

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université 8Mai 1945 – Guelma
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrotechnique et Automatique

Réf:...../2024



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme de MASTER Académique**

Domaine: Sciences et Technologie

Filière: Electromécanique

Spécialité: Electromécanique

Par: BABAHANI Issameddine

MARIF Bilal

Thème

**Modélisation et simulation d'une machine asynchrone pour
une commande en courant**

Soutenu publiquement, le 22/06/2024 devant le jury composé de:

Dr MOUSSAOUI Abdelkrim	Professeur	Univ- Guelma	Président
Dr MENDACI Sofiane	Professeur	Univ- Guelma	Examineur
Dr OUELD LAHOUCINE Cherif	Professeur	Univ-Guelma	Examineur
Mr TOUAHRI Abdelouaheb	MAB	Univ-Guelma	Encadreur

Année Universitaire: 2023/2024

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

﴿ إِنَّ اللَّهَ وَمَلَائِكَتَهُ يُصَلُّونَ عَلَى النَّبِيِّ ۗ

يَا أَيُّهَا الَّذِينَ آمَنُوا صَلُّوا عَلَيْهِ وَسَلِّمُوا تَسْلِيمًا ﴾ ﴿٥٦﴾

سُورَةُ الْأَنْجَازِ

REMERCIEMENTS

En premier lieu nous remercions Allah pour la santé, la volonté et la patience, qu'il nous à servi durant toutes ces longues années d'études.

Nous remercions Monsieur **Touahri Abdelouaheb** notre Encadreur de ce mémoire pour la confiance qu'il nous accordées et nous lui exprimons notre reconnaissance d'avoir dirigé notre travail.

Mes remerciements les plus sincères pour l'ensemble des enseignants et membres de jury

Dr MOUSSAOUI Abdelkrim	Professeur
Dr MENDACI Sofiane	Professeur
Dr OUELD LAHOUCINE Cherif	Professeur

qui ont acceptés d'évaluer ce modeste travail.

Mes remerciements aussi à nos enseignants et membres du staff du département Electrotechnique et automatique de l'université du 8 Mai 1945 de **Guelma**.

ISSAMEDDINE ET BILAL

Sommaire

Remerciements	i
Dédicace	ii
Sommaire	iii
Liste des symboles	iv
Liste des figures	iv
Liste des tableaux	iv
Introduction générale	1
Chapitre 1	2
Etat de l'art du moteur asynchrone à cage d'écureuil	
1.1 introduction	2
1.2 Construction du moteur asynchrone	3
1.3 Couplage des enroulements d'un moteur asynchrone.	5
1.4 Fonctionnement du moteur asynchrone à cage.	6
1.5 Réglage de la vitesse du moteur asynchrone à cage.	7
1.6 Démarrage d'un moteur asynchrone	8
1.6.1 Démarrage sous tension réduite	8
1.6.2 Démarrage étoile-triangle.	8
1.6.3 Démarrage par autotransformateur	9
1.6.4 Démarrage résistif	9
1.7 Freinage d'un moteur asynchrone	9
1.7.1 Freinage hyper synchrone	9
1.7.2 Arrêt par injection de courant continu	9
1.7.3 Arrêt à contre-courant	9

1.7.4 Freinage mécanique avec électro-frein	10
1.8 Bilan de puissance pour le moteur à cage	10
1.9 Choix du point de fonctionnement	12
1.10 Plaque signalétique d'un moteur asynchrone	13
1.11 Conclusion	14
1.3 introduction	
Chapitre 2	
Modélisation et simulation du moteur asynchrone	15
2.1 Introduction	15
2.2 Equations électriques	15
2.3 Equations magnétiques	16
2.4 Equation mécanique	17
2.5 Transformation de Park	18
2.6 Choix du Référentiel	19
2.6.1 Référentiel Lié au Stator :	19
2.6.2 Référentiel Lié au Rotor :	19
2.6.3 Référentiel Lié au Champ Tournant :	19
2.7 Réalisation du modèle de simulation	20
2.7.1 Modèle d'état	20
2.7.2 Simulation du modèle d'état du moteur	22
2.8 Conclusion	26

Chapitre 3	27
Commande vectorielle en courant du moteur asynchrone à cage d'écureuil.	27
A. Représentation du moteur asynchrone dans le repère synchrone dq.	27
3.1 Equations électriques dans le plan (dq)	27
3.2 Equations magnétiques dans le plan (dq).	28
3.3 Équation d'état du modèle dans le repère (dq)	28
3.4 Partie simulation	29
B. Commande vectorielle en courant du moteur asynchrone à cage d'écureuil	31
• Commande vectorielle directe DFOC	33
• Commande vectorielle indirecte IFOC	33
3.5 Commande vectorielle à flux rotorique MAS alimenté en courant.	34
3.5.1 Equation de flux rotorique	34
3.5.2 Equation de couple	34
3.5.3 Bloc de défluxage	36
3.6 Calcul des régulateurs de vitesse et de flux	37
3.6.1 Calcul du régulateur de vitesse	37
3.6.2 Calcul du régulateur de flux	38
3.7 Résultats de simulations	39
3.7.1 Simulations de la Commande directe DFOC	39
3.7.2 Simulations de la Commande indirecte IFOC	41
3.8 Conclusion	44
Conclusion générale	45

Symboles et notation

MAS (induction motor) moteur asynchrone

MCC moteur à courant continu

FOC field oriented control

DFOC direct field oriented control (commande vectorielle directe)

IFOC indirect field oriented control (commande vectorielle indirecte)

DTC direct Torque control

Chapitre 1

Figure 1.1 Classification du moteur asynchrone à cage d'écureuil.

Figure 1.2 Vue d'un moteur asynchrone compas

Figure 1.3 Vue du stator bobiné avec ses enroulements

Figure 1.4 Vue éclatée moteur asynchrone

Figure 1.5 Vue des ventilateurs pour moteur asynchrone

Figure 1.6 Couplage des enroulements

Figure 1.7 Bilans des puissances du moteur asynchrone

Figure 1.8 Choix du point de fonctionnement

Figure 1.9 Plaque signalétique du moteur asynchrone - Leroy Somer de 0.75 kW

Chapitre 2

Figure 2.1 Représentation des enroulements

Figure 2.2 Transformation de Park

Figure 2.3 Modèle de source triphasée dans Simulink

Figure 2.4 Profil de la tension triphasée simple

Figure 2.5 Réalisation Simulink de modèle

Figure 2.6 Courbe du couple électromagnétique

Figure 2.7 Courbe de la vitesse à vide et en charge

Figure 2.8 (a) Courants en haut du stator et en bas du rotor

Figure 2.8 (b) Courants en haut du stator et en bas du rotor

Chapitre 3

Figure 3.1 Représentation des enroulements dans le repère dq

Figure 3.2 Représentation du modèle MAS en courant.

Figure 3.3 Schéma de simulation MAS alimenté en courant

Figure 3.4 Découplage des courant i_{sd} et i_{sq}

Figure 3.5 Découplage du flux du rotor

Figure3.6 Courbe du couple de référence avec le couple C_{em}

Figure3.7 Profil de la vitesse

Figure3.8 Bloc de défluxage

Figure 3.9 (a)Schéma bloc de régulation de la vitesse de rotation

Figure 3.9 (b) Schéma bloc de régulation de flux

Figure3.10 Réalisation Simulink de la commande vectorielle directe

Figure3.11 Vitesse du rotor en commande vectorielle directe DFOC

Figure3.12 Découplage des courants commande vectorielle directe DFOC

Figure3.13 Découplage du flux rotor commande vectorielle direct

Figure3.14 Couple électromagnétique en commande vectorielle directe

Figure3.15 Réalisation Simulink de la commande vectorielle indirecte IFOC

Figure3.16 Vitesse du rotor en commande vectorielle indirecte IFOC

Figure3.17 Découplage des courants en IFOC

Figure3.18 Découplage du flux du rotor en IFOC

Figure3.19 Couple électromagnétique en commande vectorielle in directe IFOC

Liste des tableaux

Tableau1.1 vitesse synchrone des moteurs asynchrones

Tableau 1.2 Classe d'isolement en fonction de la temp 40°C altitude 1000m

Introduction générale

Les moteurs asynchrones et en particulier, le moteur asynchrone à cage d'écureuil offre beaucoup d'avantages comparée au moteur à courant continu MCC. Le moteur asynchrone est robuste, moins chère, de fiabilité élevée, de volume et de poids réduits avec une maintenance réduite et un rendement élevée, et est utilisé dans des zones impropres et explosives.

A leurs apparitions les moteurs asynchrones étaient destinés pour des usages à vitesse constante, alors que les moteurs à MCC dominaient les applications industrielles à vitesse variable du fait de leur système de commande moins chère.

Depuis les années 1980, le développement des composants de l'électronique de puissance et l'émergence des convertisseurs (onduleurs et cycloconvertisseurs) et l'apparition de la commande vectorielle FOC (Field Oriented Control) et de la commande directe de couple DTC (Direct Torque Control) ont réduits les coûts de production des systèmes de commande pour machine à courant alternatif et rendaient le moteur asynchrone plus compétitif pour les usages à vitesse variables comparé au MCC.

Notre étude utilise un moteur asynchrone à cage pour un développement d'une étude d'un système de commande vectorielle en courant pour un usage à vitesse variable en utilisant la commande vectorielle à flux oriente FOC .

