \omega_r \bar{\Phi}_r \quad (\text{II. 11})$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - \omega_r \Phi_{qr} = 0 & (*) \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + \omega_r \Phi_{dr} & (**) \end{cases}$$

$$(*) \Rightarrow 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} \quad (\text{II. 12})$$

$$\Phi_{dr} = Cte \Rightarrow \frac{d}{dt} \Phi_{dr} = 0 \quad (\text{II. 13})$$

D'après ces propriétés on peut écrire:

$$\begin{cases} \Phi_{rq} = 0 \\ \Phi_{rd} = \Phi_r = cst \\ i_{rd} = 0 \end{cases} \quad (\text{II. 14})$$

On remplace ce système dans les équations des flux, on obtient :

$$\begin{cases} \Phi_r = M i_{sd} \\ \Phi_{rd} = L_r i_{rq} + M i_{sq} = 0 \end{cases} \quad (\text{II. 15})$$

À partir de la dernière équation de ce système on aura l'équation suivante :

$$i_{rq} = -\frac{M}{L_r} i_{sq} \quad (\text{II.16})$$

On remplace le système (II.14) dans l'équation (I.40) on aura :

$$C_e = \frac{PM}{L_r} \Phi_r i_{sq} \quad (\text{II.17})$$

Ou encore, le couple devient:

$$C_e = K_2 i_{sd} i_{sq} \quad (\text{II.18})$$

Avec:

$$K_2 = \frac{PM^2}{L_r} \quad (\text{II.19})$$

La présente expression est analogue à celle du couple d'une machine à courant continu. La figure (II.2) illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplée classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle d'une machine asynchrone.

Ainsi le système balais-collecteur dans la machine à courant continu est remplacé, dans le cas de la machine asynchrone par le système d'autopilotage qui permet de réaliser une harmonie entre la fréquence de rotation et celle des courants induits dans le rotor, telle que la relation suivante [11] :

$$\omega_s = \omega_r + \omega_a = P\Omega_r + \omega_a$$

$$\theta_s = \int \omega_s dt$$

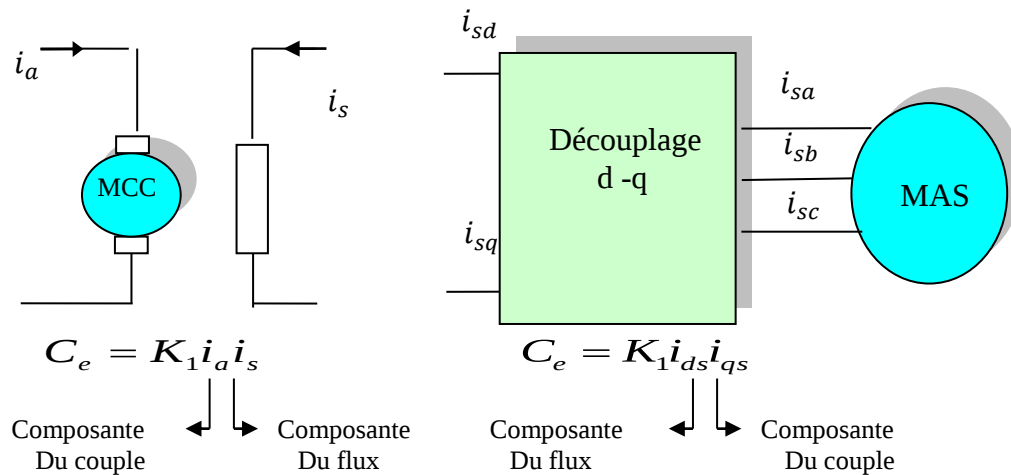


Figure II.2: Equivalence entre la commande d'une MCC et la commande vectorielle d'un MAS

II.4 Types de la commande vectorielle

Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux principales méthodes, la première appelée méthode directe qui a été développée par F.Blaschke, la seconde connue par la méthode indirecte développée par k.Hasse.

II.4.1 Commande vectorielle directe [10]

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa position et celui-ci, doit être vérifiée quelque soit le régime transitoire effectué. Il faut donc procéder à une série de mesure aux bornes du système.

La mesure directe permet de connaître exactement la position du flux. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple, quelque soit le point de fonctionnement. Toute fois il nécessite l'utilisation d'un capteur de flux, ce qui augmente considérablement le coût de sa fabrication et rend plus fragile son utilisation. L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes:

- 1- La non fiabilité de la mesure du flux :
 - problème de filtrage du signal mesuré.
 - précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation.
- 2- Le coût de production élevé (capteurs+filtre).

II.4.2 Commande vectorielle indirecte [12]

Cette méthode n'utilise pas l'amplitude du flux de rotor mais seulement sa position. Elle n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor. Cette dernière peut être développée par deux groupes principaux :

Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statoriques mesurées.

Dans le deuxième groupe, le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique.

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation en vers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température, surtout la constante de temps rotorique T_r . En plus, c'est qu'elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué.

Dans ce qui suit, on va employer la méthode indirecte de l'orientation du flux rotorique associé au modèle de la machine asynchrone alimenté en tension (sans convertisseur).

II.5 Structure de la CVOFR de la machine asynchrone alimentée en tension

II.5.1 Description

Dans ce type d'alimentation, la commande devient plus compliquée du fait qu'on doit considérer la dynamique du stator en plus de celle du rotor. Les grandeurs de commande sont les tensions statoriques (V_{sd}, V_{sq}) et la vitesse du champ tournant (ω_s).

Considérons les deux tensions statoriques (V_{ds}, V_{qs}) comme variables de commande, les deux courants statoriques (i_{ds}, i_{qs}), le flux rotorique (Φ_r) et la vitesse mécanique (Ω_r) comme variables d'état, nous obtenons le modèle de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension par orientation du flux rotorique.

$$\begin{cases} \sigma \cdot T_s \frac{di_{ds}}{dt} + i_{ds} = \frac{V_{ds}}{R_s} + \sigma \cdot T_s \omega_s i_{qs} - \frac{T_s \cdot (1 - \sigma)}{M} \frac{d\Phi_r}{dt} \\ \sigma T_s \frac{di_{qs}}{dt} + i_{qs} = \frac{V_{qs}}{R_s} - \omega_s \left[\sigma \cdot T_s i_{ds} + \frac{T_s \cdot (1 - \sigma)}{M} \Phi_r \right] \\ T_r \frac{d\Phi_r}{dt} + \Phi_r = M i_{ds} \\ \omega_a = \frac{M i_{qs}}{T_r \Phi_r} \\ T_e = \frac{P \cdot M}{L_r} \Phi_r i_{qs} \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} = T_e - T_l - f \cdot \Omega_r \end{cases} \quad (II.20)$$

II.5.2 Système d'équations liées au flux rotorique

Les équations (I.11), (I.12), (I.40) et (I.47) munies de la contrainte ($\Phi_{rq} = 0$) se simplifient:

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{M_{sr}}{L_r} \frac{d\Phi_r}{dt} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \quad (II.21)$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} + \omega_s \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_r \quad (II.22)$$

$$\frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_r \quad (II.23)$$

$$C_e = \frac{PM_{sr}}{L_r} \Phi_r i_{sq} \quad (II.24)$$

$$\omega_a = \frac{M}{T_r} \frac{i_{sq}}{\Phi_r} \quad (II.25)$$

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f \Omega_r \quad (II.26)$$

Les équations (II.23) et (II.24) mettant respectivement en évidence le courant producteur du flux i_{sd} , et le courant producteur du couple i_{sq} . Cela offre la possibilité de contrôler la machine asynchrone en découplant comme dans la machine à courant continu, le flux et le couple.

La structure de découplage est définie par les équations définies précédemment (II.23), (II.24) et (II.25). Le schéma bloc de cette structure est représenté, par le montage de la figure(II.3).

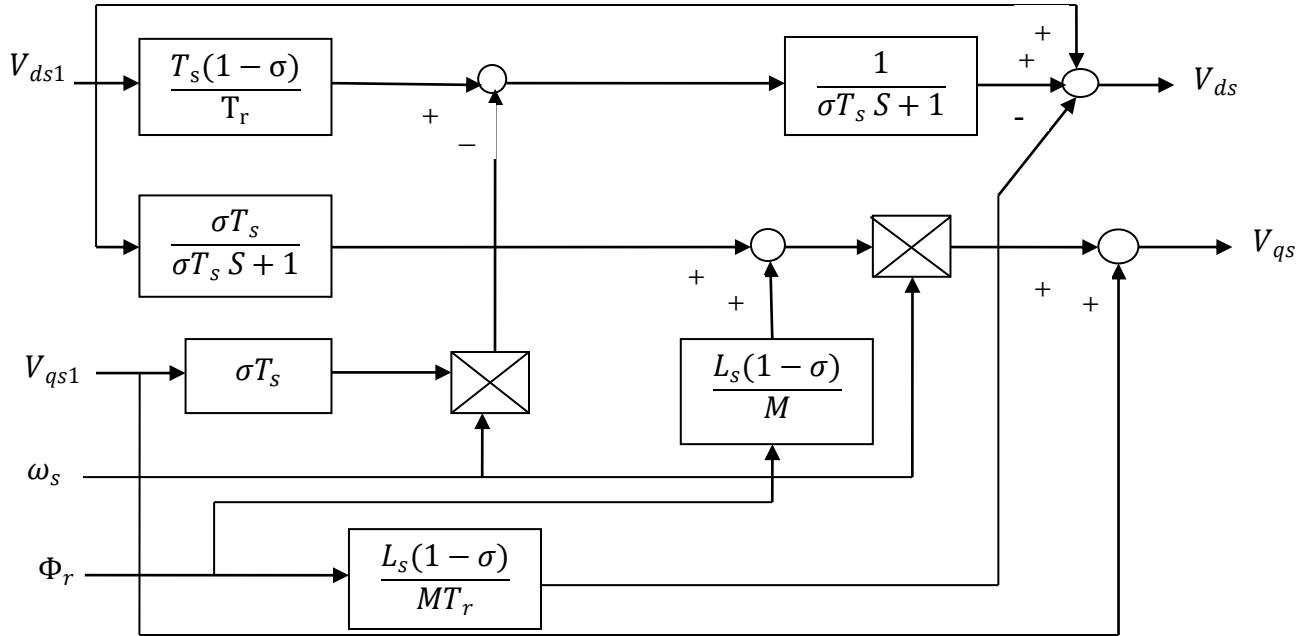


Figure II.3 : Schéma-bloc de découplage

II.5.3 Découplage entré-sortie

Les lois de commande vectorielle des machines asynchrones alimentées en tension présentent des couplages entre les actions sur les axes «d» et «q». Le flux et le couple dépendent simultanément des tensions V_{sd} et V_{sq} , donc il faut réaliser un découplage [11].

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie, nous pourrions alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono variables évoluant en parallèle. Les commandes sont alors non interactives

Différentes techniques existent: découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, découplage par compensation, nous présentons le découplage par compensation.

II.5.3.1 Découplage par compensation

Définitions de deux nouvelles variables de commande V_{sd1} et V_{sq1} telles que:

$$V_{sd} = V_{sd1} - e_q \quad (II.27)$$

Et :

$$V_{sq} = V_{sq1} - e_d \quad (II.28)$$

Avec :

$$e_q = \omega_s \sigma L_s i_{sq} + \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_r \quad (\text{II.29})$$

$$e_d = - \left(\omega_s \sigma L_s i_{sd} - \omega_s \frac{M_{sr}}{L_r} \frac{d\Phi_r}{dt} \right) \quad (\text{II.30})$$

Les tensions V_{sd} et V_{sq} sont alors reconstituées à partir des tensions V_{sd1} et V_{sq1} (figure (II.4))

Tel que:

$$V_{sd1} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) i_{sd} \quad (\text{II.31})$$

$$V_{sq1} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} \quad (\text{II.32})$$

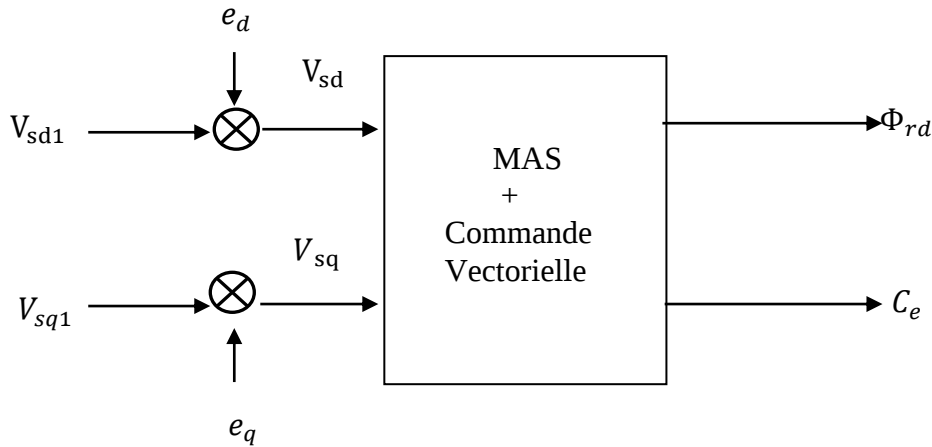


Figure II.4: Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}

II.5.4 Bloc de défluxage

Le bloc de défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétique de la machine, permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part ce bloc permet, en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale. Il est défini par la fonction non linéaire suivante [13]:

- sous-vitesse :

$$\Phi_r = \Phi_{mom} \quad \text{Pour } |\Omega_r| \leq \Omega_{mom}$$

- sur -vitesse :

$$\Phi_r = \frac{\Omega_{mom}}{|\Omega_r|} \cdot \Phi_{mom} \quad \text{Pour } |\Omega_r| \geq \Omega_{mom}$$

Avec :

Ω_{mom} : Vitesse de rotation nominale.

Φ_{mom} : Flux rotorique nominale.

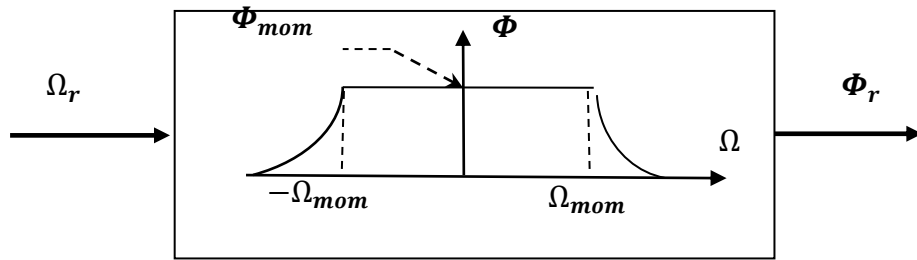
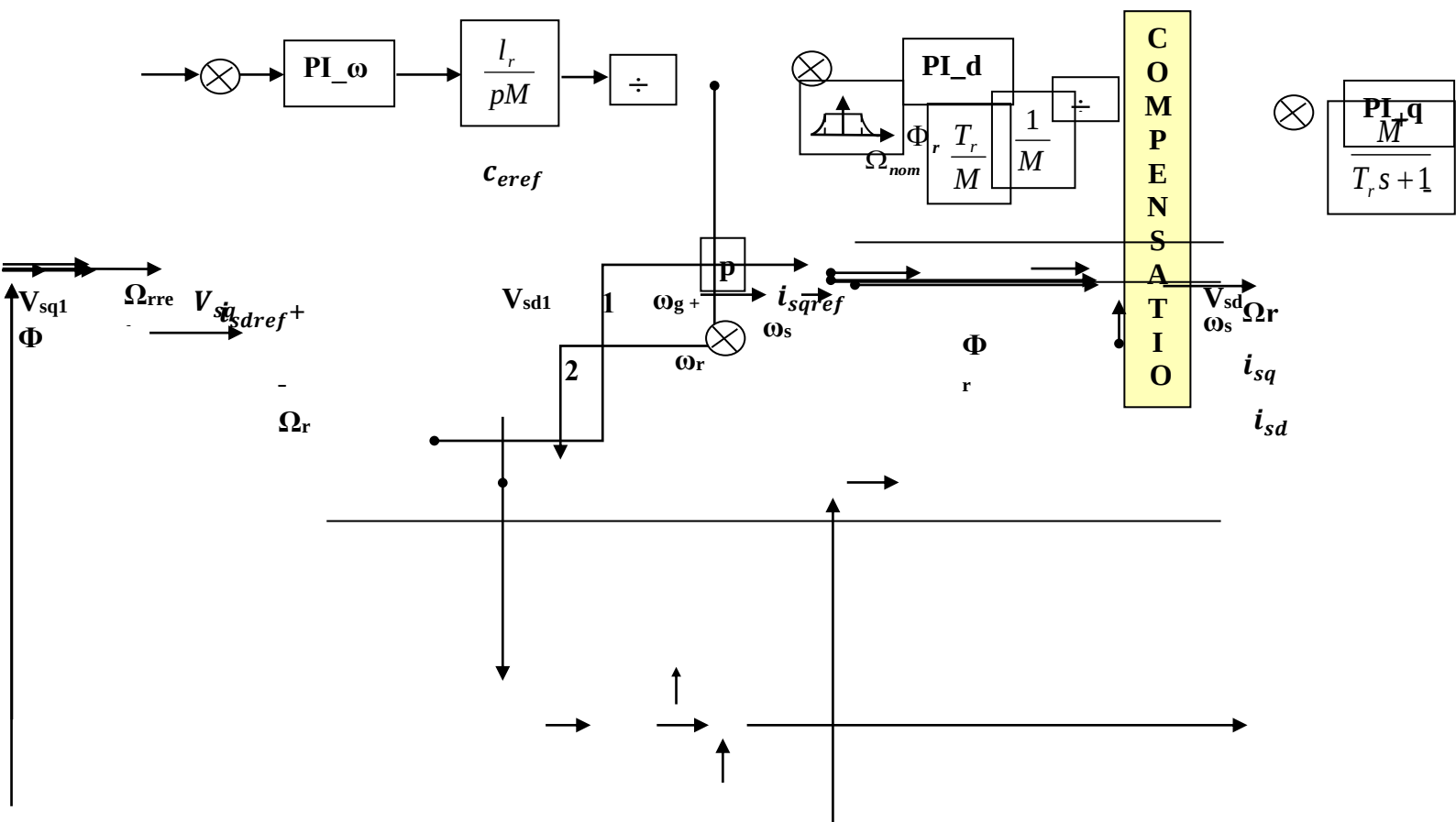


Figure II.5 : Bloc de fluxage

II.5.5 Principe de fonctionnement

Le schéma bloc de la structure de commande vectorielle indirecte par orientation du flux d'une MAS alimenté en tension est représenté par la figure (II-06).