Ce travail est fractionné et organisé comme suit :

- **Le chapitre1** : traite de l'état de l'art sur la machine asynchrone, de son principe de construction, de son principe de fonctionnement et de la conversion électromécanique de l'énergie électrique en énergie mécanique utilisable et l'étude du bilan énergétique de la machine asynchrone à cage d'écureuil en mode moteur pour en extraire les caractéristiques techniques sur la plaque signalétique.
- **Le chapitre2** : traite la modélisation mathématique du moteur asynchrone pour en étudier les performances et le mécanisme de démarrage avec la variation de la charge et d'en évaluer les paramètres internes tel que les courants et les flux non accessible à la mesures directe sur le réseau d'alimentation et la réalisation de l'évaluation des courbes de la vitesse et du couple du moteur.
- **Le chapitre 3** : traite la commande vectorielle directe et indirecte du moteur asynchrone à cage dans le but de mettre en évidence les possibilités pour ce type de moteur d'être utilisé sur des variateurs de vitesse.

Des simulations de la commande vectorielle directe DFOC et de la commande vectorielle indirecte IFOC, sont faites et montrent que le moteur asynchrone à cage donne des résultats satisfaisants sur la qualité des caractéristiques de vitesse et de couple.

- **conclusion générale** cette conclusion générale clôture notre travail et donne une vue générale sur l'utilisation du moteur asynchrone associé à un convertisseur de commande très compétitif sur le plan industriel et très généralisée de nos jours.

Chapitre 1

Etat de l'art du moteur asynchrone à cage d'écureuil

1.1 introduction

Les machines asynchrones dominent le parc industriel mondial, on compte jusqu'à 80 % des moteurs destinés pour le travail sont des moteurs asynchrones. Cette dominance vient du fait que les moteurs asynchrones sont simples et peuvent être utilisés dans toutes les industries et environnements même explosives (industries pétrolières et gazières). Le moteur asynchrone se trouve sous formes de moteur polyphasé dans l'industrie et domestique sous forme de moteur monophasé. Le moteur asynchrone ou moteur à induction, est le moteur le plus répandu dans les entraînements électriques à vitesse variable de nos jours et fait concurrence au moteur à courant continu dans plusieurs applications industrielles.

Les moteurs triphasés industriels sont classés en fonction de la construction du type du rotor, on trouve, les moteurs asynchrones à rotor à cage de petites puissance et moyennes puissance et Les moteurs asynchrones à rotor bobiné, qui ont généralement de grandes puissances jusqu'à quelques Mégawatt. Toutefois pour les puissances de quelques MW leur utilisation est limitée due à leur grande la consommation de la puissance réactive. On classe les machines à courants alternatifs en machines synchrones et asynchrones du fait de leur vitesse de rotation du rotor. **Figure 1**

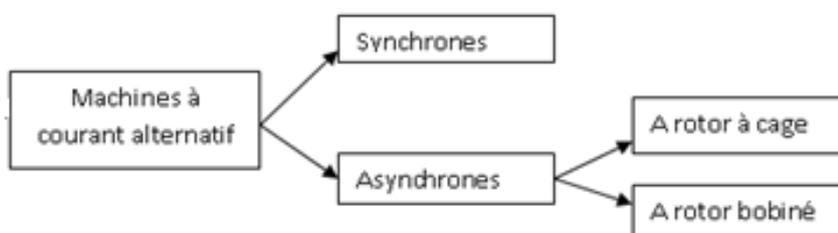


Figure1.1 Classification du moteur asynchrone à cage d'écureuil

De plus le moteur asynchrone à cage est moins cher, que le moteur à courant continu avec aucun de contacts électriques glissants, sa construction est simple, il est robuste avec peu de maintenance. Dans la plupart des applications son stator est relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constante, alors que son rotor tourne à vitesse n (tr/min).

Le moteur asynchrone en cage d'écureuil est construit de [Figure 1.2](#)

1.2 Construction du moteur asynchrone

Le moteur asynchrone a cage d'écureuil est convertisseur électrique -mécanique, est construit principalement d'un bobinage qui est le cœur du moteur et reçoit l'alimentation du réseau électrique et d'un rotor tournant pour l'exécution du travail mécanique en outre on a,



Figure1.2 Vue d'un moteur asynchrone compas

Le stator renferme le bobinage principale du moteur et comprend un bobinage symétrique réparties en trois phases identiques qui alimentées en courant alternatif créent un champ magnétique tournant dont la vitesse est proportionnelle à la fréquence du réseau et inversement proportionnel au nombre de paires de poles, les terminaisons des enroulements sont réunis dans une boîte à bornes. Les deux couplages triangle ou étoile peuvent être exécuté sur les terminaisons de ces enroulements du stator [Figure 1.3](#)

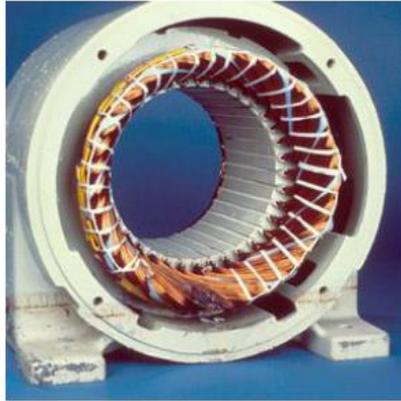


Figure1.3 Vue du stator bobiné avec ses enroulements

Le rotor est un cylindre en tôle de fer magnétique comportant des conducteurs en aluminium ou en cuivre logés dans des encoches et court-circuités par des anneaux aux deux extrémités du rotor, ces conducteurs sont isolés et noyés dans le fer magnétique du rotor. Cet ensemble de conducteurs et tôles forme la cage à écureuil qui se termine par un bout d'arbre pour la fixation de la charge mécanique. Le rotor produit le couple moteur pour le travail mécanique à exécuter, et qui tourne sur des paliers. **Figure 1.4**

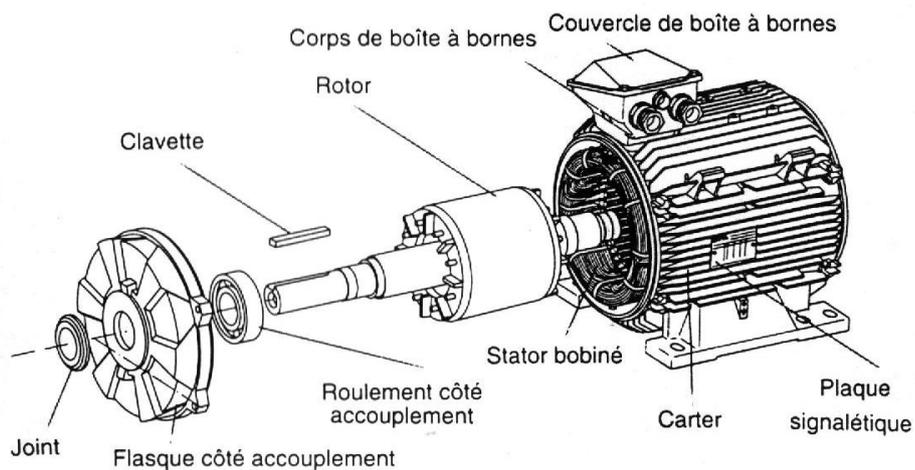


Figure1.4 -Vue éclatée moteur asynchrone

Les flasques de chaque cotés de l'arbre mécanique un système de support permet de maintenir le poids des parties tournantes.

Le ventilateur lors des fonctionnements et dues à la circulation des courants, l'échauffement les bobines du stator et du rotor, dégagent une température élevée et un ventilateur fixé sur l'arbre coté opposée de la charge sert pour le refroidissement **Figure 1.5**

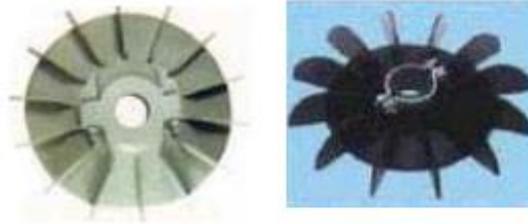


Figure1.5 -Vue des ventilateurs pour moteur asynchrone

Les paliers : organes de support, ces derniers constituent la partie mécanique Permettant ainsi la mise en rotation de l'arbre moteur.

-**L'entrefer** : partie vide entre le rotor et le stator et permet la rotation du rotor.

1.3 Couplage des enroulements d'un moteur asynchrone.

Sur une plaque signalétique de moteur asynchrone deux tensions sont présentes La plus petite des deux est celle de l'enroulement en fonctionnement. **Figure 1.6**

Pour un enroulement à 220/380 V, comme exemple on peut retenir.

- Le couplage est étoile si un réseau 220/380V
- Le couplage est triangle Si le réseau 127/220V

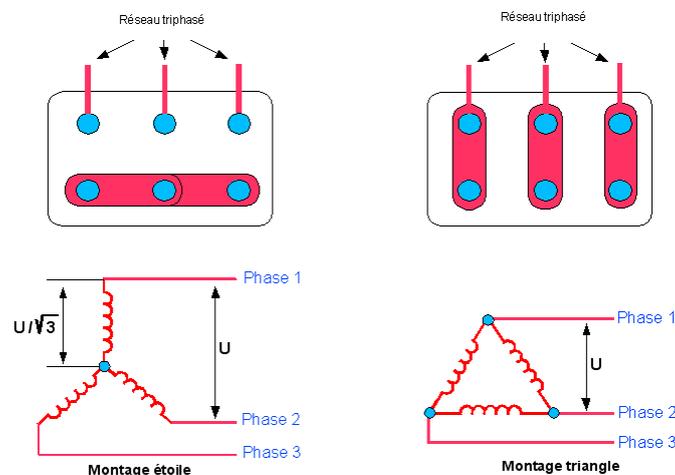


Figure1.6 Couplage des enroulements

1.4 Fonctionnement du moteur asynchrone à cage.

Quand on alimente le stator par la tension réseau, il se produit un champ magnétique tournant dans le bobinage du stator, Ce champ magnétique en mouvement balaie les conducteurs de la cage à écureuil du rotor immobile, ce qui produit des forces magnétomotrices d'induction induites dans ces conducteurs. Ces forces font circuler des courants induits dans la cage.

Ces courants induits qui apparaissent dans les barres du rotor, créent le champ magnétique résultant dans l'entrefer, créant des forces électromagnétiques de mouvement qui agissent sur les conducteurs du rotor et du cylindre en tôles et le rotor se met en mouvement et à tourner avec une vitesse de synchronisme n_s en (tr/min) à vide. Les vitesses des moteurs asynchrones en fonction de la fréquence du réseau 50Hz et 60Hz. **Tableau1.1**

Nombre de poles P	Nombre de paire de poles p	Vitesse de synchronisme Réseau 50 Hz	Vitesse mécanique du rotor Réseau 60 Hz
2	1	3000	3600
4	2	1500	1800
6	3	1000	1200
8	4	750	900
10	5	600	720
12	6	500	600

Tableau1.1 vitesse synchrone des moteurs asynchrones

La relation liant la vitesse synchrone ou de synchronisme à la fréquence est.

$$n_s = \frac{60f}{p} \tag{1.1}$$

- P=2 pôles (bipolaire) : n_s est (3000 tr/min sur le réseau avec f=50Hz)
- P=2 pôles (bipolaire) : n_s est (3600 tr/min sur le réseau avec f=60Hz)

La vitesse pour laquelle le moteur est destiné à travailler est donnée par sa plaque signalétique.

$$n = n_s(1 - g) \tag{1.2}$$

Le glissement g est, pour un régime moteur est en général, $g = (2 \div 5) \%$

$$g = \frac{n_s - n}{n_s} \% \tag{1.3}$$

On distingue deux vitesses pour le moteur asynchrone, la vitesse du champ tournant ou encore appelée vitesse de synchronisme n_s ou à vide lorsque le moteur asynchrone n'est pas chargé, le rotor tourne à la vitesse n_s .

Lorsqu'on applique une charge, la vitesse diminue à cause de la charge et devient n_r .

Si par exemple pour un moteur asynchrone avec ;

- Nombres de paires de poles $2p=4$
- La fréquence de du réseau $f=50$ Hz
- Le glissement $g=2\%$
- La vitesse de synchronisme est $n_s=1500$ tr/min
- La vitesse mécanique du rotor est $n_r=1470$ tr/min c'est la vitesse vraie ou vitesse nominale enregistrée qui se trouve sur la plaque signalétique.

1.5 Réglage de la vitesse du moteur asynchrone à cage.

les machines à courant alternatif occupent une place importante dans l'industrie des entraînements électriques vitesse variable à nos jours et Le moteur asynchrone associé à des convertisseurs de l'électronique puissance (gradateurs et onduleurs) est très utilisée actuellement dans l'industrie pour des applications à vitesse variable ou le moteur à courant continu dominait. Cette variation de vitesse peut être réalisée par plusieurs techniques.

Il existe plusieurs méthodes de réglage de la vitesse du moteur on cite :

- Par la variation de la tension statorique.
- Par la variation de la fréquence
- Par le contrôle du courant statorique
- Par la technique V/f
- Par le changement des poles au stator.

1.6 Démarrage d'un moteur asynchrone

Au démarrage du asynchrone, le courant d'enclenchement peut atteindre plusieurs fois le courant nominal de quelques (4 à 8) In le courant nominale et le couple de démarrage est très important. Si un variateur ou un démarreur est utilisé, ce démarreur va servir à adapter la tension appliquée à la machine afin de limiter ce courant de démarrage. En l'absence de démarreur, plusieurs méthodes classiques permettant de limiter le courant de démarrage sont encore utilisées. Elles ont été développées avant l'apparition de l'électronique de puissance mais sont encore utilisées de nos jours dans les installations anciennes.

1.6.1 Démarrage sous tension réduite

Plusieurs dispositifs permettent de réduire la tension aux bornes des enroulements du stator pendant la durée du démarrage de la machine ce qui est un moyen de limiter les intensités de courant des phases ou du courant de démarrage. L'inconvénient est que le couple moteur est également réduit en conséquence, cela allonge considérablement le temps de démarrage avant que le moteur atteigne son régime de fonctionnement permanent.

1.6.2 Démarrage étoile-triangle.

Pour certains moteurs en général des pour des moyennes puissances de quelques dizaines de Kilowatts les bobinages sont fait pour que ces moteurs puissent fonctionner sur deux tensions. on utilise un démarrage étoile-triangle, la machine est d'abord connectée au réseau avec un couplage étoile, puis une fois démarrée, on passe sur couplage triangle, Le fait de démarrer avec un couplage étoile permet de diviser par $\sqrt{3}$ la tension appliquée, Ainsi, le courant maximal absorbé est trois fois plus faible que lors d'un démarrage directement avec un couplage triangle , Le couple de démarrage est lui aussi trois fois plus faible que lors d'un démarrage en triangle. La surintensité lors du passage étoile-triangle est inférieure au courant d'appel d'un démarrage effectué directement en triangle. Cette méthode utilise de simple des contacteurs classiques, donc cette méthode de démarrage est économique.

1.6.3 Démarrage par autotransformateur

Au démarrage, le stator du moteur asynchrone est relié à un autotransformateur qui permet d'effectuer un démarrage sous tension variable. La tension appliquée varie progressivement, et l'intensité du courant de démarrage est ajustée à l'intensité maximale admissible des enroulements.

1.6.4 Démarrage résistif

Au démarrage résistif, des résistances additionnelles sont mises en série avec les enroulements statoriques pour limiter les courants de lignes. Une fois le démarrage atteint, ces résistances sont court-circuitées. Cette opération est réalisable progressivement par un opérateur à l'aide de rhéostats de démarrage calibré.

1.7 Freinage d'un moteur asynchrone

1.7.1 Freinage hyper synchrone : lorsque le moteur tourne à la vitesse du rotor est supérieure à la vitesse du champ tournant, le moteur freine et si un variateur de fréquence diminue progressivement la vitesse on peut alors arrêter le moteur. Le couple de freinage est élevé à le moteur passe en fonctionnement en génératrice et la décélération le conduit à l'arrêt. Cette méthode est utilisable pour freiner rapidement les moteurs asynchrones sans dispositif mécanique additionnel.

1.7.2 Arrêt par injection de courant continu

L'injection du courant continu dans les enroulements du stator crée un champ fixe dans les enroulements et qui s'oppose au mouvement du rotor. Le contrôle du courant continu injecté permet de piloter le freinage. Mais la méthode peu efficace pour freiner les moteurs.

1.7.3 Arrêt à contre-courant

le principe de cette technique consiste à inverser deux phases pendant un court instant en fonctionnement. Le couple résistant est faible et le courant appelé et l'appel de courant est

alors important. Les enroulements du moteur risquent des échauffements excessives on prévoit des résistances supplémentaires afin de diminuer les intensités transitoires. Dans cette méthode, le couple s'inverse et reste négatif pendant toute la phase de freinage. L'alimentation du moteur est coupé au passage de la vitesse par zéro pour que le moteur ne passe pas en rotation s'inverse.

1.7.4 Freinage mécanique avec électro-frein

Cette méthode utilise un frein à disque solidaire à l'arbre du moteur asynchrone et dont les mâchoires sont commandées par un électroaimant. Lors de l'alimentation de l'électroaimant, les mâchoires initialement serrées hors tension, se desserrent et mettent le rotor en rotation libre. La coupure de l'alimentation l'électro-frein provoque le freinage. Ce dispositif est utilisé souvent pour des arrêts d'urgence pour des raisons de sécurités.