La vitesse est aisément asservie (régulée) par une boucle à contre réaction en utilisant un régulateur PI. par contre, le flux rotorique est difficile à mesurer, donc son contrôle, le plus simple, est du type réaction le signal d'erreur de vitesse, une fois traité par le régulateur PI,

fournit la référence de courant de couple i_{sqref} , qui même réglé par une boucle avec un régulateur PI pour générer la composante directe de la commande de la machine.

Le pôle supplémentaire $(-1/T_0)$ est introduit dans le but de limiter la bande passante pour compenser la dérivation du flux, ainsi le filtre soit réalisable physiquement. T_0 doit être très inférieur à T_r .

II.5.6 Régulation

Dans le cas de notre étude on se limite à la technique du contrôle (PI).

II.5.6.1 Conception des régulateurs

Soit $Y^*(t)$ le signal à pour suivre, et $y(t)$ le signal de sortie du système à contrôler.

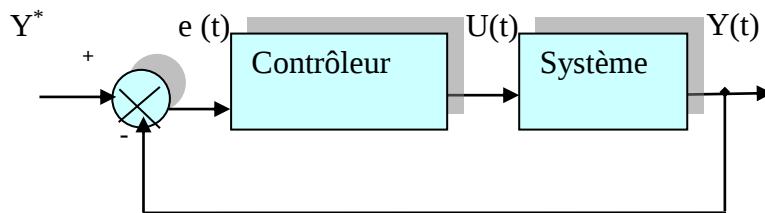


Figure II.7 : Représentation de la commande par PI

La loi de commande est :

$$u(t) = k_p e(t) + k_i \int e(t) \quad (\text{II. 33})$$

II.5.6.1.1 Action proportionnelle

- Si k_p est grand, la correction est rapide. Le risque de dépassement et d'oscillation dans la sortie s'accroît
- Si k_p est petit, la correction est lente, il y a moins de risque d'oscillations.

II.5.6.1.2 Action intégrale

L'action intégrale régit, lentement à la variation de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne.

Tant que l'erreur positive (ou négative) subsiste l'action $u(t)$ augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule.

II.5.6.2 Caractéristiques des régulateurs

a- Stabilité

Un système bouclé doit être stable. Si seulement si les réactions du système de régulation soit énergétique sans être disproportionnées avec l'erreur à corriger.

Une correction trop forte ou tardive risque de conduire le système à une instabilité.

b- précision

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

c- Rapidité

En générale, un système bouclé doit répondre rapidement aux variations de sa consigne (poursuite) et effacer rapidement les perturbations (régulation). Le temps de réaction est bien entendu en relation étroite avec l'inertie propre du processus.

II.6 Calcul des régulateurs

II.6.4.1 Régulation de courant statorique i_{sd}

Le schéma bloc de la régulation de la composante directe du courant statorique i_{sd} est représenté par la figure (II.8).

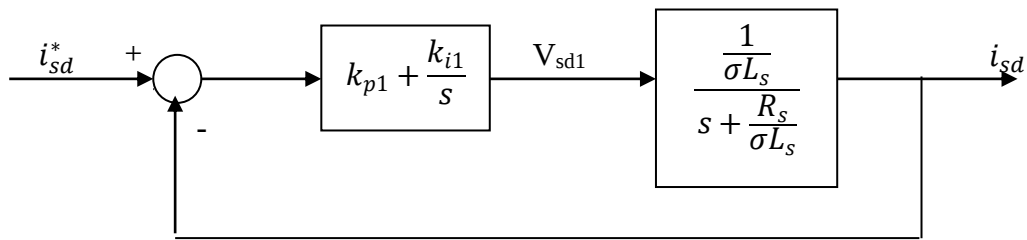


Figure II.8: Schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sd}

La fonction de transfert en boucle ouvert s'écrit :

$$F_{i_{sd}} = \frac{i_{sd}}{i_{sd}^*} = k_{p1} \frac{s + \frac{k_i}{k_{p1}}}{s} \frac{1}{s + \frac{R_s}{\sigma L_s}} \quad (II.34)$$

Compensons le pôle $(s + \frac{k_i}{k_{p1}})$ par $(s + \frac{R_s}{\sigma L_s})$ ce qui se traduit par la condition

$$\frac{k_{i1}}{k_{p1}} = \frac{R_s}{\sigma L_s} \quad (II.35)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant:

$$F_{i_{sd}} = \frac{k_{p1}}{s \sigma L_s} \quad (II.36)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$G_{i_{sd}} = \frac{F_{i_{sd}}}{1 + F_{i_{sd}}} = \frac{1}{\frac{\sigma L_s}{k_{p1}} + 1} \quad \tau_1 = \frac{\sigma L_s}{k_{p1}} \quad (II.37)$$

Nous obtenons une réponse de type 1^{er} ordre de constante de temps $\tau_1 = \frac{\sigma L_s}{k_{p1}}$

Pour un temps de réponse imposé $t_{rep1(5\%)}$, nous obtenons la condition suivante:

$$3\tau_1 = t_{rep1(5\%)}$$

$$3 \frac{\sigma L_s}{k_{p1}} = t_{rep1(5\%)}$$

Donc:

$$k_{p1} = \frac{3\sigma L_s}{t_{rep1(5\%)}} \quad (II.38)$$

Et, d'après l'équation (II.35):

$$k_{i1} = \frac{3R_s}{t_{rep1(5\%)}} \quad (II.39)$$

II.6.2 Régulation de courant statorique i_{sq}

Le schéma bloc de la régulation de la composante inverse du courant statorique est Représenté par la figure (II.9).

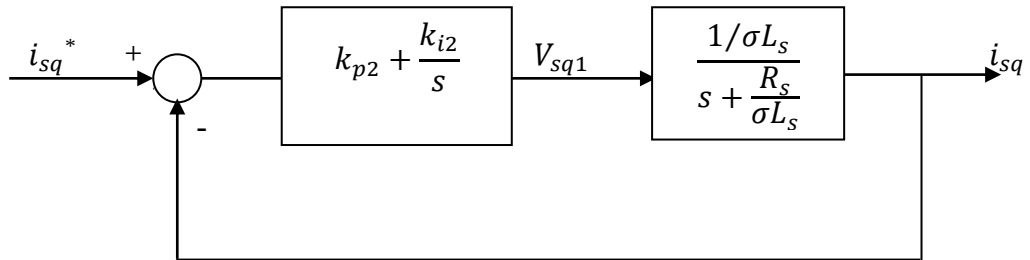


Figure II.9: Schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sq}

On remarque que le courant i_{sq} a la même dynamique que le courant i_{sd} , on trouve alors les mêmes paramètres que précédemment

$$k_{p2} = \frac{3\sigma L_s}{t_{rep2(5\%)}} \quad (II.40)$$

$$k_{i2} = \frac{3R_s}{t_{rep2(5\%)}} \quad (II.41)$$

II.6.3 Régulation de la vitesse

Le schéma bloc de la régulation de la vitesse est représenté par la figure (II-10)

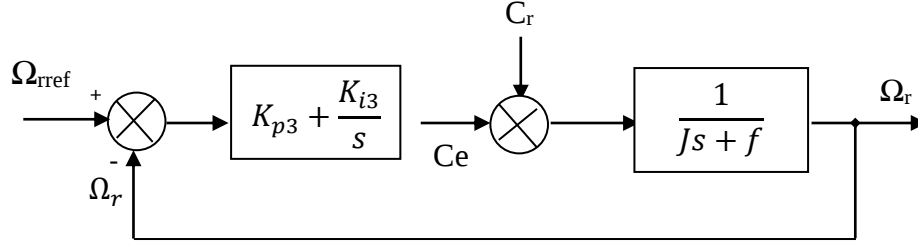


Figure II.10: Schéma –bloc de régulation de vitesse

La fonction de transfert en boucle ouvert avec un couple résistant nul est donnée par :

$$F\Omega_r = \frac{\Omega_r}{\Omega^*} = \frac{k_{p3}s + k_{i3}}{s(Js + f)} \quad (\text{II. 42})$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$G\Omega_r = \frac{k_{p3}s + k_{i3}}{Js^2 + (k_{p3} + f)s + k_{i3}} \quad (\text{II. 43})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2^{ème} ordre, dont la forme canonique

$$\frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} s + 1} \quad (\text{II. 44})$$

Par comparaison on obtient alors

$$\frac{J}{k_{i3}} = \frac{1}{\omega_n^2} \quad (\text{II. 45})$$

$$\frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{k_{p3} + f}{k_{i3}} \quad (\text{II. 46})$$

Pour un coefficient d'amortissement $\xi = 1$ et une pulsation ω_n donnée, on obtient:

$$k_{i3} = J\omega_n^2 \quad (\text{II. 47})$$

$$k_{p3} = 2J\omega_n - f \quad (\text{II. 48})$$

Afin d'éviter la dépassement en vitesse on ajoute un filtre de premier ordre de constante de Temps τ .

II.7 Commande en courant sans perte

Considérons les deux courant statoriques (i_{ds}, i_{qs}) comme variables de commande, le flux rotorique (Φ_r) et la vitesse mécanique (Ω_r) comme variables d'état :

$$\begin{cases} T_r \frac{d\Phi_r}{dt} + \Phi_r = M i_{ds} \\ \omega_a = \frac{M}{T_r} \frac{i_{qs}}{\Phi_r} = \omega_s - \omega_r \\ T_e = \frac{P \cdot M}{L_r} \Phi_r \cdot i_{qs} \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} = T_e - T_l - f \cdot \Omega_r \end{cases} \quad (\text{II. 49})$$

Nous pouvons remarquer dans les équations (II.49) que seule la composante directe (axe «d») du courant statorique (i_{ds}) détermine l'amplitude du flux rotorique (Φ_r), alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature (axe «q») du courant statorique (i_{qs}) si le flux rotorique est maintenu constant. Ainsi est réalisée une décomposition du courant statorique en deux termes correspondants respectivement au flux et au couple. Le schéma-bloc correspondant est le suivant :

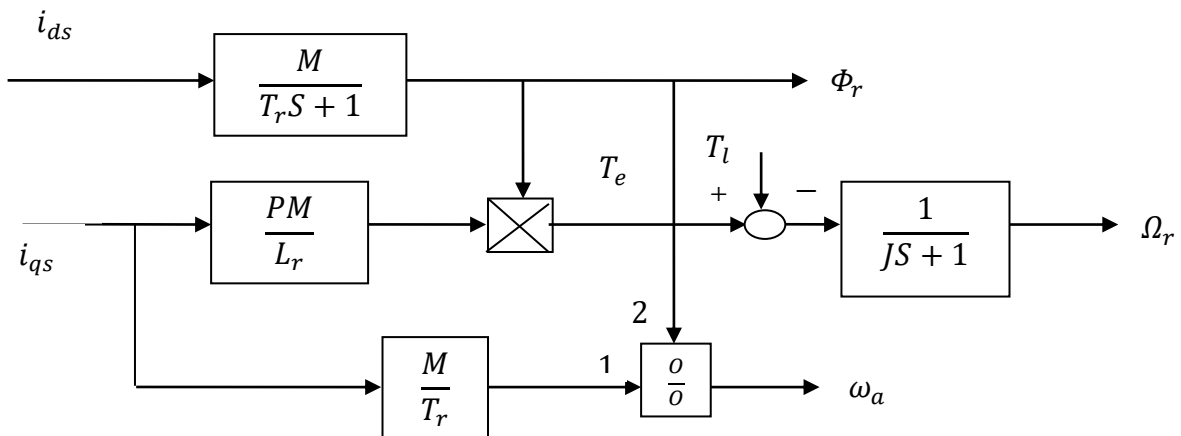


Figure II.11 : Modèle en courant par orientation du flux rotorique

Les relations (II.49) constituent la base essentielle d'une commande par flux orienté.

Modèle en courant par orientation du flux statorique :

$$\begin{cases} T_r \frac{d\Phi_s}{dt} + \Phi_s = L_s \left(\sigma T_r \frac{di_{ds}}{dt} + i_{ds} \right) - \sigma L_s T_r \omega_a i_{qs} \\ \omega_a = \frac{\frac{L_s}{T_r} \left(\sigma T_r \frac{di_{qs}}{dt} + i_{qs} \right)}{\Phi_s - \sigma L_s i_{ds}} \\ T_e = p \cdot \Phi_s i_{qs} \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} = T_e - T_l - f \cdot \Omega_r \end{cases} \quad (\text{II. 50})$$

Modèle en courant par orientation du flux d'entrefer :

$$\begin{cases} T_r \frac{d\Phi_g}{dt} + \Phi_g = M \left[\left(T_r - \frac{M}{R_r} \right) \frac{di_{ds}}{dt} + i_{ds} \right] - M \left(T_r - \frac{M}{R_r} \right) \omega_a i_{qs} \\ \omega_a = \frac{\left(T_r - \frac{M}{R_r} \right) \frac{di_{qs}}{dt} + i_{qs}}{\frac{T_r}{M} \Phi_g - \left(T_r - \frac{M}{R_r} \right) i_{ds}} \\ T_e = p \Phi_g i_{qs} \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} = T_e - T_l - f \Omega_r \end{cases} \quad (\text{II. 51})$$

En utilisant les relations :

$$\begin{cases} \Phi_{dg} = M \cdot (i_{ds} + i_{dr}) \\ \Phi_{qg} = M \cdot (i_{qs} + i_{qr}) \end{cases} \quad (\text{II. 52})$$

Nous pouvons remarquer dans (II.50) et (II.51) que le flux statorique (Φ_s) et le flux d'entrefer (Φ_g) dépendent des deux courants statoriques (i_{ds}, i_{qs}). Cet effet de couplage est dû aux fuites statoriques pour le flux statorique et aux fuites rotoriques pour le flux d'entrefer. Le couple électromagnétique (T_e) ne dépend que de la composante en quadrature du courant statorique (i_{qs}) si le flux (statorique ou d'entrefer) est maintenu constant.

II.8 Commande en courant avec perte

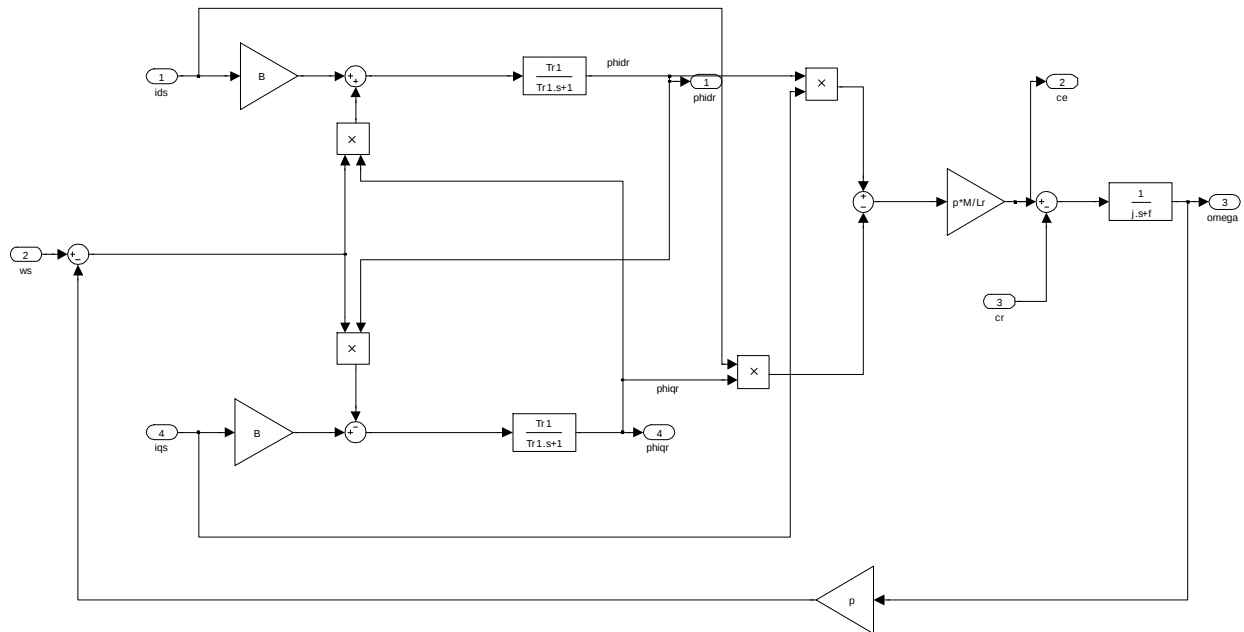


Figure II.12 : Modèle machine asynchrone avec perte alimentée en courant

II.9 Conclusion

Dans ce chapitre on' à présenter les diverses méthode de la commande vectorielle de la machine asynchrone alimente en tension et en courant.