1.8 Bilan de puissance pour le moteur à cage

Lors du fonctionnement du moteur et à cause de l'enroulement et de la carcasse métallique du stator et du rotor le moteur présente des pertes au stator et au rotor, ces pertes peuvent être mentionnés comme pertes fer et pertes dans le cuivre. On peut alors faire un bilan de ces pertes par les méthodes des pertes séparées **Figure 1.7**

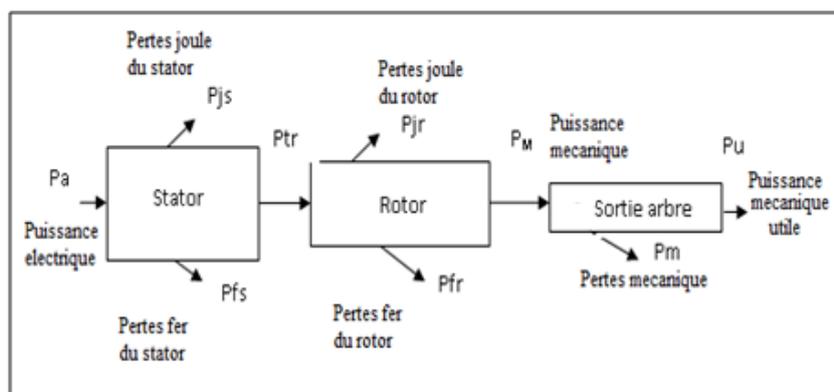


Figure1.7 bilans des puissances du moteur asynchrone

Puissance absorbée P_a pour une tension U entre deux bornes et I le courant de ligne.

$$Pa = \sqrt{3}UI\cos\varphi \quad (1.4)$$

Pertes par effet joule P_{js} au stator ou R est la resistance entre deux bornes du stator.

$$P_{js} = \frac{3}{2}RI^2 \quad (1.5)$$

La puissance transmise au rotor P_{tr} .

$$P_{tr} = Pa - P_{js} - P_{fs} \quad (1.6)$$

Moment du couple électromagnétique T_{em} .

$$T_{em} = \frac{P_{tr}}{\omega_s} \quad Nm \quad (1.7)$$

La puissance mécanique totale au rotor comprend la puissance utile plus les pertes mécaniques et est :

$$P_M = T_{em} \omega \quad (1.8)$$

Ou bien par

$$P_M = T_{em} \omega = P_{tr} \frac{\omega}{\omega_s} = P_{tr}(1 - g) \quad (1.9)$$

Donc

$$P_M = P_{tr}(1 - g) \quad (1.10)$$

Les pertes joules P_{jr} au rotor sont

$$P_{jr} = g P_{tr} \quad (1.11)$$

Les pertes dans le fer au rotor sont négligeables.

Les pertes collectives p_c sont données pour tout régime et sont constantes.

$$p_c = p_{fs} + p_m \quad (1.12)$$

Le couple de perte est T_p

$$T_p = \frac{P_c}{\omega} \quad Nm \quad (1.13)$$

La puissance utile est alors

$$P_u = P_M - p_m \quad (1.14)$$

Le couple utile est

$$T_u = \frac{P_u}{\omega} \quad Nm \quad (1.15)$$

Le rendement est

$$\rho = \frac{P_u}{P_a} \quad (1.16)$$

1.9 Choix du point de fonctionnement

Pour un fonctionnement en régime équilibre et un rendement maximale, le moteur travail au point d'intersection de la caractéristique du moteur avec la charge entraînée pour un régime de fonctionnement normale dans la zone linéaire, les coordonnées du point de fonctionnement sont montrée par le couple (n_n, T_n) **Figure 1.8**.

- n_n est la vitesse nominale
- T_n est le couple nominale du moteur

Dans cette partie de la caractéristique mécanique, le couple du moteur est égale au couple de la charge mécanique entraînée, le fonctionnement du moteur est linéaire et le couple moteur est proportionnel au glissement, les pertes sont minimales et le rendement est maximale avec un bon facteur de puissance.

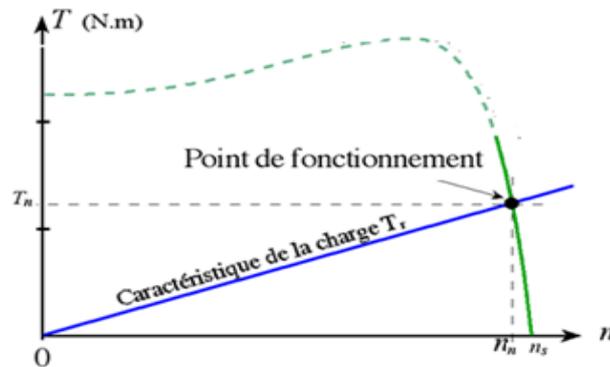


Figure1.8 Choix du point de fonctionnement

1.10 Plaque signalétique d'un moteur asynchrone

La plaque signalétique renseigne sur le constructeur du moteur et toutes les paramètres électriques usuelles à savoir la puissance, la tension, le courant, la fréquence, le rendement, le facteur de puissance $\cos \varphi$, le type de réseau, le nombre de phases, type de protection, le service, la température et la classe d'isolement du moteur en fonctionnement normale ou encore appelée nominale **Figure 1.9**

V		Hz	min ⁻¹	kW	cos φ	A
Δ 220	50	2780	0,75	0,86	3,3	
○ Y 380					1,9	
Δ 230	50	2800	0,75	0,83	3,3	
Y 400					1,9	
Δ 240	50	2825	0,75	0,80	3,3	
Y 415	**				1,9	

* LEROY SOMER MOT. 3 ~ LS 80 L T
 N° 734570 BJ 002 kg 9
 IP 55 I cl.F 40°C S1
 D 0165 IEC 34-1(87)
 MOTEURS LEROY-SOMER

Figure 1.9 Plaque signalétique du moteur asynchrone - Leroy Somer de 0.75 kW

La classe d'isolement des moteurs en général est donnée suivant la température ambiante, avec la température limite admissible et l'altitude du lieu de fonctionnement, pour une classe donnée.

Résumé pour la température ambiante de 40°C **Tableau 1.2.**

CLASSE DE L'ISOLANT (NFC 51 111)	ECHAUFFEMENT LIMITE Δt (si $t_a \leq 40^\circ\text{C}$)	TEMPERATURE LIMITE $t_a + \Delta t$ (si $t_a = 40^\circ\text{C}$)
Classe A	60°C	100°C
Classe E	75°C	115°C
Classe B	80°C	120°C
Classe F	100°C	140°C
Classe H	125°C	165°C

Tableau 1.2 Classe d'isolement en fonction de la temp 40°C altitude 1000m

1.11 Conclusion

Dans ce chapitre sur l'état de l'art sur la machine asynchrone, nous avons examiné le principe de construction du moteur asynchrone à cage, sujet de ce mémoire, en particulier avec les différentes parties constituant ce moteur. Lors de son fonctionnement normal dans un régime sinusoïdal équilibré un bilan de puissance pour ce moteur asynchrone est fait pour en déduire la puissance utile transformable en travail. Cette puissance se trouve sur la plaque signalétique du moteur où est rassemblé avec les autres paramètres électriques et fonctionnels. La plaque signalétique du moteur est sa pièce d'identité, cette plaque renseigne sur le choix du régime de fonctionnement, du mécanisme entraîné et des limites admissibles pour ce type de moteur.

CHAPITRE 2

Modélisation et simulation du moteur asynchrone

2.1 Introduction

Vue la non linéarité des circuits électriques et magnétiques présents dans les différents parties du moteur, dues aux résistances, aux inductances et des carcasses métalliques et magnétiques ; et afin de réaliser un modèle simple pour l'étude on introduits pour ce modèle mathématique du moteur asynchrone certaines hypothèses simplificatrices.

- Les bobines des trois phases sont à répartitions identiques dans les encoches avec une bonne géométrie et symétrie.
- Les résistances des enroulements ne dépendent pas de la température en fonctionnement et
- La densité de courant est considérée uniforme dans la section des conducteurs.
- L'épaisseur de l'entrefer est uniforme, négligence de l'effet de peau.
- Le circuit magnétique est feuilleté, au stator et au rotor et la saturation est négligeable.
- Les forces magnétomotrices créent, par les courants au stator et au rotor, sont à répartition sinusoïdale dans l'entrefer pour la création du champ tournant.

2.2 Equations électriques

Les équations de la loi des mailles, liant paramètres du moteur aux tensions avec courants et les flux, au stator indice 's' et au rotor d'indice 'r' sont **figure 2.1**

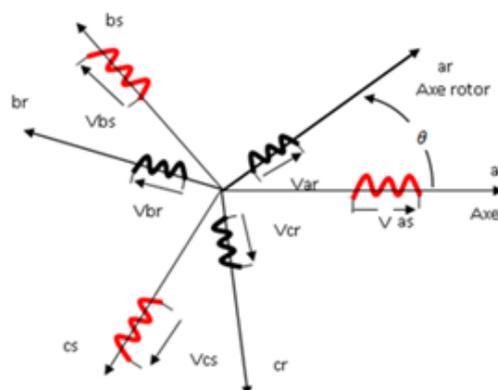


Figure 2.1 Représentation des enroulements

Au stator

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d\varphi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d\varphi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d\varphi_{sc}}{dt} \end{cases} \quad (2.1)$$

Et au rotor

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d\varphi_{ra}}{dt} \\ V_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d\varphi_{rb}}{dt} \\ V_{rc} = R_r i_{rc} + \frac{d\varphi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (2.2)$$

La forme matricielle des équations (1) et (2)

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Avec

$$[V_{sabc}] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix}; [\varphi_{sabc}] = \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix}; [i_{sabc}] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}; [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Avec

$$[V_{rabc}] = \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix}; [\varphi_{rabc}] = \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix}; [i_{rabc}] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}; [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

2.3 Equations magnétiques

Les interactions entre le stator et le rotor sont décrites par les équations magnétiques aux inductances du stator et du rotor liés aux courants de circulations.

Au stator

$$[\varphi_{sabc}] = [L_s][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}] \quad (2.7)$$

Au rotor

$$[\varphi_{rabc}] = [L_r][i_{rabc}] + [M_{rs}][i_{sabc}] \quad (2.8)$$

Avec

$[L_s]$ - la matrice des inductances du stator

$[L_r]$ -la matrice des inductances du rotor

$[M_{sr}]$ -la matrice des inductances du couplage magnétique entre stator et rotor.

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$$

Où l_s et l_r sont les inductances propres des enroulements.

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} ; \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Et

$$= M_{\max} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

2.4 Equation mécanique

D'après la loi de Newton, pour le rotor en rotation le couple moteur est :

$$C_{em} = C_r + J \frac{d\omega}{dt} + f \cdot \omega \quad (2.11)$$

- C_{em} - est le couple électromagnétique du moteur
- C_r - le couple résistant de charge
- J - le moment d'inertie du rotor et de toute la partie tournante.
- f - le coefficient de frottement.

2.5 Transformation de Park

Les équations décrivant le moteur sont fortement non linéaires, dépendant de l'angle entre le rotor et le stator teta Θ . on va utiliser la transformation de Park pour simplifier le système. La réduction de ces équations se fait des repères naturels 'abc' du moteur au stator et au rotor sur un repère orthogonal (dq). **Figure 2.2**

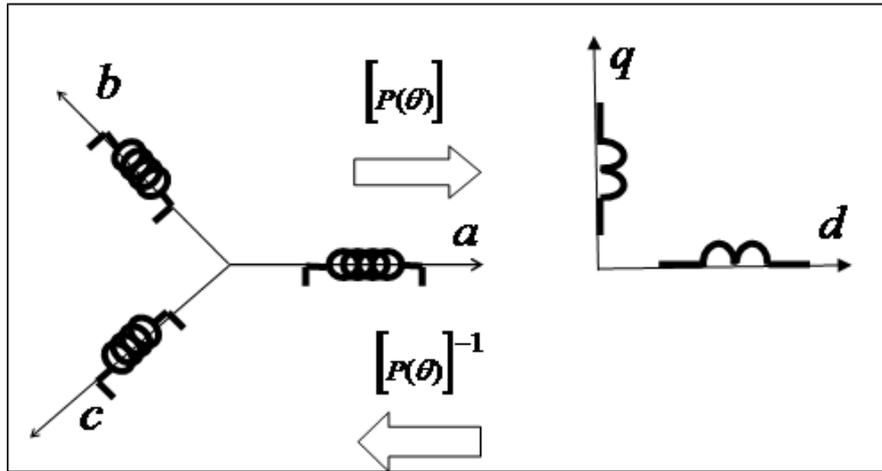


Figure 2.2 Transformation de Park

Elle est constituée d'une transformation triphasée- biphasee abc à dq. Cette transformation s'applique aux tensions, aux courants et au flux. La matrice de passage de la transformation de Park est définie comme suit :

Le passage direct (abc) vers (dq) se fait par.

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Le passage inverse (dq) vers (abc) se fait par, La transformation de Park inverse donnée par,

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

2.6 Choix du Référentiel

Pour l'étude des régimes transitoires du moteur asynchrone à cage, on peut utiliser trois systèmes d'axes de coordonnées du plan d'axes (d,q).

$$\left(\begin{array}{l} \omega_{\text{coor}} = 0 \text{ pour un référentiel lié au stator} \\ \omega_{\text{coor}} = p\omega_m \text{ pour un référentiel lié au rotor} \\ \omega_{\text{coor}} = \omega_s \text{ pour un référentiel lié au champ tournant} \end{array} \right)$$

2.6.1 Référentiel Lié au Stator :

Dans ce référentiel, les axes (d,q) sont immobiles par rapport au stator $\omega_{\text{coor}} = 0$

Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées et dont l'avantage ne nécessite pas une transformation vers le système réel. Ce système permet d'étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif.

2.6.2 Référentiel Lié au Rotor :

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

6.3. Référentiel Lié au Champ Tournant :

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

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

Pour Park tout système triphasé de repère (abc) peut être réduit en système biphasé (dq).

$$[X_{dq}] = [P(\theta_c)][X_{abc}] \quad (2.14)$$

Où la variable X peut être remplacée par le courant, la tension ou le flux.

$P(\theta_c)$ -Matrice directe de Park et $\omega_c = \frac{d\theta_c}{dt}$ est la vitesse en coordonnées communes.

2.7-Réalisation du modèle de simulation

2.7-1. modèle d'état

La réduction des équations décrites par (2.1) et (2.2) donnera du modèle mathématique pour la simulation sur Matlab/Simulink.

Les équations des tensions du système en coordonnées (alpha, beta) lié au stator repère de Coordonnes fixé $\omega_{\text{coor}} = 0$ stator donne.

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\varphi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\varphi_{s\beta}}{dt} \\ V_{r\alpha} = 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} + \omega_r \varphi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} - \omega_r \varphi_{r\alpha} \end{array} \right. \quad (2.15)$$

Les flux du moteur sont

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + M i_{r\alpha} \\ \varphi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + M i_{r\beta} \\ \varphi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + M i_{s\alpha} \\ \varphi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + M i_{s\beta} \end{array} \right. \quad (2.16)$$

En posant les équations (2) dans le système (1) ;

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} + M \frac{di_{r\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + M \frac{di_{r\beta}}{dt} \\ 0 = R_r i_{r\alpha} + L_r \frac{di_{r\alpha}}{dt} + M \frac{di_{s\alpha}}{dt} + L_r \omega_r i_{r\beta} + M \omega_r i_{s\beta} \\ 0 = R_r i_{r\beta} + L_r \frac{di_{r\beta}}{dt} + M \frac{di_{s\beta}}{dt} - L_r \omega_r i_{r\alpha} - M \omega_r i_{s\alpha} \end{array} \right. \quad (2.17)$$

L'équation d'état du système pour les courants comme variable d'état.

$$[V]^T = [V_{s\alpha} \quad V_{s\beta} \quad 0 \quad 0] \text{ et } [I]^T = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad i_{r\alpha} \quad i_{r\beta}]$$

En posant le système après simplifications sous la forme,

$$[L] \frac{d[I]}{dt} = -[R]. [I] + [V] \quad (2.18)$$

L'équation d'état du système est alors,

$$\frac{dX}{dt} = -A.X + BU \quad (2.19)$$

Après identifications on obtient alors. On détermine les deux matrices [R] et [L]

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

et

$$[R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & \omega_r M & R_r & \omega_r L_r \\ -\omega_r M & 0 & -\omega_r L_r & R_r \end{bmatrix}$$

La simplification alors en posant l'équation (3) sous la forme.

$$\frac{d[I]}{dt} = -[L]^{-1} \cdot [R] \cdot [I] + [L]^{-1} \cdot [V] \quad (2.20)$$

On obtient

$$A = -[L]^{-1} \cdot [R] \quad (2.21)$$

Où la matrice [R] peut être réduite en,

$$[R] = [R1] + \omega_r [R2] \quad (2.22)$$

Avec

$$[R1] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

$$[R2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ -M & 0 & -L_r & 0 \end{bmatrix}$$

Avec

$$B = -[L]^{-1} \cdot [R] \cdot [I] \quad (2.23)$$

Où B est la matrice inverse de la matrice [L].

Le couple est alors donné par.

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\omega_m}{dt} + f \cdot \omega_m \quad (2.24)$$

Avec la pulsation des courants rotoriques est,

$$\omega_r = p \cdot \omega_m \quad (2.25)$$

Le couple électromagnétique en fonctions des courants est,

$$C_{em} = \frac{3}{2} pM(i_{r\alpha}i_{s\beta} - i_{s\alpha}i_{r\beta}) \quad (2.26)$$

Où M = inductance mutuelle .

2.7.2 Simulation du modèle d'état du moteur

La simulation de la source d'alimentation est donnée en [Figure 2.3](#) et le profil de tension d'alimentation est montré sur la [Figure 2.4](#)

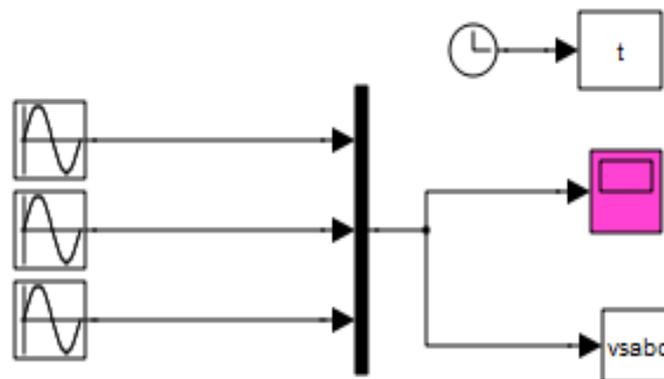


Figure 2.3 Modèle de source triphasée dans Simulink

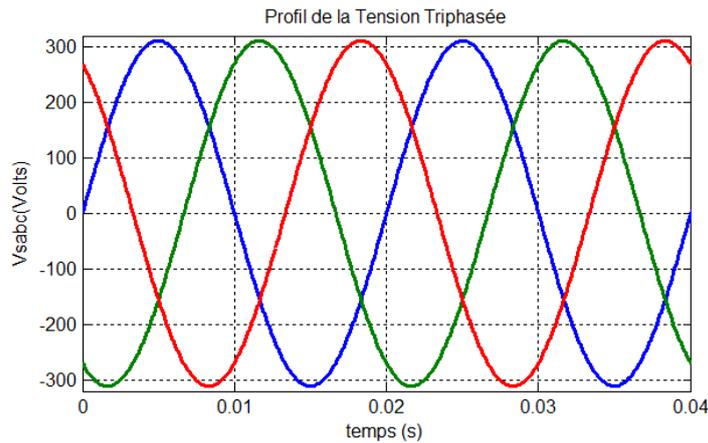


Figure 2.4 Profil de la tension triphasee simple

L'étude des performances est réalisée sur le modèle implanté sur Simulink est montré sur la avec la source. Figure 2.5