En premier lieu on' à présenter une étude théorique concernant la commande vectorielle, il existe trois type d'orientation du flux, à savoir le flux rotorique, le flux statorique et le flux magnétisant. Ainsi on choisi l'orientation du flux rotorique, car cette dernière permet d'obtenir un découplage total entre le flux et le couple.

La commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique permet de traiter la machine asynchrone de façon semblable à la machine à courant continu à excitation séparée pour commander facilement par les régulateurs IP.

CHAPITRE III

RESULTATS DE SIMULATION

III.1 Introduction

La simulation est une forme particulière de l'expérience ou l'expérimentation n'agit pas sur le processus réel, mais sur une représentation (modèle) des constituants physiques.

On emploie couramment trois représentations des modèles.

- les équations différentielles.
- les schémas fonctionnels.
- les schémas de fluence des signaux.

Les schémas fonctionnels et les schémas de fluence des signaux constituent des représentations graphiques abrégées soit du diagramme schématique représentant le système physique, soit de l'ensemble des équations mathématiques qui caractérisent les éléments du système.

Donc la simulation permet de ramener l'étude des systèmes réels à une étude mathématique ou graphique.

III.2 Présentation de l'environnement matlab/simulink

La simulation est un moyen efficace économique, couramment utilisé pour faire des études préliminaires et comparatives. Actuellement, plusieurs outils de simulation, parmi les quels MATLAB/SIMULINK.

MATLAB est imposé dans les milieux universitaire et industriel comme un outil de modélisation, de simulation et de visualisation de problèmes numériques. Dans le monde universitaire, MATLAB est utilisé pour l'enseignement de l'algèbre linéaire, de traitement de signal, etc..... ainsi que dans la recherche scientifique. Dans le domaine industriel, il est utilisé pour la résolution et la simulation des problèmes d'ingénierie. Le noyau de calcul est associé à l'environnement SIMULINK, permettant une modélisation de base sur des schémas blocs (diagramme structurel), le diagramme structurel permet la représentation graphique d'un système d'équations linéaire et non linéaire et de visualiser les interactions entre les différentes grandeurs interne et externe. Le schéma bloc est composé des éléments représentant des opérations mathématiques à savoir addition, soustraction, multiplication, intégration, dérivation ainsi que la multiplication et la division de deux variables et de la fonction non linéaire d'une variable.

III.3 Simulation du démarrage de la MAS

La machine est alimentée par une source de tension sinusoïdale de valeur efficace 220V et de fréquence 50HZ.

Les trois tensions sont données par :

$$\begin{cases} V_{sa} = 220 * \sqrt{2} \sin(\omega t) \\ V_{sb} = 220 * \sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \\ V_{sc} = 220 * \sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{4}{3}\pi) \end{cases}$$

Le schéma bloc de simulation est donné par la figure (III-2) :

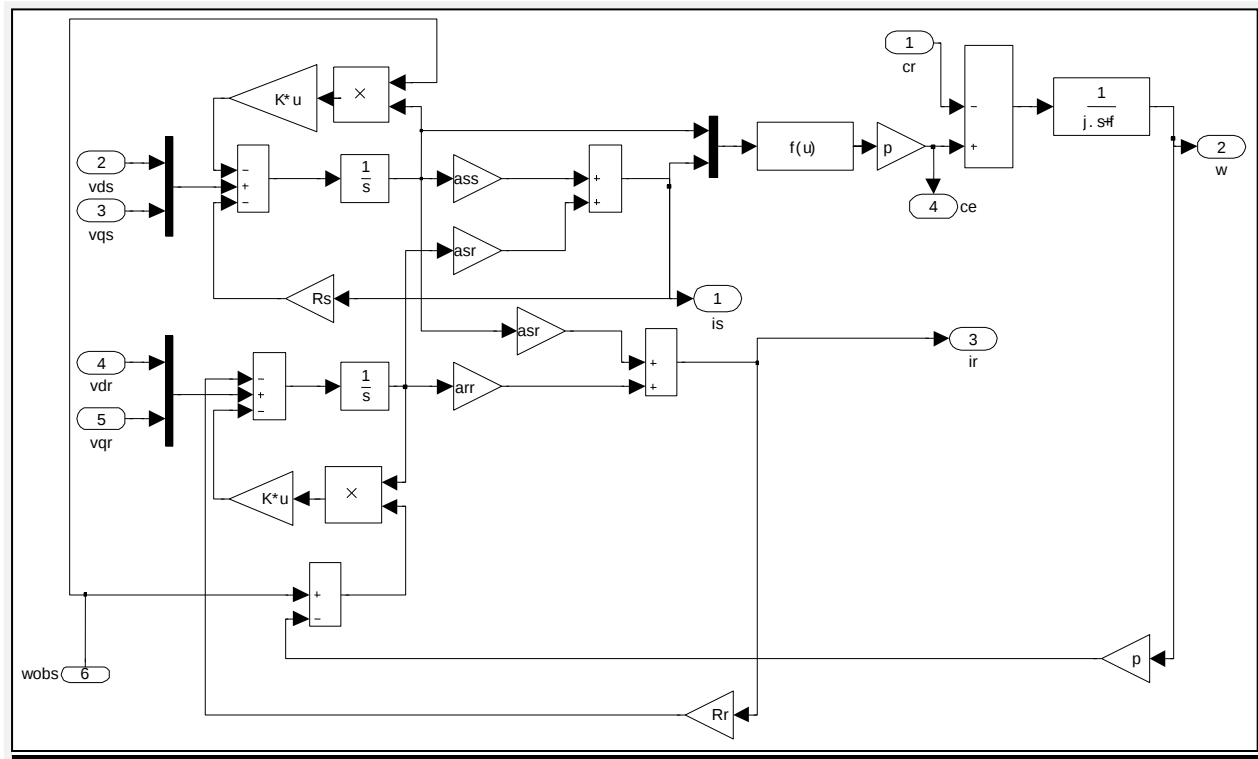


Figure III.1 : Schéma bloc du modèle de la MAS sans perte fer alimentée en tension

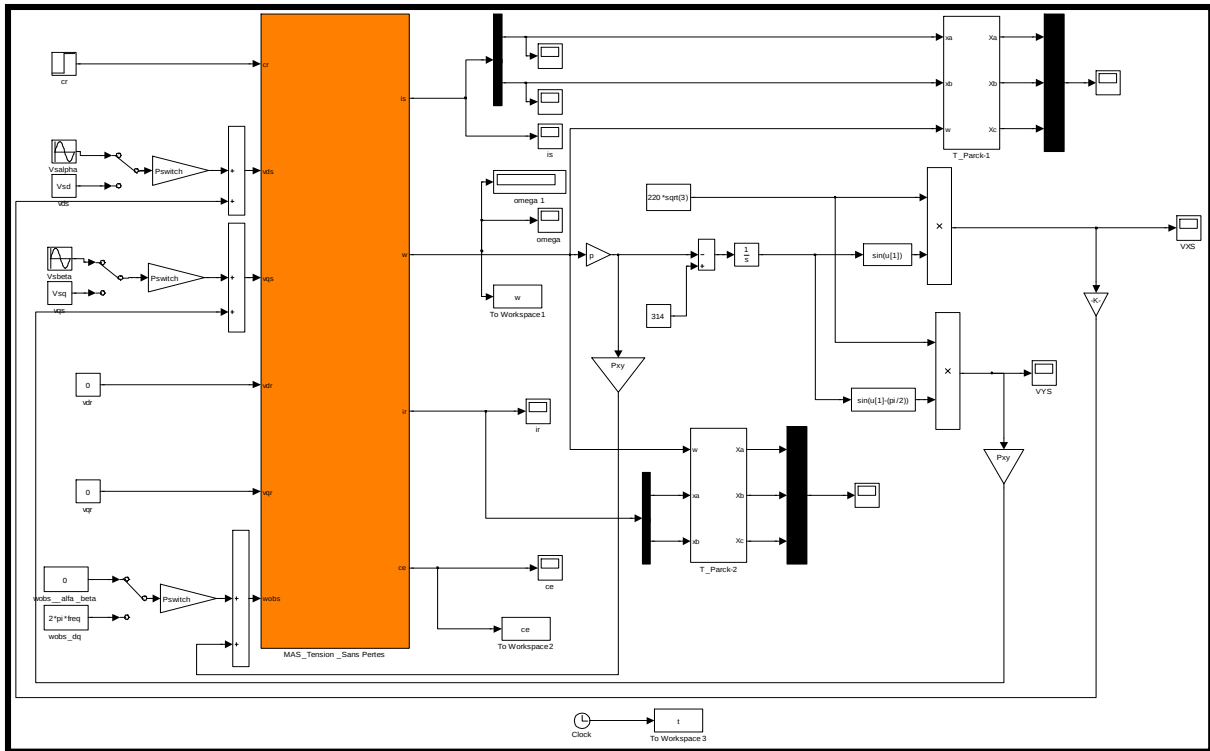


Figure III.2 : Schéma bloc de simulation de la MAS sans perte fer alimentée en tension

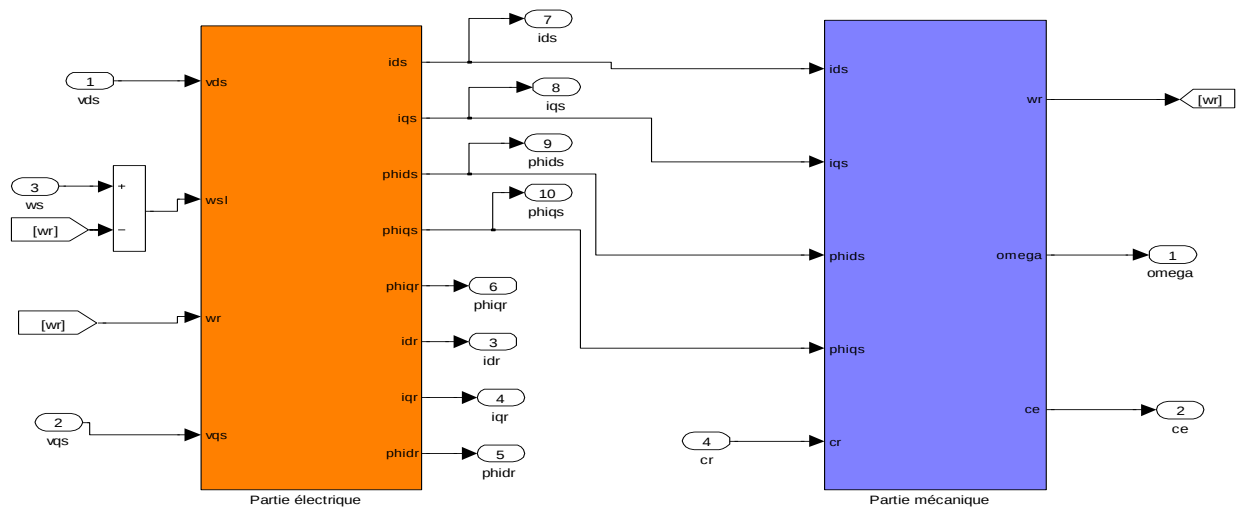


Figure III.3 : Schéma bloc du modèle de la MAS avec perte fer

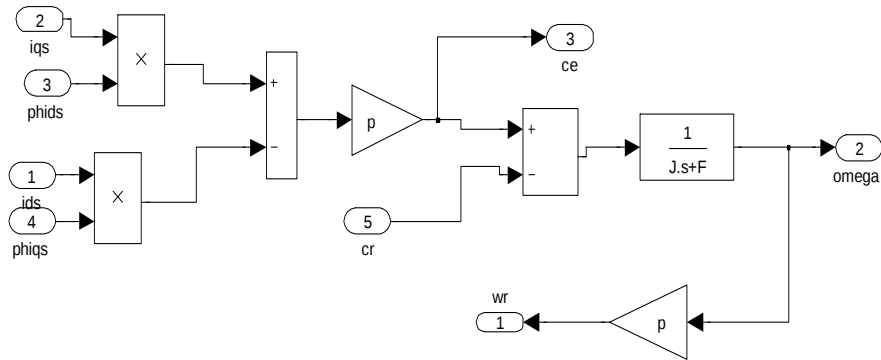


Figure III.4 : Schéma bloc de partie mécanique de la MAS avec perte fer

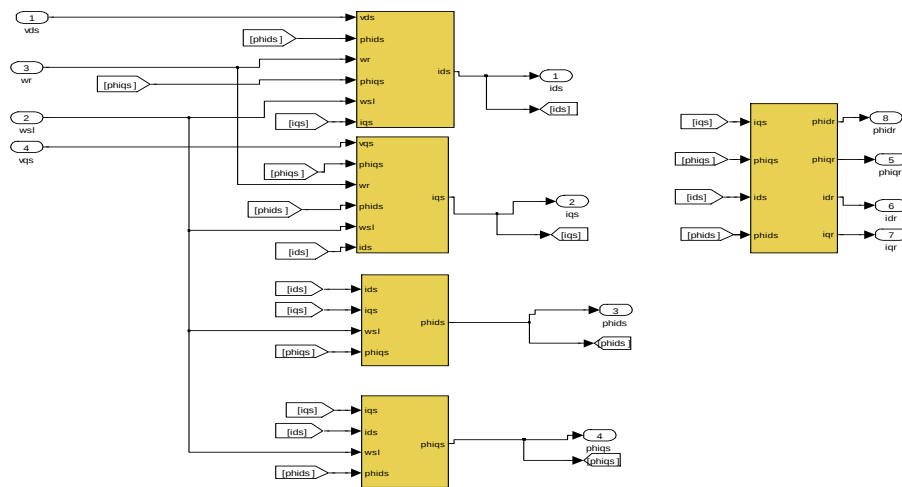


Figure III.5 : Schéma bloc de partie électrique de la MAS avec perte fer

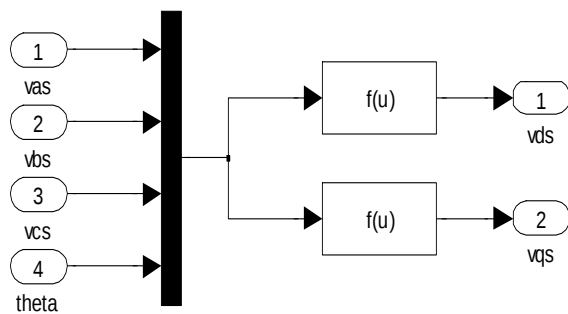


Figure III.6 : Schéma bloc de Park abc_dq

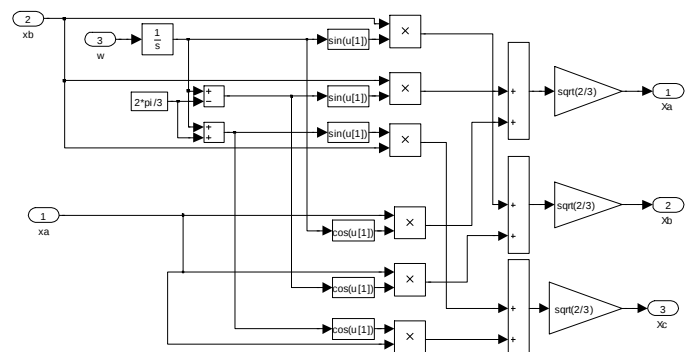


Figure III.7 : Schéma bloc de Park inverse

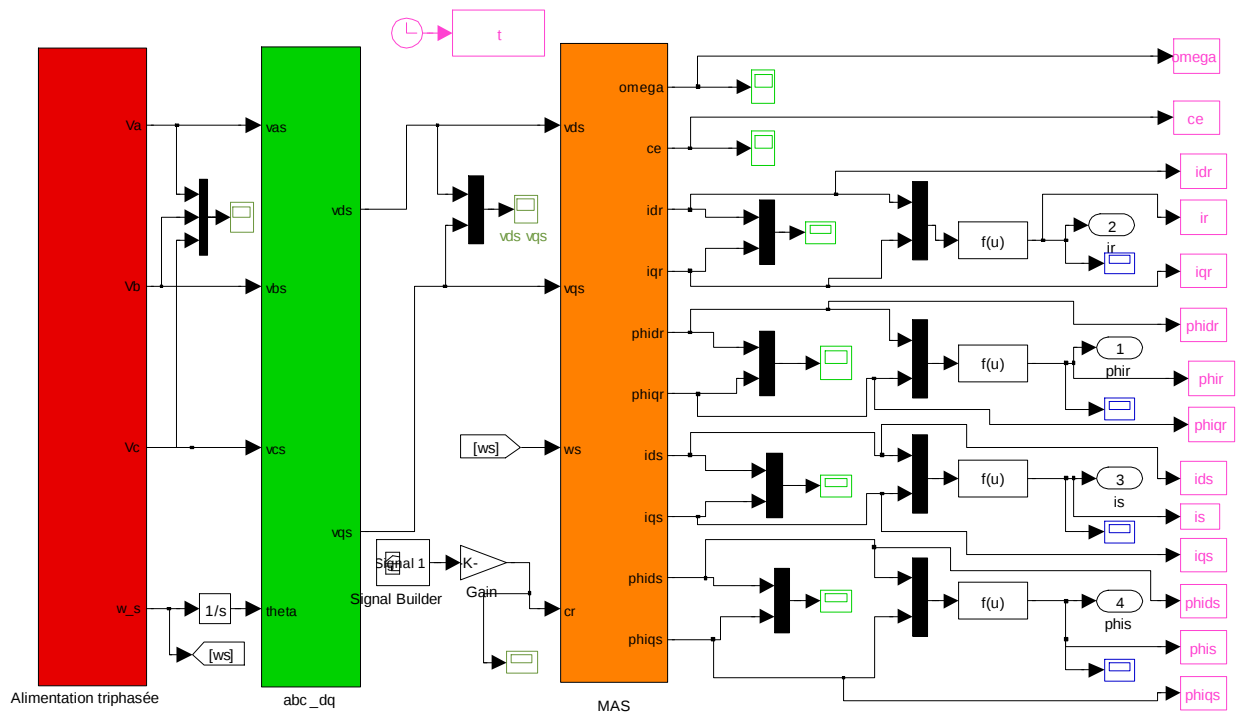
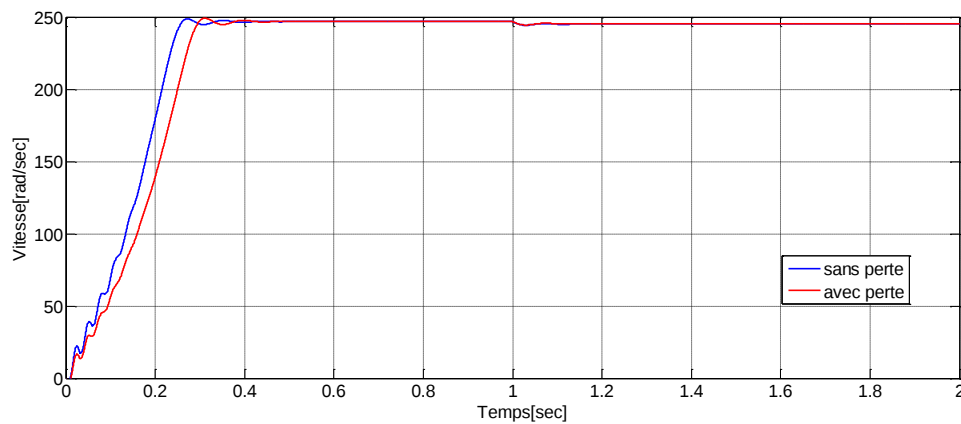


Figure III.8 : Schéma bloc de simulation de la MAS alimentée en tension avec perte fer

III.3.1 Résultat de la simulation de la MAS

Test (1) : démarrage à vide et en charge de la MAS alimentée en tension



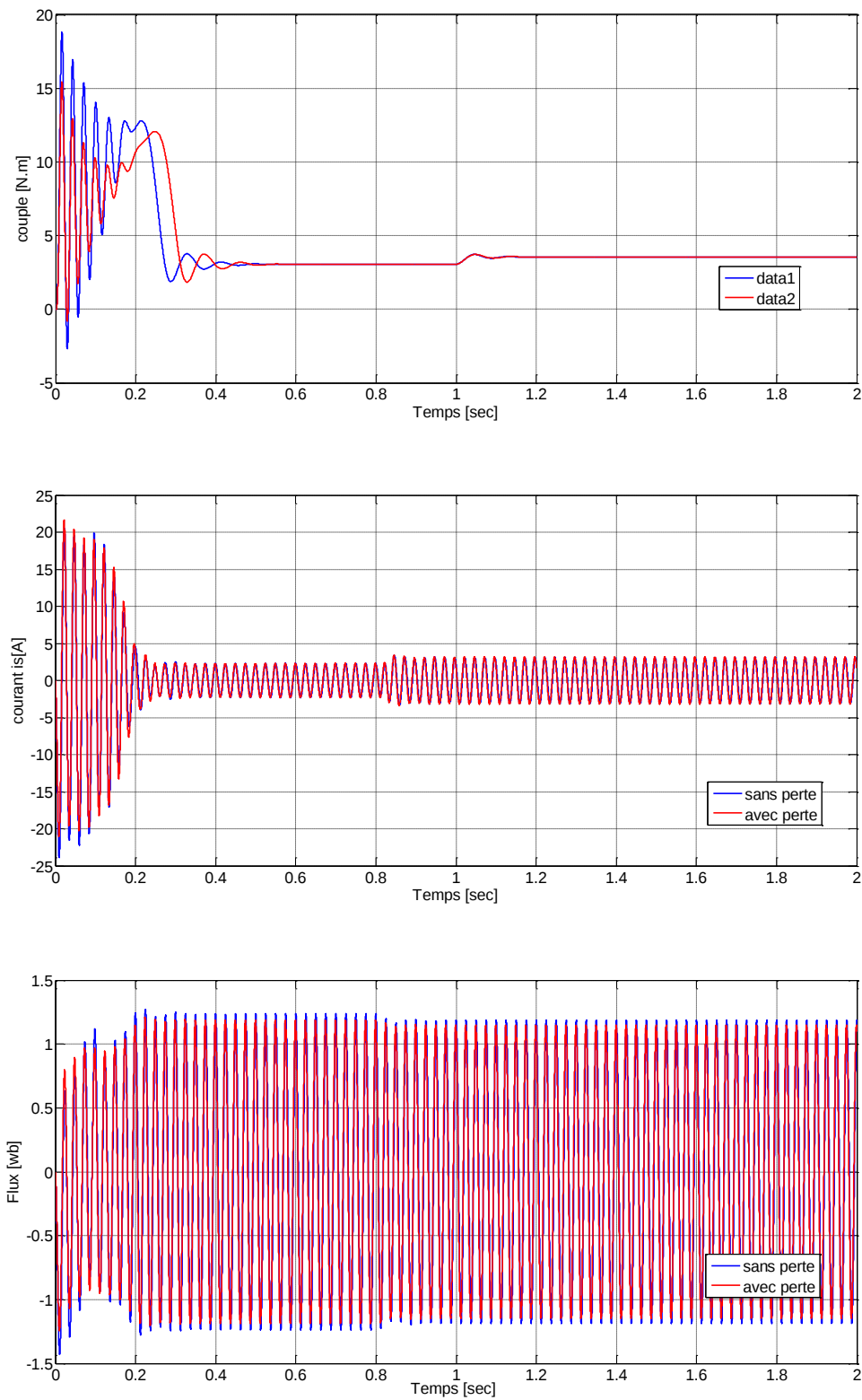
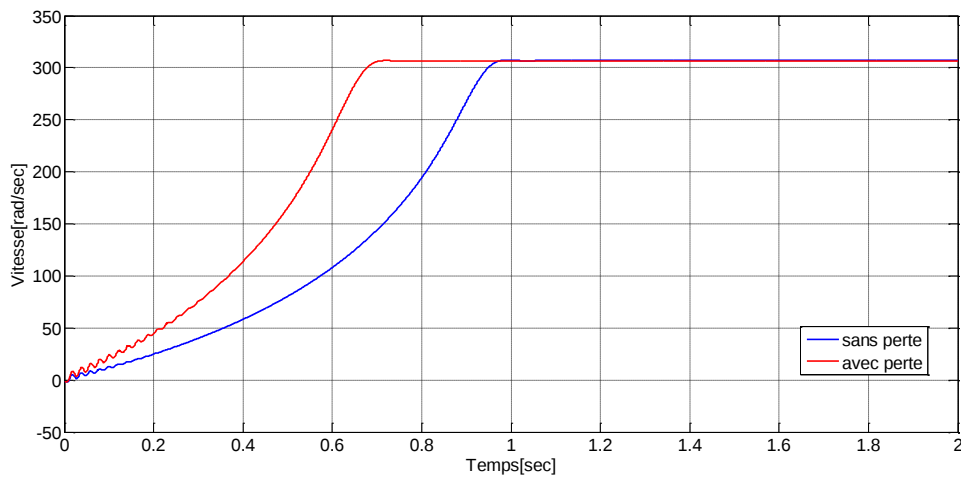


Figure III.9 : Résultats de simulation du démarrage direct pour $f=40$ Hz avec $Cr = Cn$

III.3.2 Interprétations les résultats

- On remarque pour la vitesse de la machine sans pertes, atteinte sa valeur normale (245rd/s) dans un temps de réponse de 0.23s, et pour la machine avec pertes la vitesse atteinte sa valeur normale (245rd/s) dans un temps de réponse de 0.33s.
- Le couple sans pertes atteindre sa valeur finale dans un temps de réponse de (0.23s), mais quand on applique un couple résistance de (3.5N.m) le couple atteindre sa valeur de celle ci après à l'instant de (1.1s).et pour le couple de la machine avec pertes est décalé par rapport le couple sans pertes de (0.1s)
- Le courant de démarrage de la machine sans pertes vaut (20A) et sa valeur normale atteinte (3.2A), après un temps de réponse de (0.23s) et pour le courant de démarrage de la machine avec pertes vaut (23A) et sa valeur normale atteinte (4A) après à l'instant de (0.8s)
- Flux statorique, le temps de réponse toujours (0.23s) et un régime nominal de 1.2Wb.



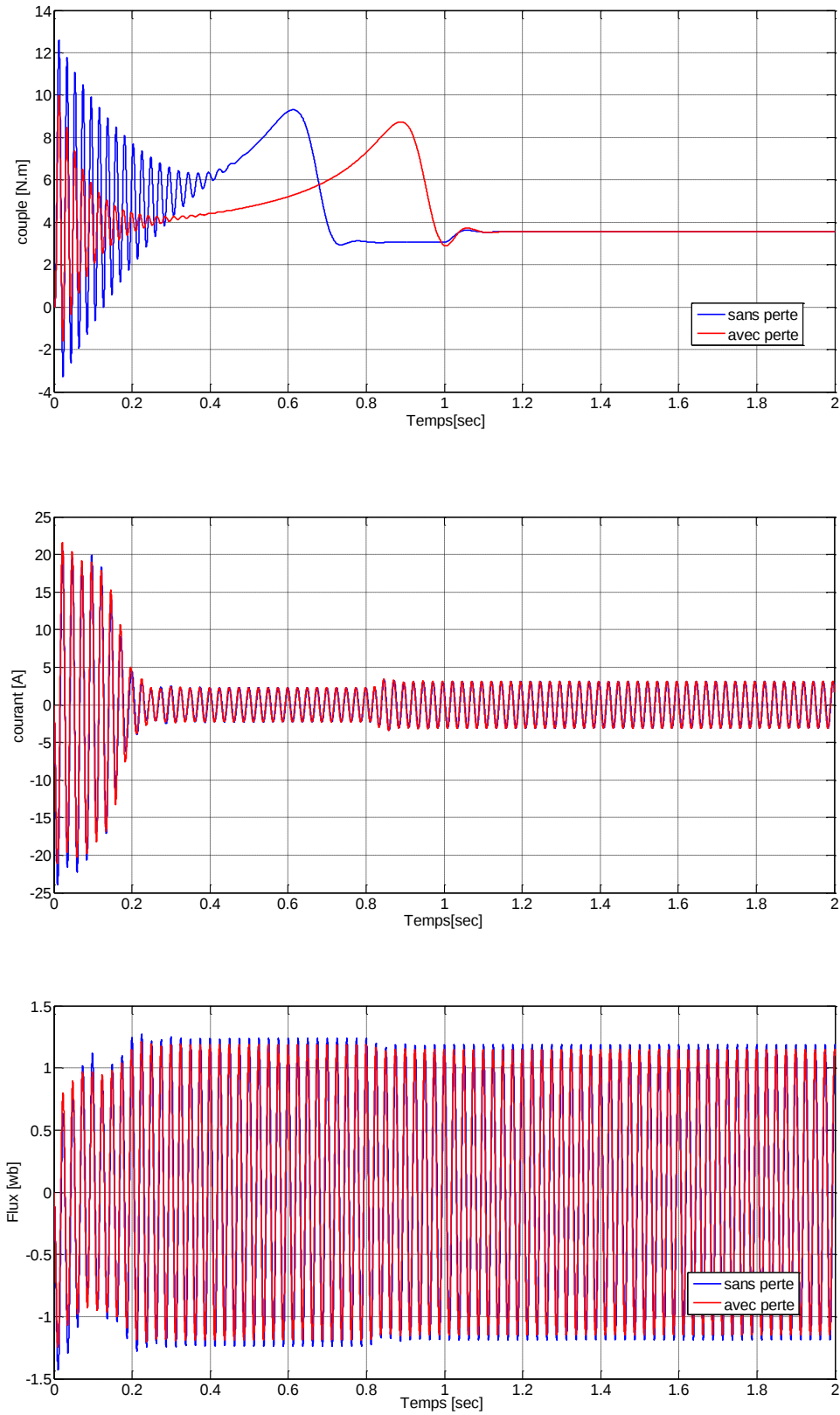
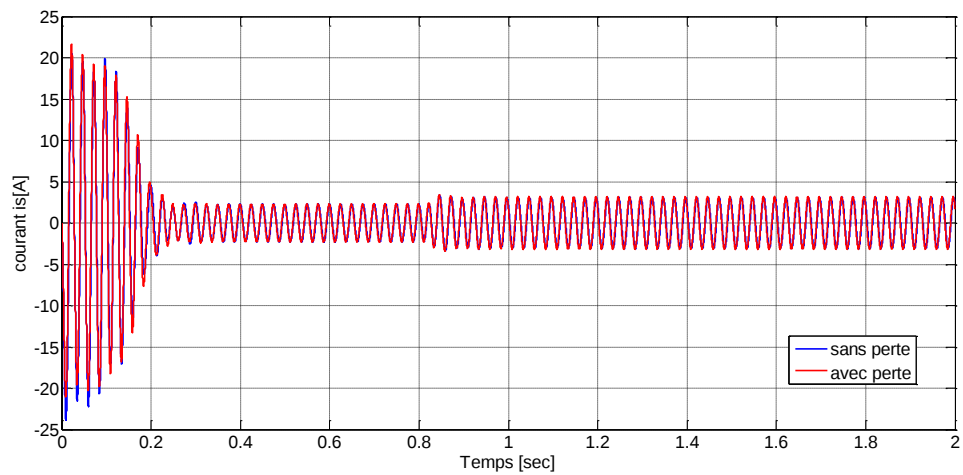
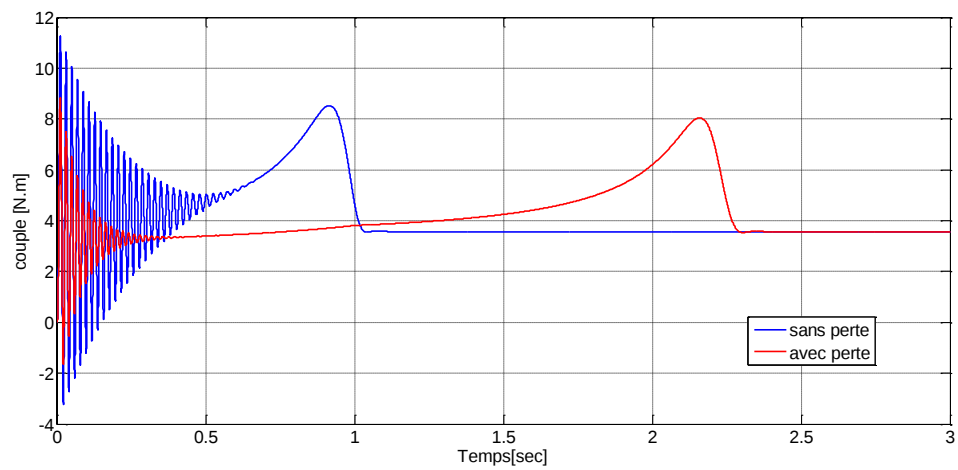
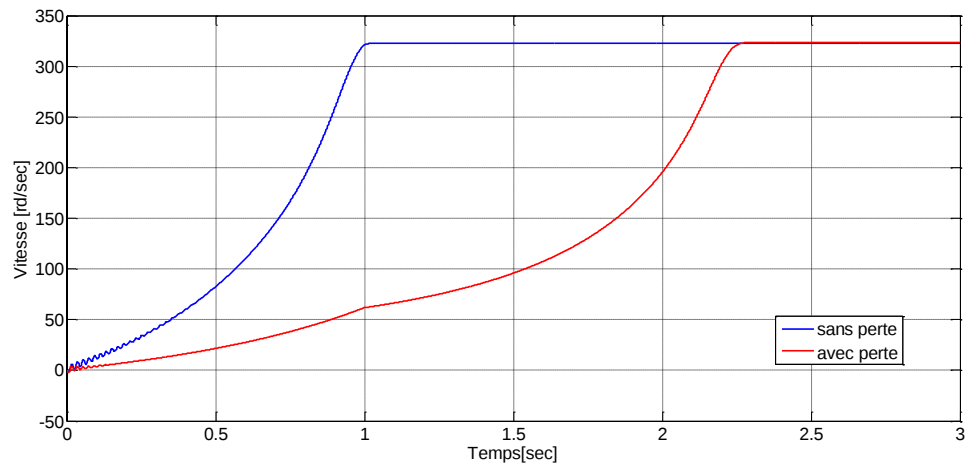