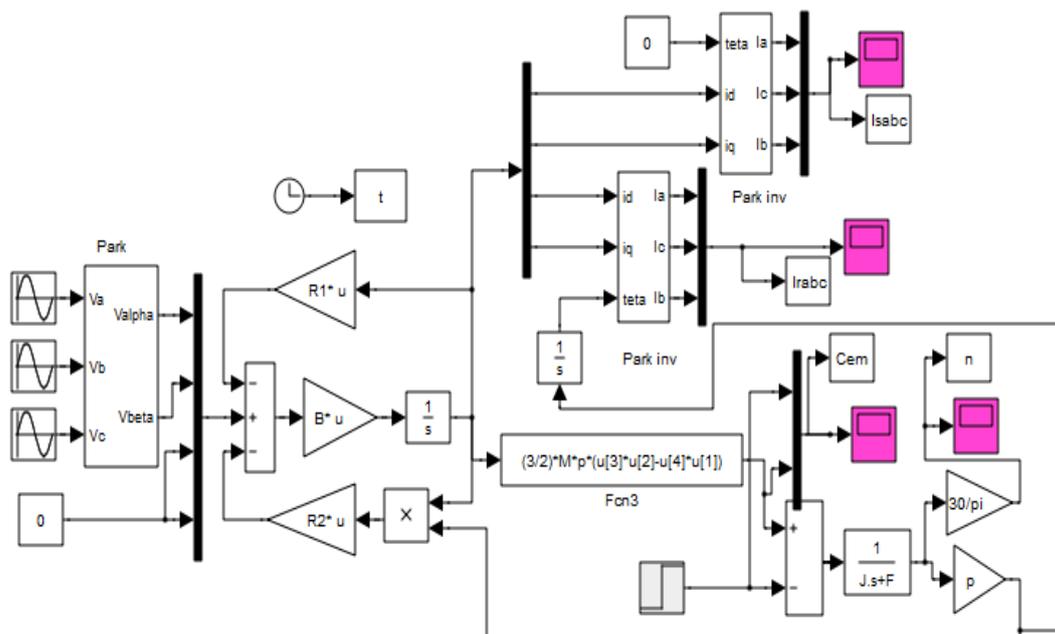


Figure 2.5 Réalisation Simulink du modèle MAS

Les résultats de simulation sur une durée de 4s conduite avec une source d'alimentation sinusoidale, avec une perturbation par la charge de 10 Nm à l'instant de 2s à donnée les caractéristiques de couple Figure 2.6 de vitesse Figure 2.7 et de courants de sortie du stator Figure 2.8 et du courant du rotor Figure 2.9.

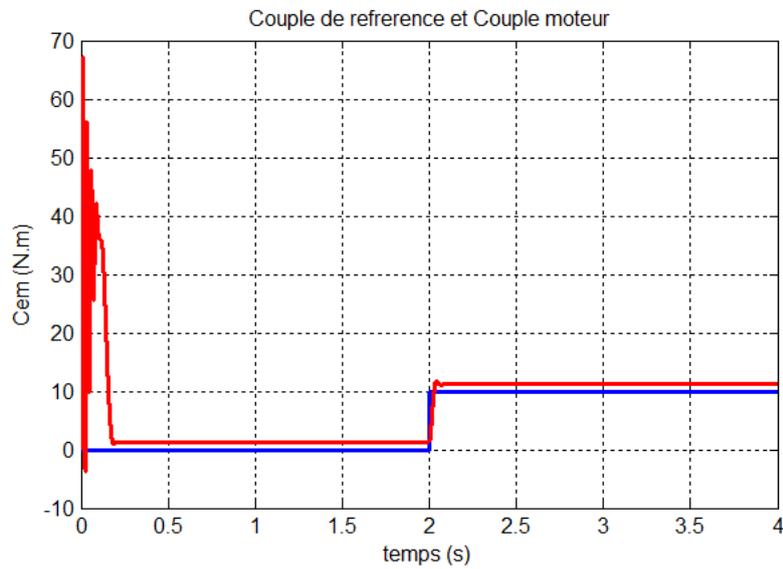


Figure 2.6 Courbe du couple électromagnétique

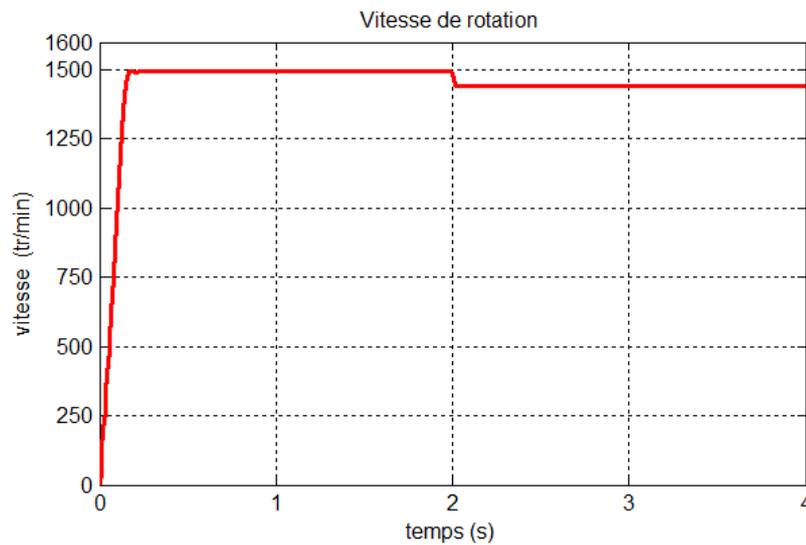


Figure 2.7 Courbe de la vitesse à vide et en charge

Les courants triphasés du stator et du rotor sont parfaitement sinusoïdaux [Figure 2.8 \(b\)](#), on a l'appel de courant de démarrage. Les courant à vide au rotor es nul et le courant a vide au stator est significatif, lors de l'application de charge un zoom [Figure 2.8 \(b\)](#) montre les crêtes des courants.

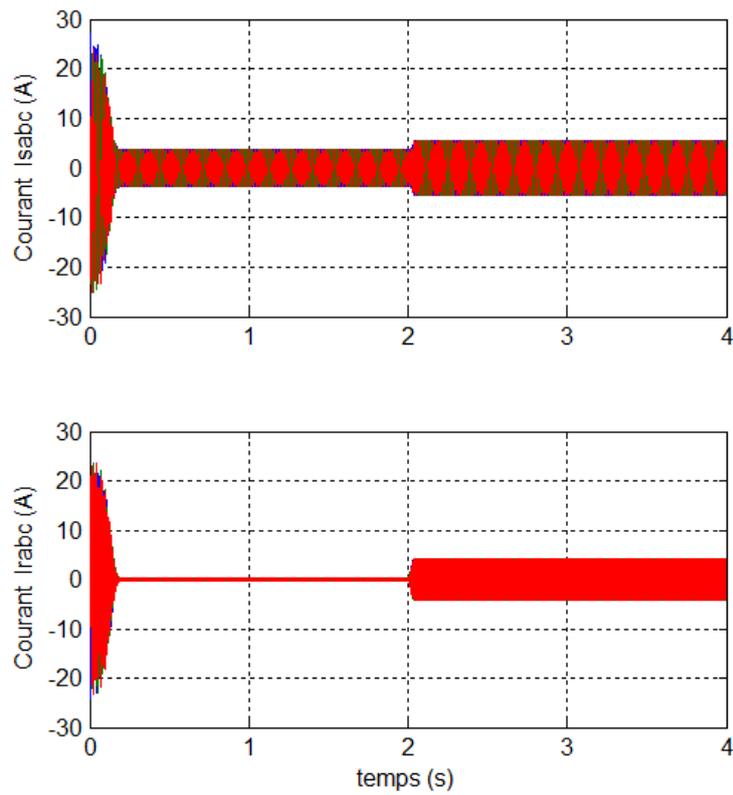


Figure 2.8 (a) Courants en haut du stator et en bas du rotor

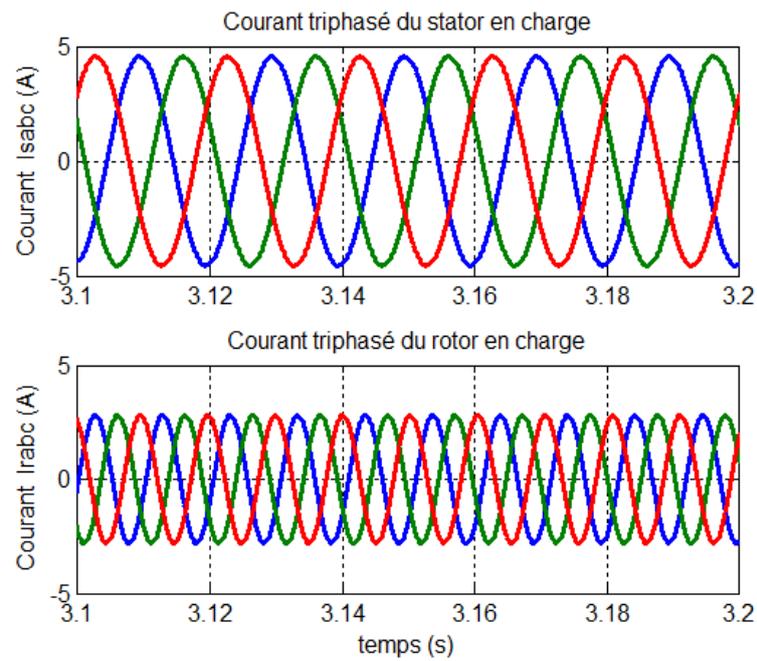


Figure 2.8 (b) ZOOM Courants en haut du stator et en bas du rotor

2.8 Conclusion

Dans ce chapitre on a examiné l'élaboration du modèle mathématique du moteur asynchrone avec les équations de fonctionnement sous certaines hypothèses simplificatrices. Le modèle étudié est réalisable sur la plate forme de Matlab.