Figure III.10 : Résultats de simulation du démarrage direct pour $f = 50$ Hz avec $C_r = C_n$



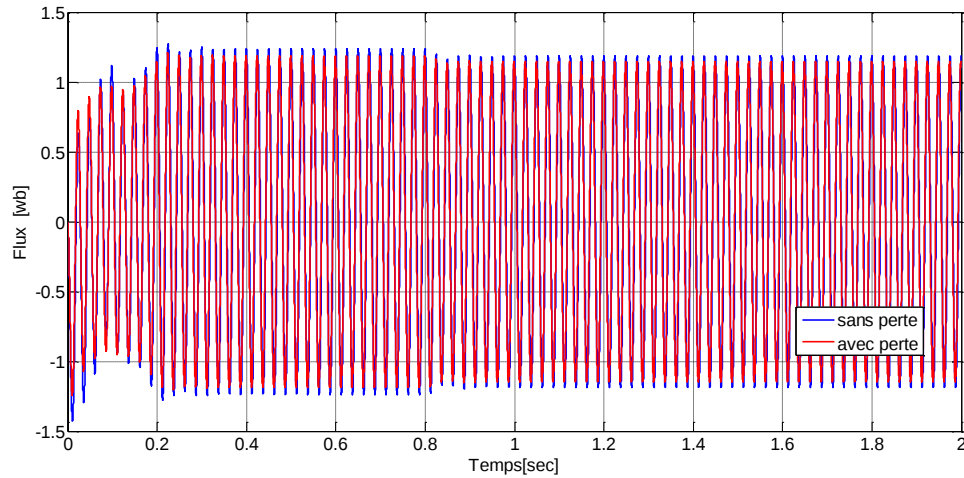


Figure III.11 : Résultats de simulation du démarrage direct pour $f=60$ Hz avec $C_r = C_n$

L'augmentation de fréquence, cela implique que les temps de réponse au niveau de vitesse, couple, courant statorique et flux sont augmentes pour les deux cas de la machine.

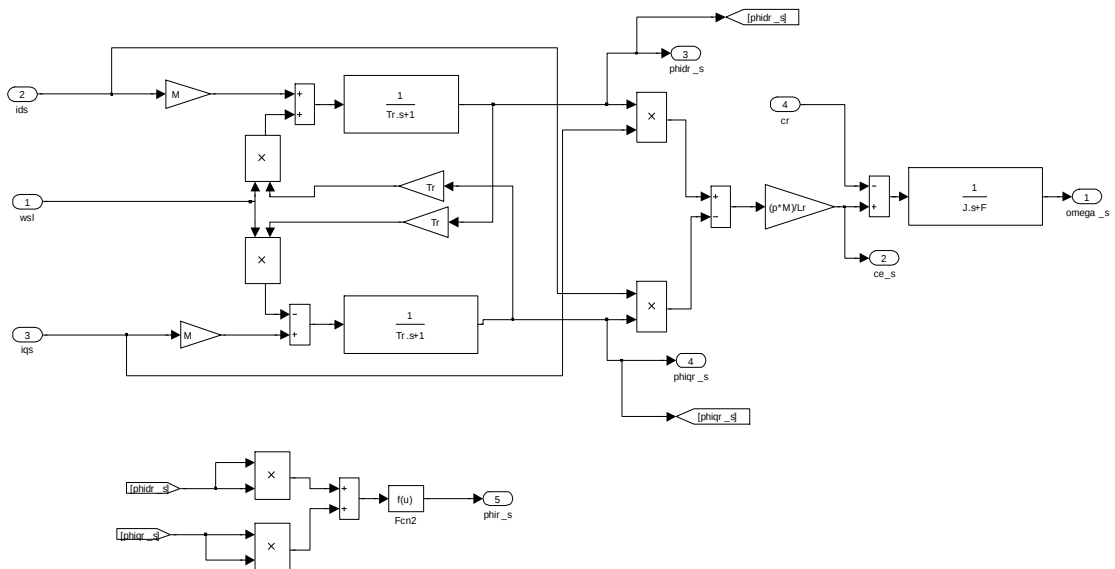


Figure III.12 : Schéma bloc du modèle de la MAS alimentée en courant sans perte fer

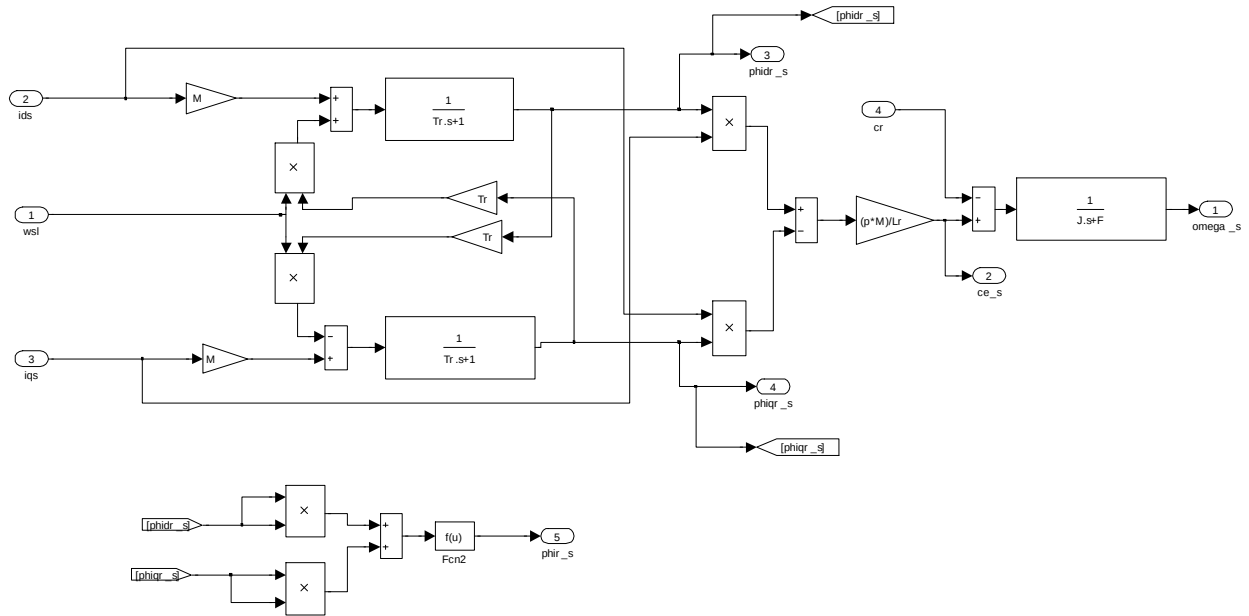


Figure III.13 : Schéma bloc du modèle de la MAS avec perte fer alimentée en courant

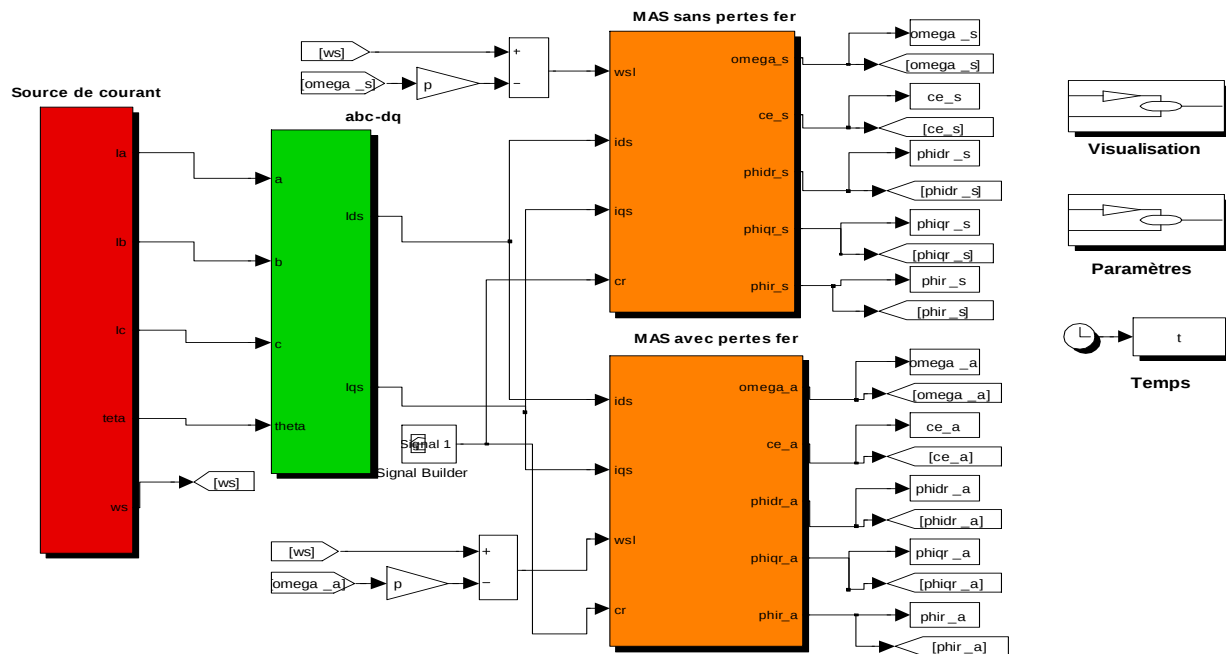


Figure III.14 : Schéma bloc de simulation de la MAS sans et avec perte fer Alimentée en courant

Test (2) : démarrage à vide et en charge de la MAS alimentée en courant

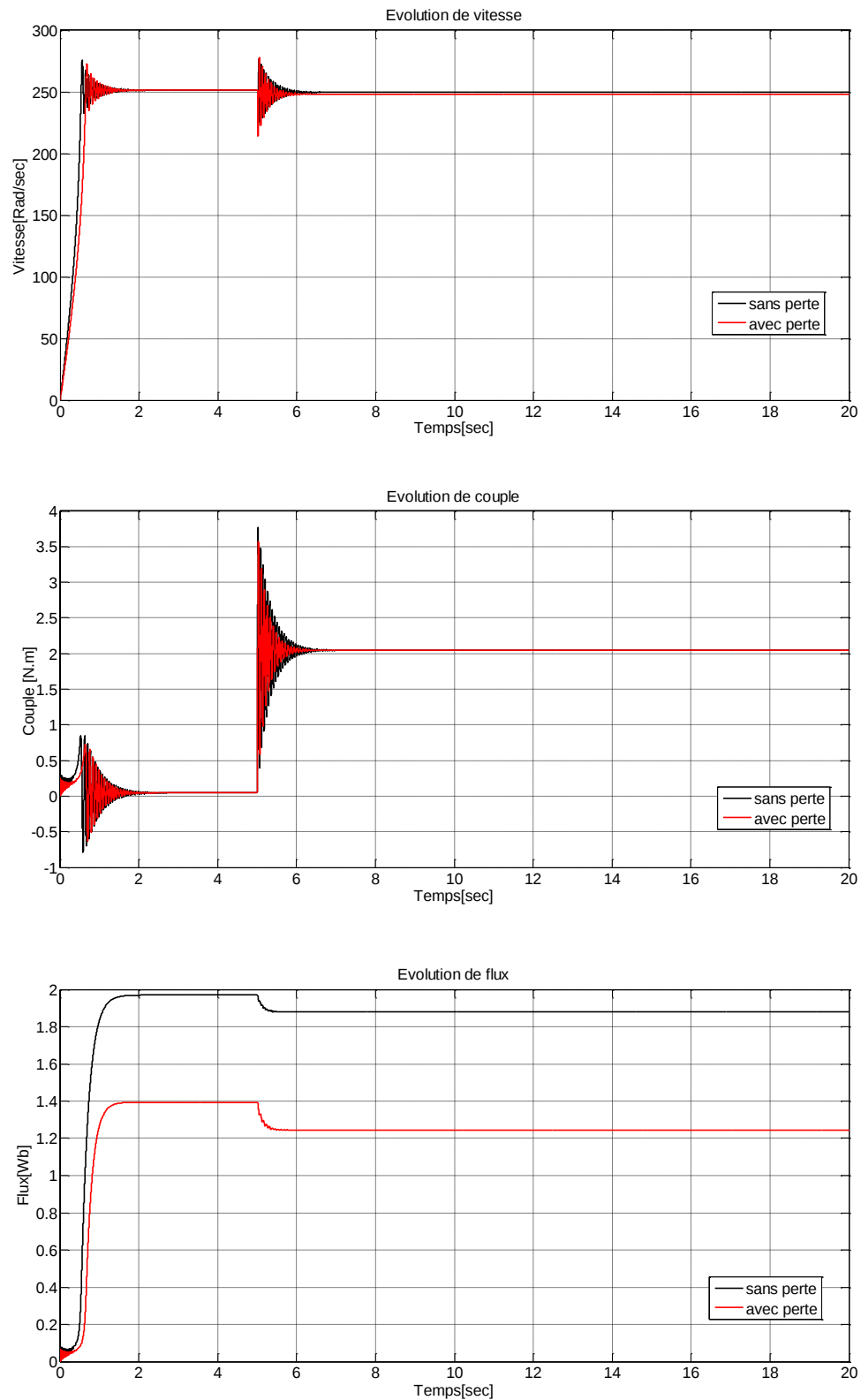
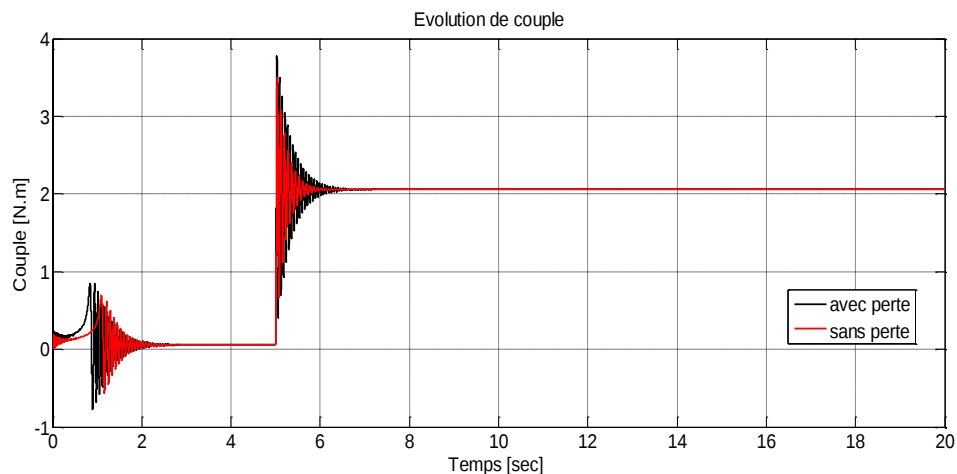
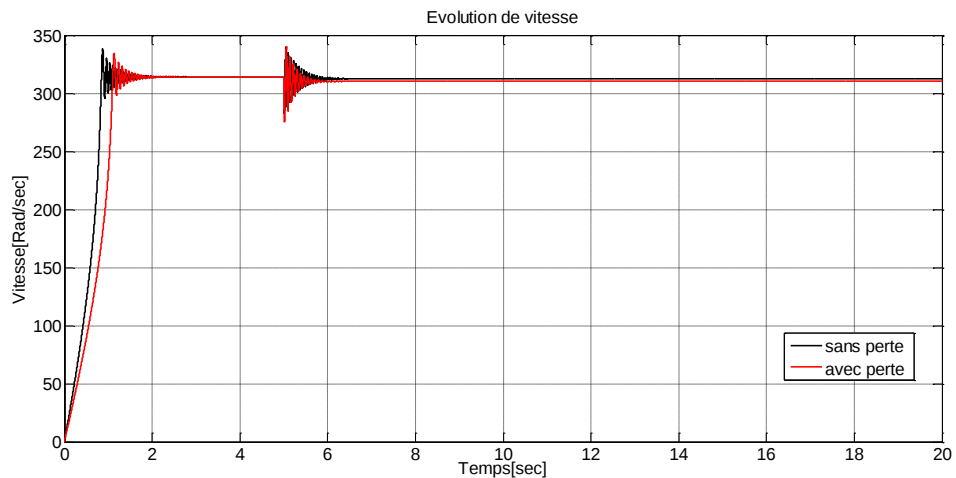


Figure III.15 : Résultats de simulation du démarrage direct pour $f = 40$ Hz avec $C_r = C_n$

III.3.3 Interprétations les résultats

- On remarque pour la vitesse de la machine sans pertes, atteinte sa valeur normale (250rd/s) dans un temps de réponse de 0.3s, et pour la machine avec pertes la vitesse atteinte sa valeur normale (250rd/s) dans un temps de réponse de 0.5s.
- Le couple sans pertes atteindre sa valeur finale dans un temps de réponse de (0.3s), mais quand on applique un couple résistance de (2N.m) le couple atteindre sa valeur de celle ci après à l'instant de (5s).et pour le couple de la machine avec pertes est décalé par rapport le couple sans pertes de (0.2s)
- Flux statorique de la machine sans perte, atteinte sa valeur normale (1.95wb) dans un temps de réponse de 0.3s, et pour la machine avec pertes la vitesse atteinte sa valeur (1.4wb) dans un temps de réponse de (1s)



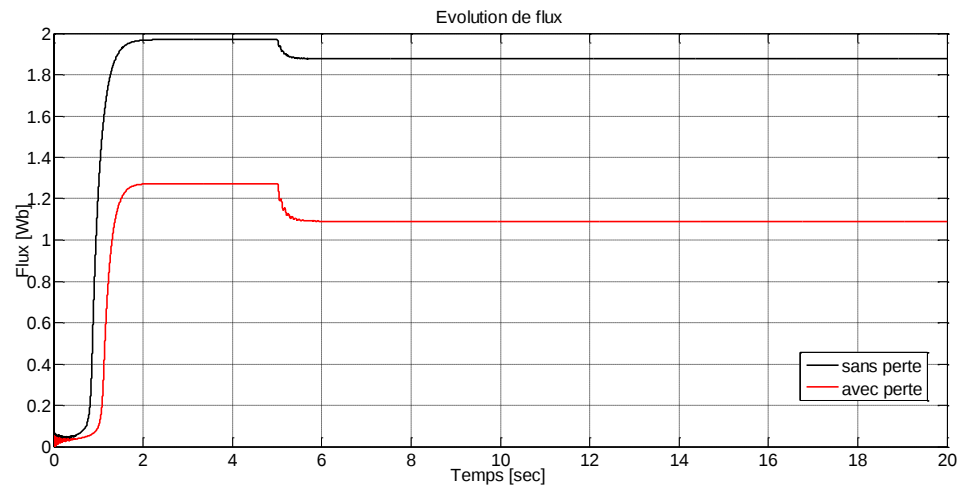
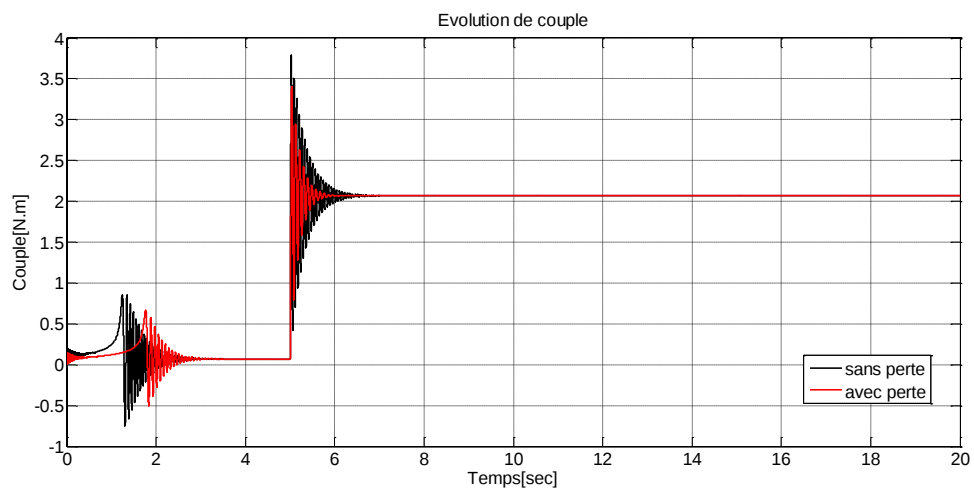
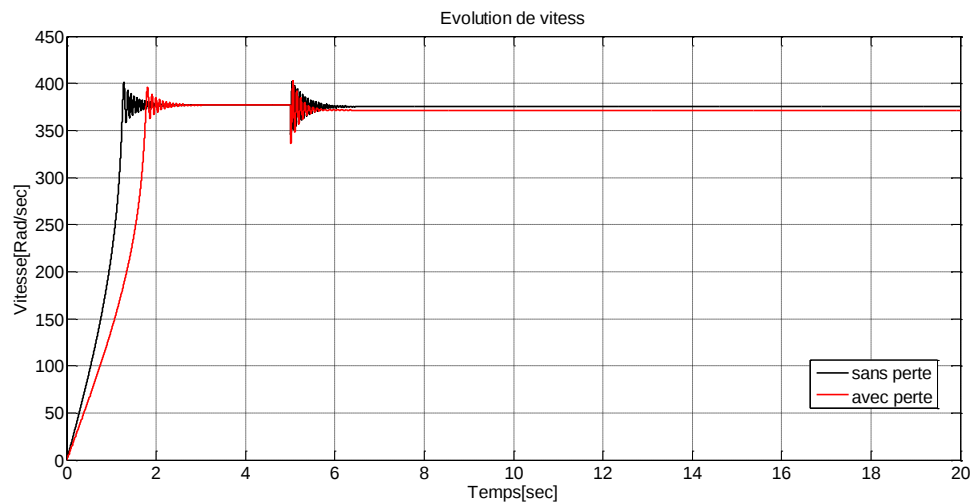


Figure III.16 : Résultats de simulation du démarrage direct pour $f = 50$ Hz avec $C_r = C_n$



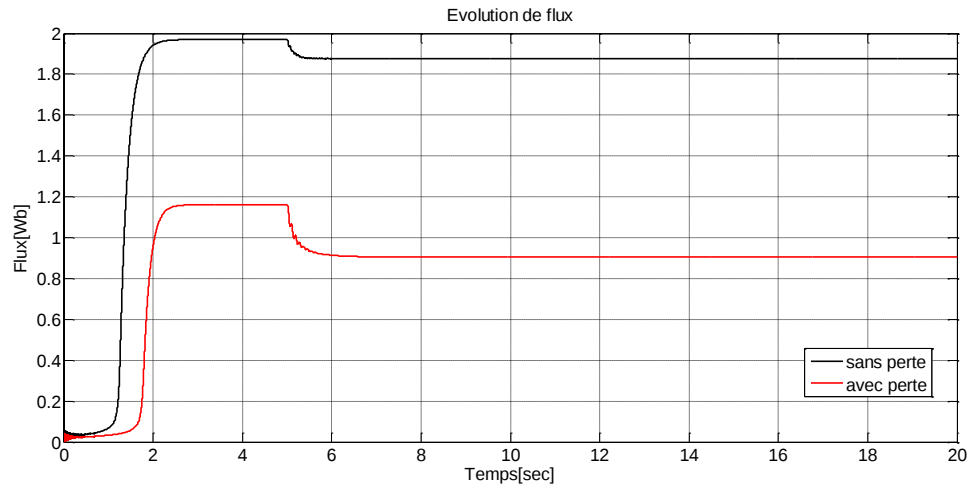


Figure III.17 : Résultats de simulation du démarrage direct pour $f = 60$ Hz avec $C_r = C_n$

III.4 Simulation de la commande vectorielle

III.4.1 la commande vectorielle direct et indirect alimentée en tension

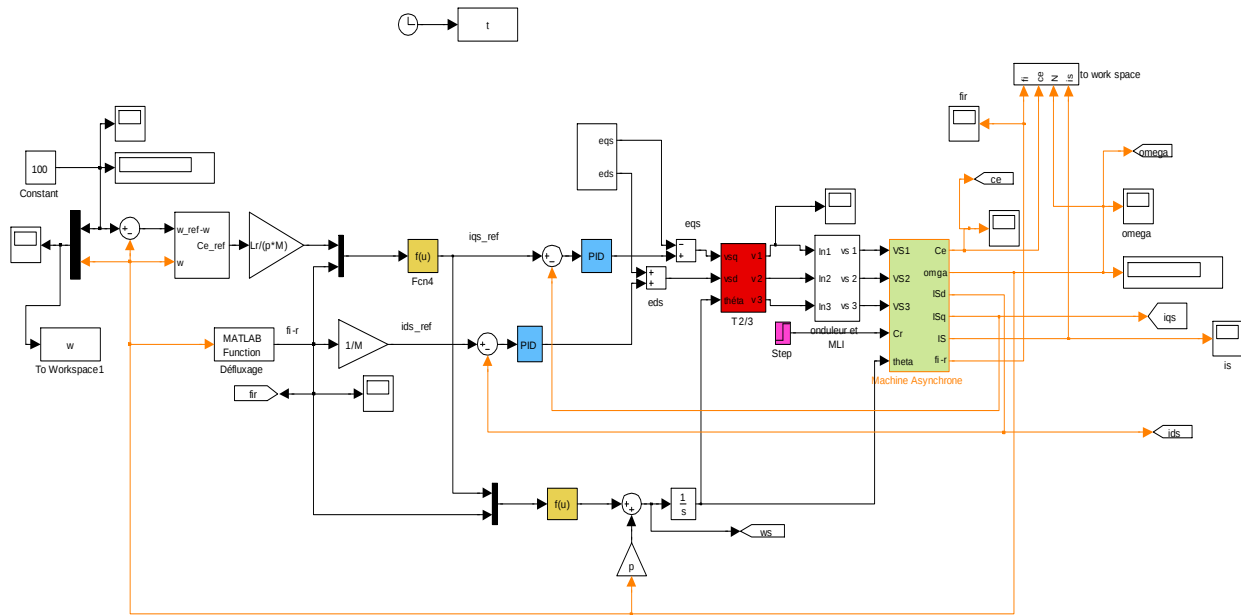


Figure III.18 : Schéma bloc de simulation de la commande vectorielle indirecte alimentée en tension

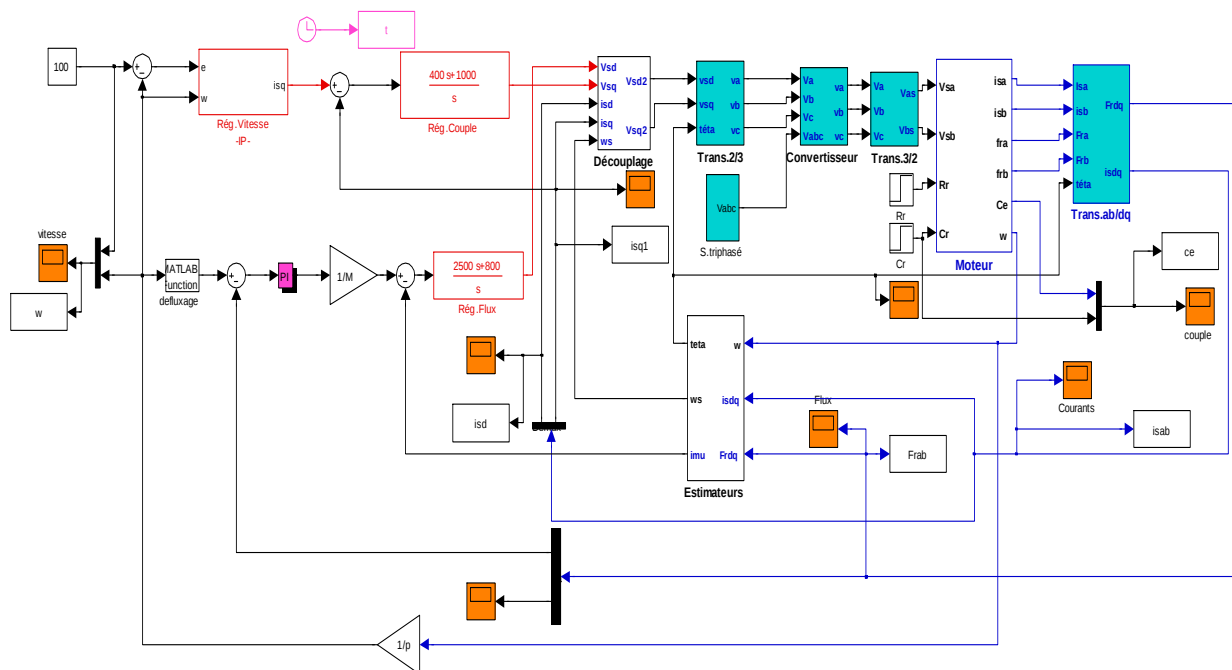
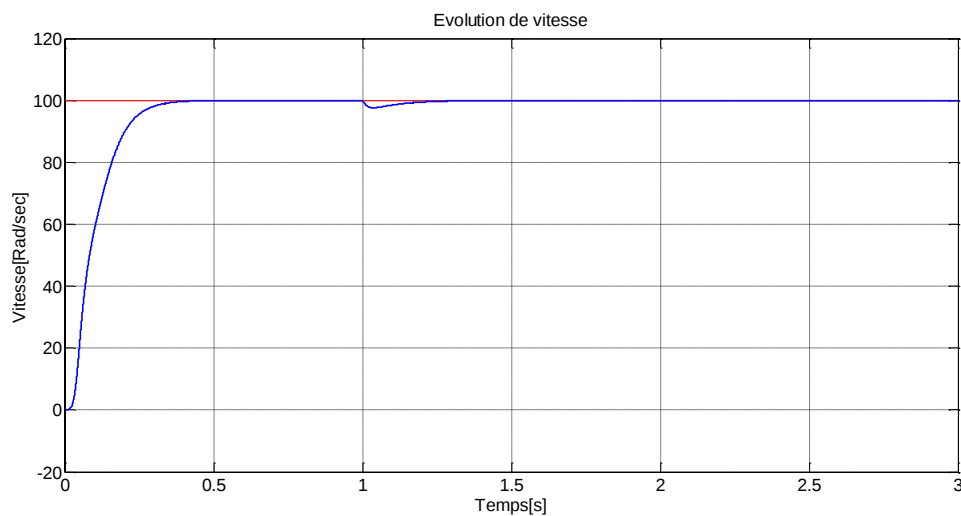
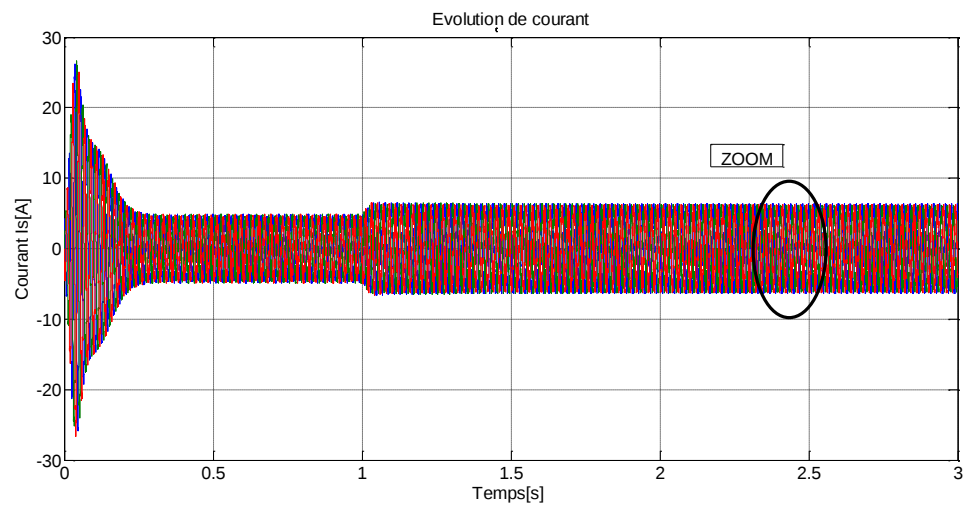
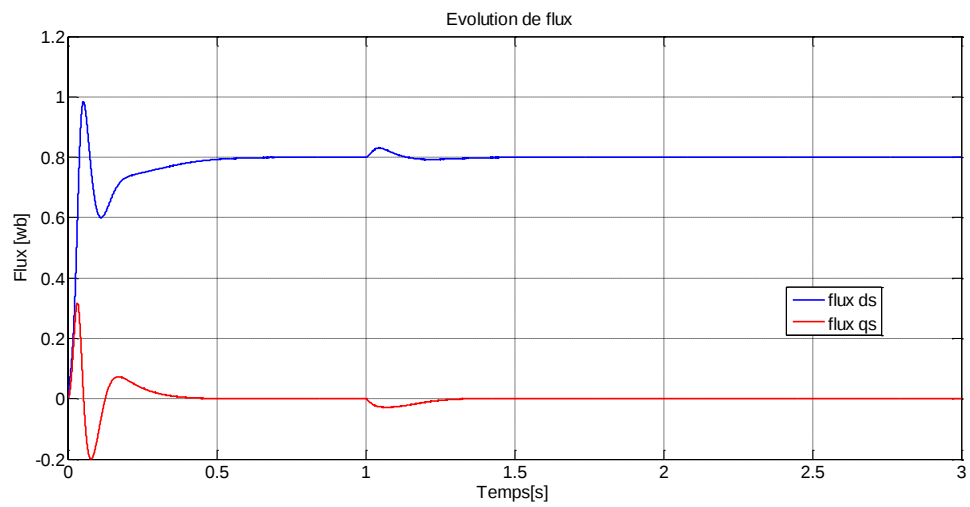
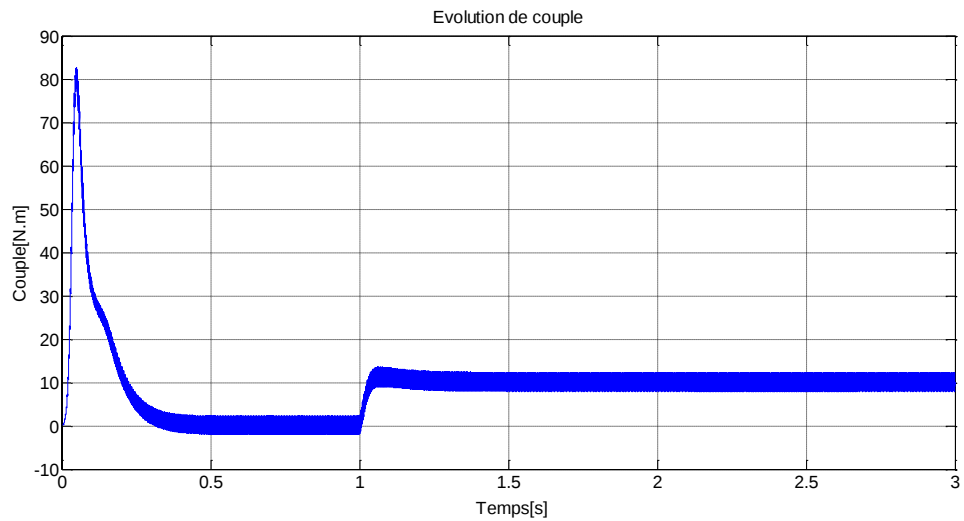