La simulation conduite avec le logiciel matlab/Simulink du modèle du moteur asynchrone à cage avec une charge mécanique ; montre les courbes obtenues des caractéristiques de vitesse de couple et de courant du stator et du courant du rotor, dans un régime de fonctionnement sinusoïdal équilibré.

CHAPITRE 3

Commande vectorielle en courant du moteur asynchrone à cage d'écureuil.

A. Représentation du moteur asynchrone dans le repère synchrone dq.

En partant des équations de fonctionnement dans le repère naturels (abc) et en appliquant la transformation de Park sur la Figure 3.1 et les systèmes avec les équations (2.1) et (2.2) pour chacun des vecteurs tensions, courants et flux statorique et rotorique, on obtient les équations dans le plan (dq) et tenant compte de l'orientation du flux.

Orientation de flux

- $\varphi_{rq} = 0$ et $\varphi_r = \varphi_{rd}$ orientation à flux rotorique
- $\varphi_{sq} = 0$ et $\varphi_r = \varphi_{sd}$ orientation à flux statorique
- $\varphi_{mq} = 0$ et $\varphi_m = \varphi_{md}$ orientation à flux d'entrefer = repere synchrone dq

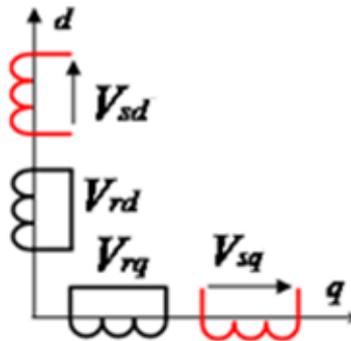


Figure 3.1 Représentation des enroulements dans le repère dq

3.1 Equations électriques dans le plan (dq).

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_c \\ \omega_c & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_c - \omega) \\ (\omega_c - \omega) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

3.2 Equations magnétiques dans le plan (dq).

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r I_{rd} + M I_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r I_{rq} + M I_{sq} \end{cases} \quad (3.3)$$

Les inductances sont alors indépendantes de l'angle ;

$L_s = l_s - M_s$; est l'inductance cyclique statorique.

$L_s = l_s - M_s$; est l'inductance cyclique statorique.

$M = \frac{2}{3} M_{sr}$; est l'inductance cyclique mutuelle.

Le remplacement des équations des flux dans les équations des tensions donne ;

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \frac{d}{dt} & -\omega_c L_s & M \frac{d}{dt} & -\omega_c M \\ -\omega_c L_s & R_s + L_s \frac{d}{dt} & \omega_c M & M \frac{d}{dt} \\ M \frac{d}{dt} & -(\omega_c - \omega) M & R_r + L_s \frac{d}{dt} & -(\omega_c - \omega) M \\ (\omega_c - \omega) M & M \frac{d}{dt} & (\omega_c - \omega) M & R_r + L_s \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Donc pour un repère lié au champ tournant $\omega_s = \omega_{\text{coor}}$ on a :

C_{em} - le couple électromagnétique du moteur dans le repère synchrone.

$$C_{em} = p (\varphi_{sd} I_{sq} - \varphi_{sq} I_{sd}) \quad (3.5)$$

3.3 Équation d'état du modèle dans le repère (dq)

Pour avoir une implantation simple du modèle lors de la simulation du modèle dans le calculateur de Matlab on va mettre le modèle de simulation sous une forme réduite dite

équation d'état. (19). Avec le glissement $\omega_g = \omega_s - \omega_r$ avec $T_r =$

$\frac{L_r}{R_r}$ constante de temps

$$\dot{X} + AX + BU \quad (3.6)$$

Telle que $A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & \omega_g \\ -\omega_g & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$ et $B = \begin{bmatrix} \frac{L_m}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} \end{bmatrix}$

$$\varphi_r = [\varphi_{rd} \quad \varphi_{rd}]^T \quad \text{et} \quad U = [V_{sd} \quad V_{sq} \quad 0 \quad 0]^T$$

3.4 Partie simulation

La validation du modèle de la **Figure3.2** est implante sur Matlab/Simulink. **Figure3.3**

Pour l'étude du modèle du moteur alimenté par une source de courant, et pour une alimentation en courant 7.3A et pour charge de 5 N.m, a donné les résultats de simulation.

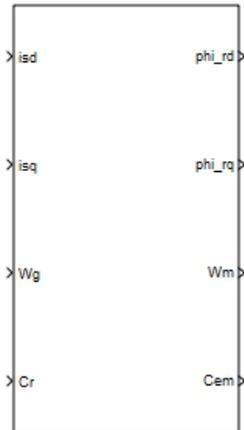


Figure3.2 Représentation du modèle MAS en courant.

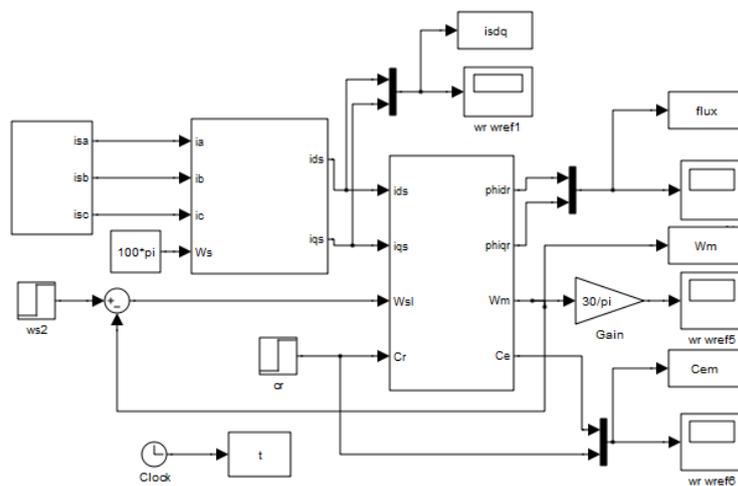


Figure3.3 Schéma de simulation moteur alimenté en courant

Les courants et le flux du rotor sont représentés sur la [figure3.4](#) et de [figure3.5](#), où l'on voit le découplage entre les courants i_{sd} et i_{sq} ainsi que de voir que le flux rotorique avec ses composantes.

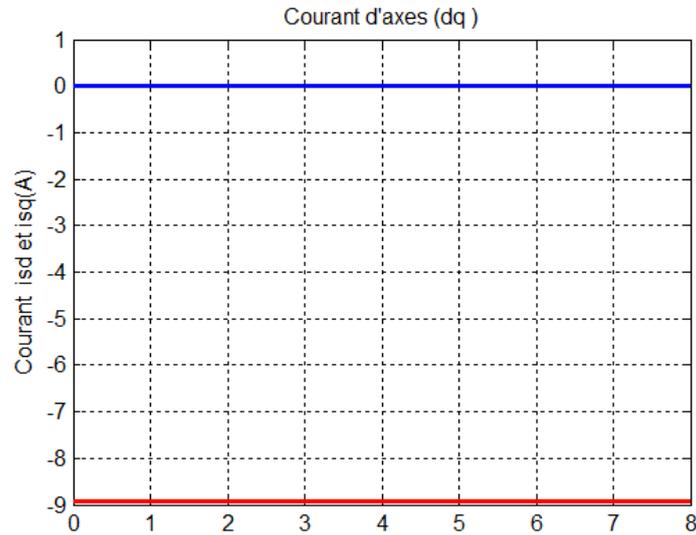


Figure 3.4 Découplage des courants i_{sd} et i_{sq}

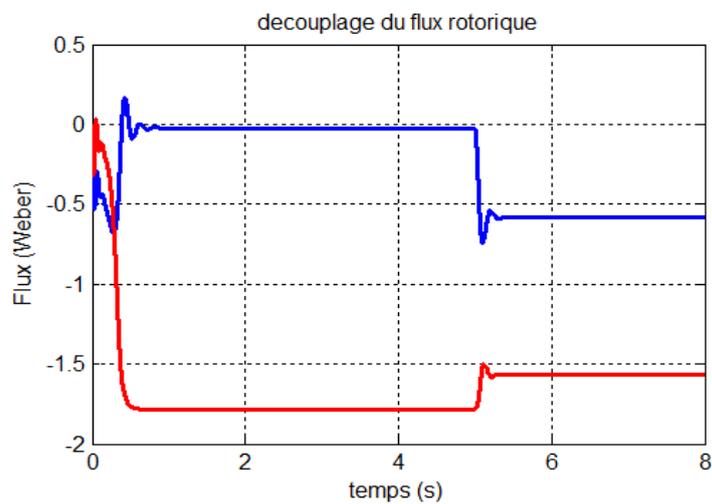


Figure 3.5 Découplage du flux du rotor

Lors de l'application de la charge de 15 Nm à l'instant 5s on remarque que le modèle réagit instantanément à la perturbation de charge développe un couple qui traque la référence et donne l'équilibre avec le couple développé C_{em} . [Figure 3.6](#)

La vitesse est alors démunie à cause de change appliqué et l'équilibre est obtenu presque instantanément pour la vitesse. **Figure3.7**

La validation du modèle est ainsi obtenue, en comparaison à une simulation en tension où le moteur est démarré sur un réseau fort. Ce modèle est retenu pour l'étude de la commande vectorielle.