Figure III.19 : Schéma bloc de simulation de la commande vectorielle directe alimentée en tension

Teste(1) : teste d'application l'essai à vide et en charge de la MAS alimentée en tension





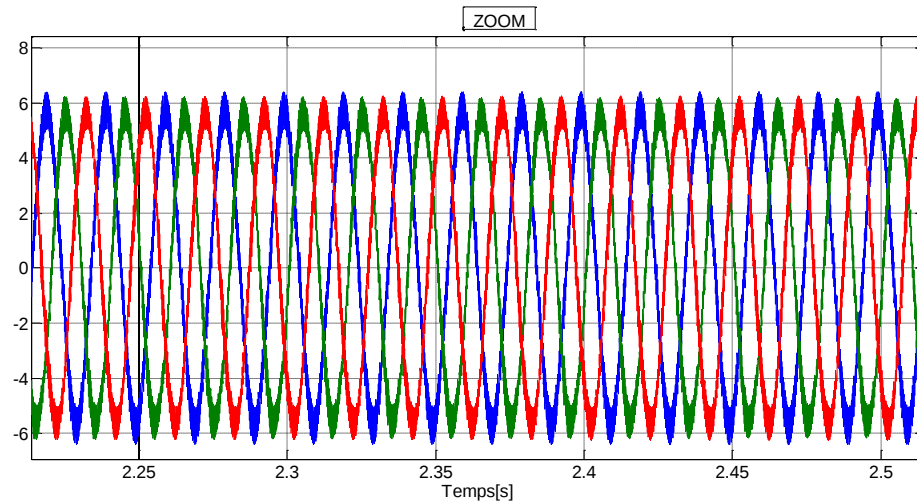


Figure III.20 : Résultats de simulation de la commande vectorielle Indirecte de la MAS alimentée en tension Pour $C_r = C_n$ sans perte fer

III.4.1.1 Interprétation les résultats

La figure III.16 représente les résultats de simulation de l'essai a vide et en charge, cette figure montre avant l'application de la charge, la vitesse possède une caractéristique presque linéaire stabilise par la valeur de vitesse de référence. A prés l'application de charge ($C_r = C_n$ N.m a $t = 1s$), la courbe présente une chute dans sa valeur puis stabilise a sa valeur de référence (100rad/sec), le courant statorique suit la variation de la charge.

Le couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteinte la valeur de couple résistant avant et a prés l'application de charge. Les composantes du flux statorique subit une chute au moment de l'application de la charge puis stabilisent a la valeur désire.

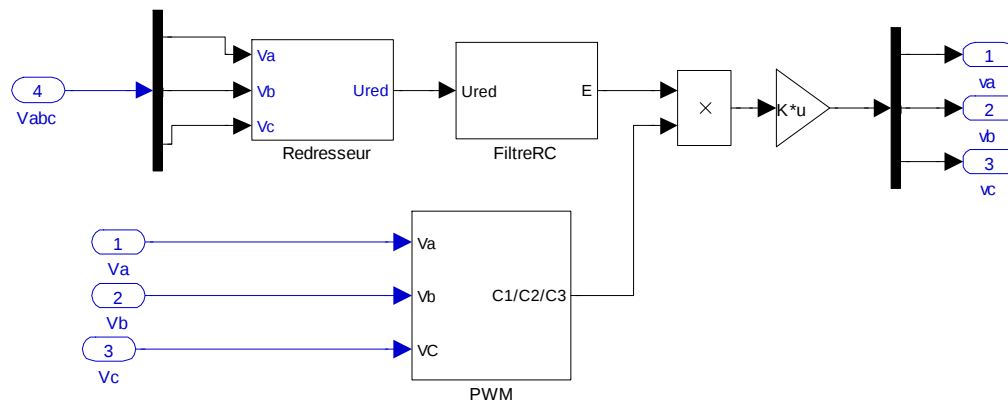


Figure III.21 : Schéma bloc convertisseur

III.4.2 La commande vectorielle alimentée en courant

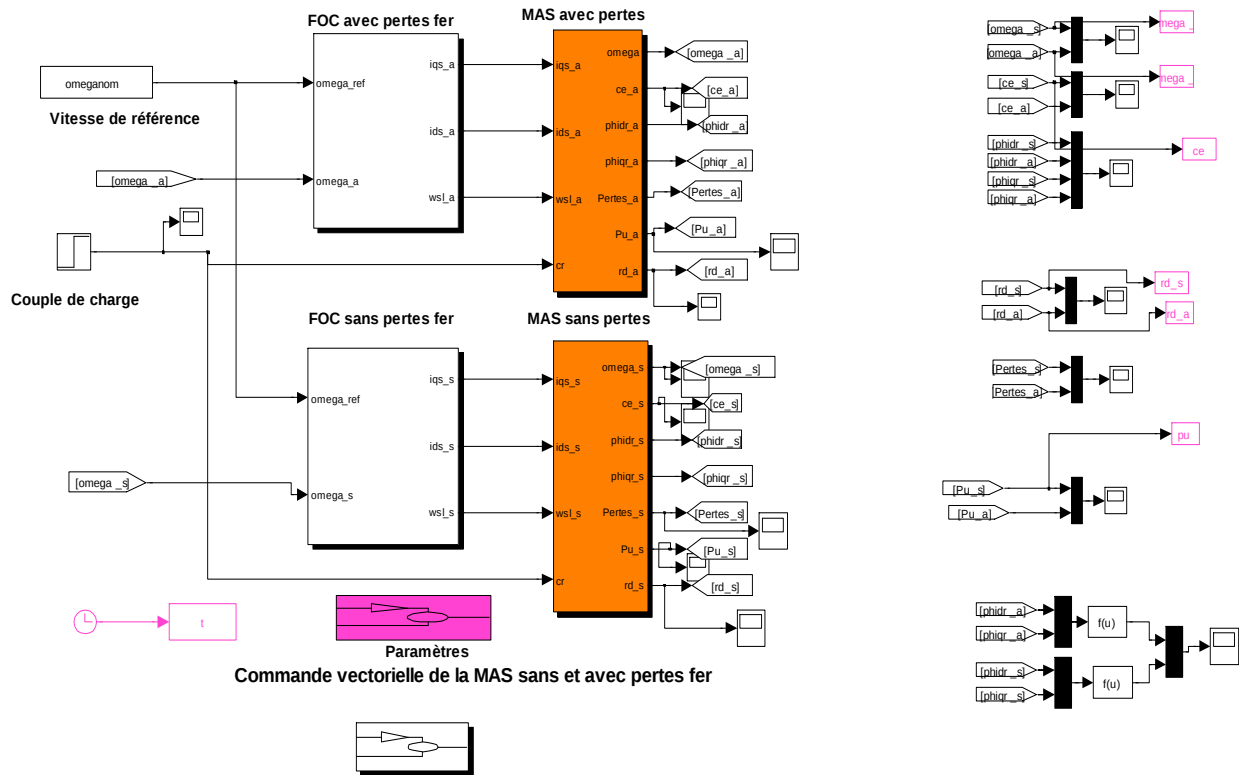
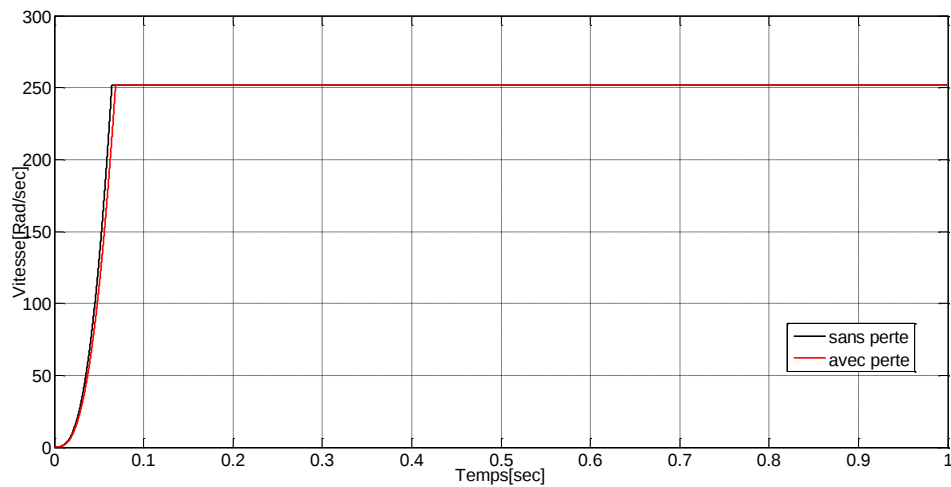


Figure III.22 : Schéma bloc de simulation de la MAS sans et avec perte fer alimentée en courant

Teste(2) : teste d'application l'essai à vide et en charge de la MAS alimentée en courant



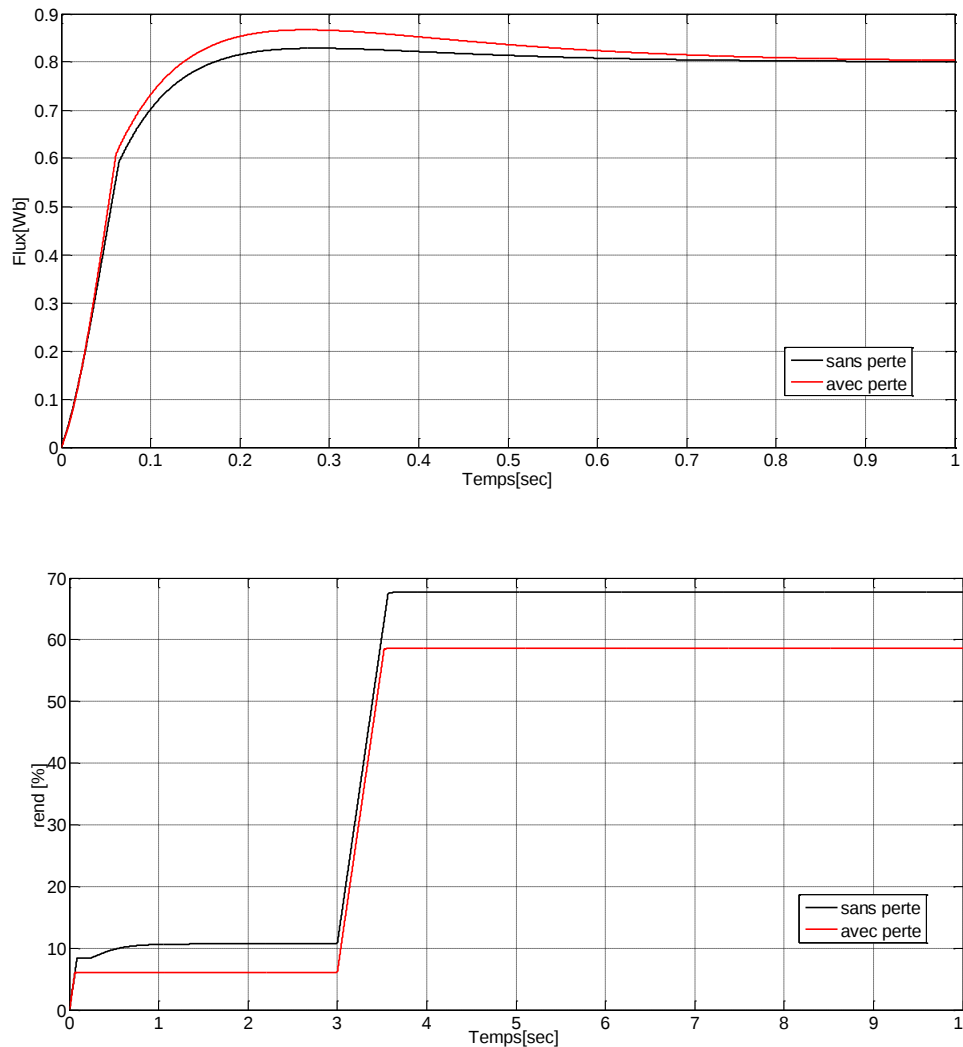


Figure II.23 : Résultats de simulation de commande vectorielle de la MAS sans et avec perte fer alimentée en courant pour $f = 40$ Hz avec $C_r = C_n$

III.4.1.1 Interprétation des résultats

Les résultats de simulation donnés par la figure (II.20) représentent l'évolution de quelques variables fondamentales de la machine asynchrone à savoir la vitesse (ω), le courant de phase statorique (i_{as}), et le flux (Wb), le rendement

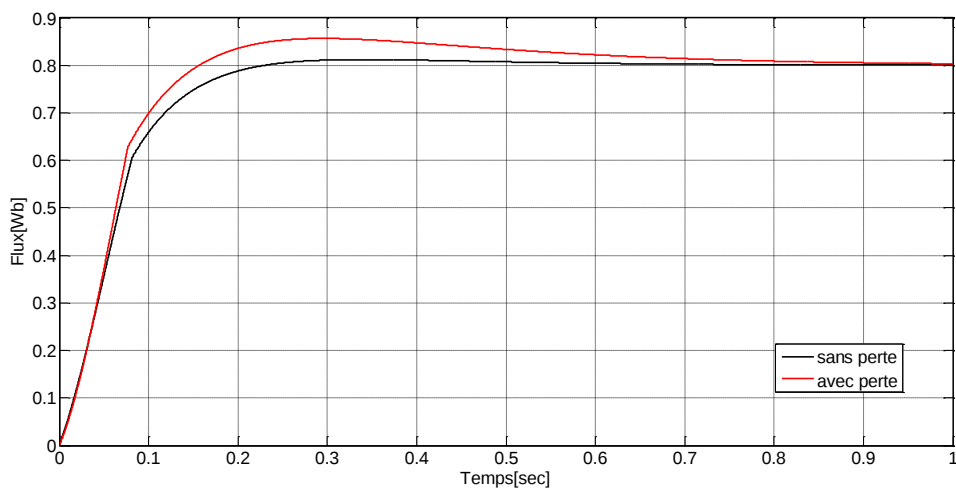
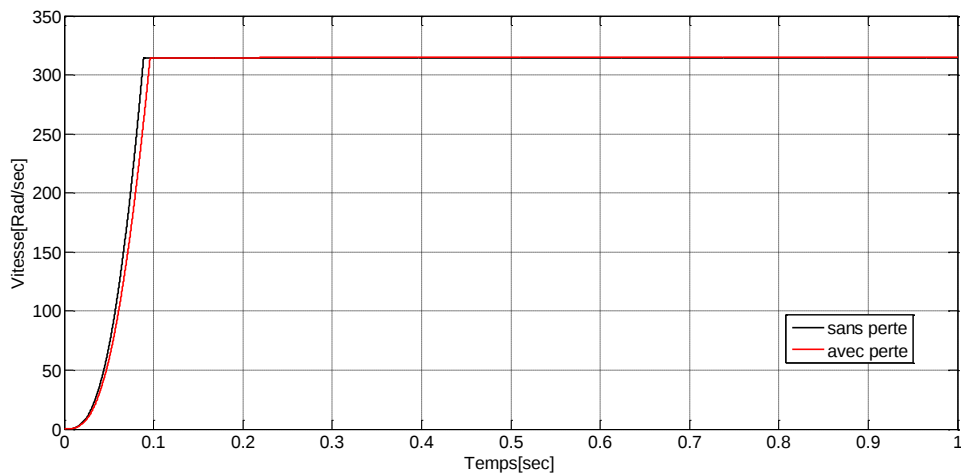
Nous avons simulé le fonctionnement de la machine asynchrone alimentée en courant à vide et en charge. L'examen des courbes de la figure (II.20) permet de constater que :

- pour la vitesse de machine sans pertes, atteinte sa valeur normale (250rd/s) dans un temps

de réponse de 0.05s, et pour la machine avec pertes la vitesse atteinte sa valeur normale (250rd/s) dans un temps de réponse de (0.06s).

- Flux statorique, le temps de réponse toujours (0.2s) et un régime nominal de 0.88Wb pour la machine sans perte et 0.82wb pour la machine avec perte.

-pour le rendement de machine sans perte, atteinte sa valeur normale (9.5%) dans un temps de réponse de(0.2s), et pour la machine avec pertes le rendement atteint sa valeur normale (9%) dans un temps de réponse(0.25s), mais quant on applique un couple résistance de $C_r = C_n$, le rendement atteindre de celle-ci après l'instantané de(3s), sa valeur finale vaut (68%)et pour le rendement de la machine avec perte fer ,atteinte sa valeur finale (58%).



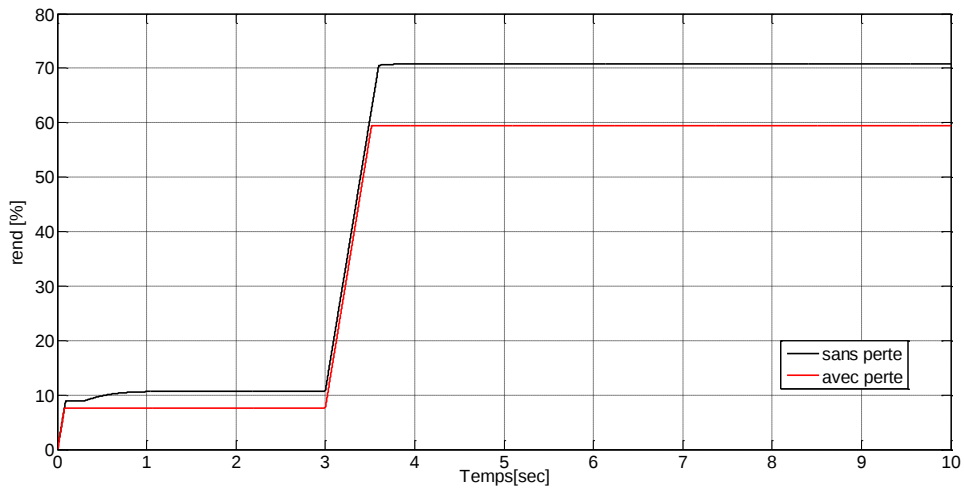
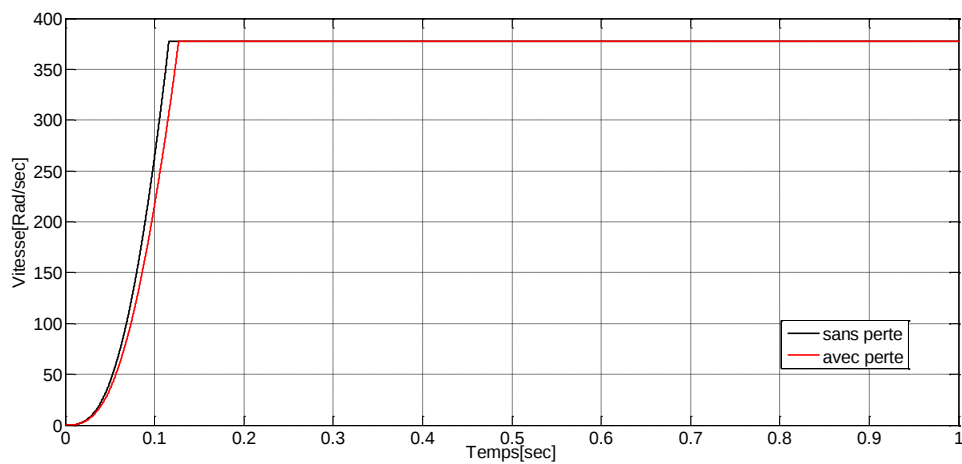


Figure III.24 : Résultats de simulation de commande vectorielle de la MAS sans et avec perte fer alimentée en courant pour $f = 50$ Hz avec $C_r = C_n$



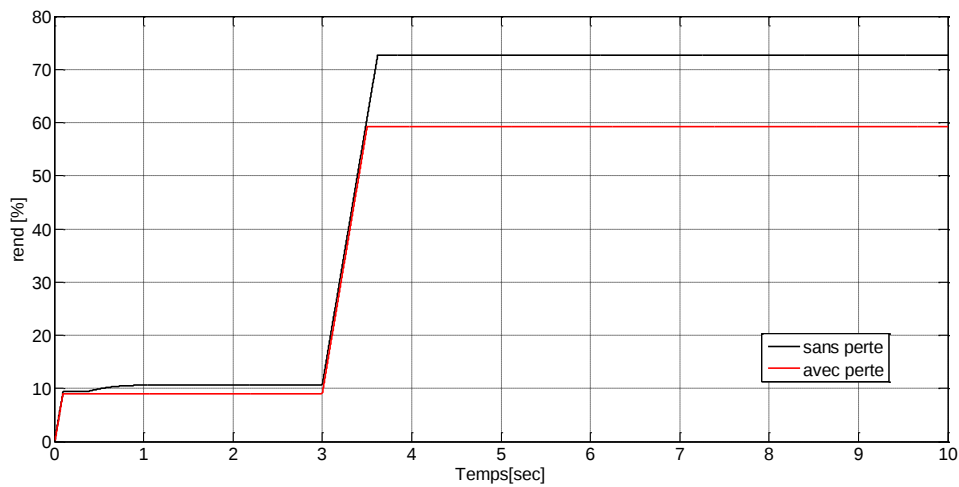
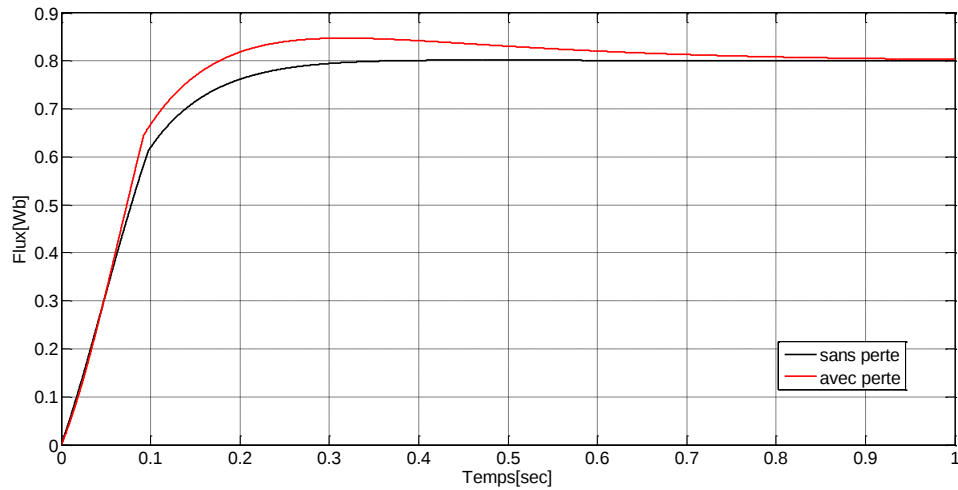


Figure III.25 : Résultats de simulation de commande vectorielle de la MAS sans et avec perte fer alimentée en courant pour $f = 60$ Hz avec $C_r = C_n$

L'augmentation de fréquence, cela implique que les temps de réponse au niveau de vitesse, flux et rendement sont augmentés pour les deux cas de la machine.

III.5 Conclusion

Ce dernier chapitre présente les résultats de simulation obtenus sous MATLAB prouvent l'existence d'un écart entre la machine sans pertes et avec pertes quelque soit pour la commande ou le démarrage.

Les résultats de simulation avec le paramètre nominal de la machine sont satisfaisants, et se traduisent par un bon suivi des consignes de la vitesse et de flux.

Conclusion générale

Après l'étude accomplie dans ce mémoire concernant la commande vectorielle de la machine asynchrone en utilisant SIMULINK / MATLAB, on peut conclure que le travail que nous avons effectué consiste à la modélisation et la commande de la machine asynchrone.

La formulation d'un modèle mathématique convenable de la machine asynchrone décrivant d'une façon suffisante les relations entre les différentes grandeurs de la machine asynchrone, puis la spécification des paramètres de la machine est un pas très essentiel dans la simulation des problèmes de la machine électrique.

Du point de vue de la modélisation, le modèle d'état de la machine asynchrone est un modèle non linéaire, fortement couplé et pour linéariser ce modèle, il faut donc découpler pour maîtriser les grandeurs à contrôler (le flux rotorique et la vitesse mécanique). Nous avons utilisé pour cela la commande vectorielle, cette dernière basée sur l'orientation du flux rotorique, et c'est une technique de commande permettant d'acquies des performances dynamiques comparables à celle obtenues par la machine à courant continu à excitation séparée.

Le logiciel SIMULINK / MATLAB permet d'effectuer les simulations les plus demandées dans l'étude des machines électriques, à savoir, le démarrage et la commande de la machine.

Nos programmes peuvent aussi être utilisés à des fins pédagogiques et il est même prévu de l'utiliser pour des travaux pratiques en graduation dans les années à venir.

ANNEXE A

PARAMETRE DE LA MACHINE ASYNCHRONE UTILISEE

A.1.caractéristiques

Fréquence du réseau industriel	$f_s = 50 \text{ Hz}$
Tension du réseau	$V_N = 220 \text{ V}$
Couple résistant nominale	$C_n = 3.5 \text{ N.m}$

A.2.Paramètres[14]

Résistance statorique	$R_s = 6.4 \Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 2.927 \Omega$
Inductance cyclique du stator	$L_s = 0.54 \text{ H}$
Inductance cyclique du rotor	$L_r = 0.54 \text{ H}$
Inductance mutuelle	$M = 0.517 \text{ H}$
Nombre de paire de pôles	$P = 1$
Moment d'inertie du rotor	$J = 0.007 \text{ kg.m}^2$
La vitesse de reference	$\Omega_{ref} = 100 \text{ tr/mn}$

Plaque singhalitique

LEYBOLD DIDACTIC GMBH			
Type 732 80			
3~ Motor		Nr. 200 65 004	
Δ/Y 220/380 V		3.8A/2.2A	
1.0kW	S1	$\cos \phi$ 0.83	
2880 tr/mn		50Hz	
I. KL F	IP 54		
VDE 0530			

ANNEXE B

La transformation de Park

La transformation qui permet le passage de système triphasé au système biphasé c'est bien la transformation de Park. Elle consiste à exprimer (U, V) en fonction de (x_a, x_b, x_c) . D'après la figure (II.2) on obtient :

$$\begin{cases} U = \cos(\theta)X_a + \cos(\theta - \frac{2\pi}{3})X_b + \cos(\theta + \frac{2\pi}{3})X_c \\ V = -\sin(\theta)X_a - \sin(\theta - \frac{2\pi}{3})X_b - \sin(\theta + \frac{2\pi}{3})X_c \end{cases} \quad (B.1)$$

Donc :

$$[P(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (B.2)$$

La matrice de passage inverse est décrit par :

$$[P(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (B.3)$$

Pour un repère lié au stator ($\theta_a = 0$) avec la composante homopolaire nulle, on obtient la matrice :

$$[P] = A \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (B.4)$$

Avec : $A = \frac{2}{3}$: pour conservant les amplitudes ;

$A = \sqrt{\frac{3}{2}}$: pour conservant la puissance.

Nous avons utilisé $\sqrt{\frac{3}{2}}$ pour conserver la puissance, alors $[P]$ devient :

$$[P] = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (B.5)$$

L'application de la transformation de Park au système triphasé donne :

$$[V_{abc}]_s = R_s [i_{abc}]_s + \frac{d}{dt} [\Phi_{abc}]_s \quad (B.6)$$

$$[P(\theta_{coor})][V_{uv}] = R_s [P(\theta_{coor})][i_{uv}]_s + \frac{d}{dt} ([P(\theta_{coor})][\Phi_{uv}]_s) \quad (B.7)$$

$$[V_{uv}]_s = R_s [i_{uv}]_s + \frac{d}{dt} [\Phi_{uv}]_s + [P(\theta_{coor})]^{-1} \frac{d[P(\theta_{coor})]}{dt} \cdot [\Phi_{uv}]_s \quad (B.8)$$

Après le remplacement dans l'équation (B.8) on obtient :

Pour le **stator** :

$$\begin{bmatrix} V_{us} \\ V_{vs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{us} \\ i_{vs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{us} \\ \Phi_{vs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{us} \\ \omega_{vs} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{us} \\ \Phi_{vs} \end{bmatrix} \quad (B.9)$$

Pour le **rotor** :

$$\begin{bmatrix} V_{ur} \\ V_{vr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ur} \\ i_{vr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ur} \\ \Phi_{vr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_{ur} - \omega) \\ (\omega_{vr} - \omega) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ur} \\ \Phi_{vr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (B.10)$$

BIBLIOGRAPHIE

[1] L. BAGHLI

« CONTRIBUTION A LA COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE, UTILISATION DE LA LOGIQUE FLOUES, DES RESAUX DE NEURONES ET DES ALGORITHMES GENETIQUES », THESE EN GENIE ELECTRIQUE, [1999]

[2] M^{me} BAK HOUACHE FATIHA,

« Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone », Mémoire d'ingénieur d'état en électrotechnique, université de Msila [2000]

[3] M.KHALIFA et Y. NASSRI,

«COMMANDE NON LINEAIRE PAR RETOUR D'ÉTAT DE LA MACHINE ASYNCHRONE », Mémoire d'ingénieur d'état en électrotechnique, universitaire d'el oued [2009]

[4] L.FADILA et G. HAKIMA,

« Étude et amélioration de la stratégie de commande d'un top drive modèle canrig 1050E500 au niveau de l'entep. », Mémoire d'ingénieur, de badji mokhtar, Annaba, [2008].

[5] MR MOHAMED GAAD,

«Simulation numérique d'un moteur asynchrone à double étoile commande par onduleur multiniveau », thème d'ingénieur, université Mohamed Boudiaf de Msila [2005]

[6]A.G.ARBEL, solar energie matriels et solar cells, 65(2001) pp239-248

[7] F.OUELLETTE,

R. V. Lang, K L Yan, R. W. Bertram, R. S. Owles, D. Vincent, J.Vac.sci.Technol. With, (9)3 (1991) pp1188-1192

[8] J. ZHAO AND M.A. GREEN, IEEE TRANS.

Electron dévies 38(8) (1991) pp1925-1934.

[9] D. SAKRI, L. BOURAS AND N. GOLÉA

« Commande avec optimisation d'énergie de la machine asynchrone : approche floue » *EPF'98*

[10] Y. D. LANDAU,

«Adaptive Control ». The Modèle Référence Approche. Inc., New Yorck, 1979.

[11] B.TARK

«Commande vectorielle de la machine asynchrone par régulateur RST»

Mémoire d'ingénieur, université de Batna [2003]

[12] C.HALIME

«Performances de la machine asynchrone commandée vectoriellement et par mode glissant».

Mémoire d'ingénieur, université de Batna [2001]

[13] KADJOUDJ MOHAMED, BOUAKAZ OUAHID

« Modélisation et commande vectorielle d'une machine asynchrone avec prise en compte des pertes fer »,

Mémoire d'ingénieur, université de Batna [2006]

[14] KAMEL BARRA

«Commande prédictive généralisée (GPC) des associations convertisseurs-machines a induction»

UNIVERSITE DE BATNA [2006]