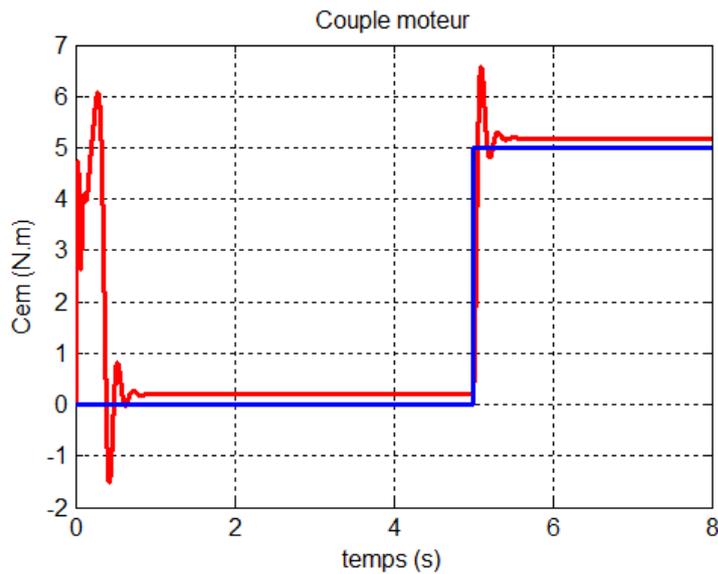


Figure3.6 Courbe du couple de référence avec le couple C_{em}

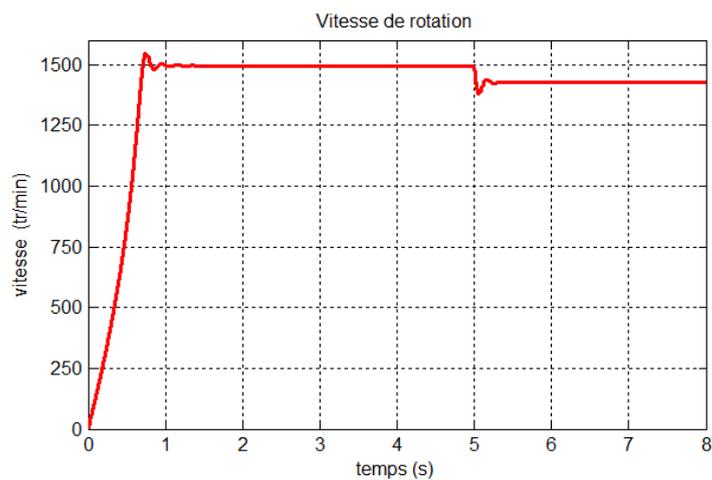


Figure3.7 Courbe de la vitesse

B.Commande vectorielle en courant du moteur asynchrone.

Le but de la commande vectorielle FOC (Field Oriented Control) est de commander le moteur asynchrone comme un moteur à courant continu à excitation indépendante où il existe un découplage naturel entre le flux (produit par le courant d'excitation) et le couple (produit par le courant d'induit). Ce découplage permet d'obtenir une réponse rapide du couple, une grande plage de variation de la vitesse pour une grande variation de charge en régime permanent.

Pour les applications nécessitant des performances dynamiques importantes et précises, il faut agir directement sur le couple instantané en temps réel. Ceci est facile pour un moteur à courant continu, où la force magnétomotrice a un angle droit avec l'axe du flux inducteur quelque soit la vitesse de rotation, ainsi le couple est proportionnel au produit du flux inducteur et du courant d'induit.

Si le moteur à courant continu est excité séparément avec un flux inducteur constant, le couple est directement proportionnel au courant d'induit, on obtient donc de bonnes performances dynamiques puisque le couple peut être contrôlé aussi rapidement que le courant d'induit peut l'être.

Par contre, dans un moteur asynchrone, l'angle entre le champ tournant du stator et celui du rotor varie avec la charge, il en résulte des interactions complexes et des réponses dynamiques oscillatoires non prévisibles. Pour reproduire une situation équivalente à celle d'un moteur à courant continu, on utilise la technique de la commande vectorielle ou l'on cherche à avoir un découplage entre le flux et le couple. La commande vectorielle proposée, par Blaschke et Hasse, est de décomposer le vecteur des courants statoriques ou rotoriques en deux composantes, l'une produit le flux, et l'autre produit le couple. Ce qui permet de reconstituer un angle de 90° entre les deux flux du stator et du rotor de la machine en charge, et on obtient une caractéristique similaire à celle du moteur à courant continu à excitation séparée où la vitesse peut être contrôlée à flux constant.

Dans le but d'exploiter les performances de la machine à courant continu à excitation séparée sur la machine asynchrone ; deux savants Blaschke et Hasse ont proposé une méthode

vectorielle pour la commande du moteur asynchrone. La commande vectorielle ou commande à flux orienté a été introduite pour résoudre les problèmes du couplage des variables de la machine.

Le flux et le couple sont deux variables qui sont découplées et commandées indépendamment.

Les travaux de recherches proposent deux méthodes principales :

- Une méthode directe développée par *Blaschke*.
- Une méthode indirecte développée par *Hasse*.

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

Suivant la source d'énergie :

- Commande en tension.
- Commande en courant.

Suivant l'orientation du repère (d, q) :

- Le flux statorique.
- Le flux rotorique.
- Le flux de l'entrefer.

Suivant la détermination de la position du flux :

- Directe par mesure de flux.
- Indirecte par contrôle de la fréquence de glissement.

Dans ce mémoire une commande en courant avec orientation du flux rotorique suivant le repère (d-q).

- **Commande vectorielle directe DFOC**

Dans la commande vectorielle directe DFOC on a besoin d'une bonne connaissance du module du flux et de sa position et ceci quelque soit le régime de fonctionnement du moteur. On utilise en général un capteur à effet hall inséré dans l'entrefer du moteur et une série de mesures est réalisée pour connaître le module de flux et sa position en temps réel.

Mais l'utilisation de ce capteur magnétique complique considérablement l'installation et affecte la fiabilité de l'installation qui est alors affaiblie, donc cette méthode est complexe vu la fragilité de ce capteur, plus encore coût élevé à la production, prix de l'installation et de la maintenance élevés.

- **Commande vectorielle indirecte IFOC**

Dans cette méthode on a besoin seulement de la position du flux et non pas de son module ou encore sa mesure. Donc on a recouru à un capteur de flux rotorique, on fait appel à un estimateur de position du rotor ou encore de la vitesse du rotor.

Donc dans cette méthode le flux rotorique est reconstitué à partir des mesures de courants et des tensions statoriques.

Ou encore le flux rotorique est estimé à partir des courants mesurés au stator avec la vitesse mécanique du rotor en utilisant les équations du circuit du rotor.

3.5 Commande vectorielle à flux rotorique MAS alimenté en courant.

D'après le modèle vectoriel décrit par les vecteurs de tensions, de flux et de courants en coordonnées complexes on obtient.

$$\begin{cases} \bar{V}_{sa} = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} + j\omega_s \bar{\varphi}_s \\ 0 = R_r \bar{i}_r + \frac{d\bar{\varphi}_r}{dt} + j\omega_r \bar{\varphi}_r \end{cases} \quad (3.7)$$

$$\begin{cases} \bar{\varphi}_s = L_s \bar{i}_s + M \bar{i}_r \\ \bar{\varphi}_r = L_r \bar{i}_r + M \bar{i}_s \end{cases} \quad (3.8)$$

$$\bar{i}_r = \frac{\bar{\varphi}_r}{L_r} - \frac{M}{L_r} \bar{i}_s \quad (3.9)$$

L'équation (2) donne,

$$\bar{\varphi}_s = \sigma L_s \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \bar{\varphi}_r \quad (3.10)$$

En remplaçant les équations (3) et (4) dans (1) on obtient.

$$\begin{cases} \bar{V}_{sa} = R_s \bar{i}_s + \frac{d}{dt} \left(\sigma L_s \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \bar{\varphi}_r \right) + j\omega_s \left(\sigma L_s \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \bar{\varphi}_r \right) \\ 0 = R_s \left(\frac{\bar{\varphi}_r}{L_r} - \frac{M}{L_r} \bar{i}_s \right) + \frac{d\bar{\varphi}_r}{dt} + j\omega_r \bar{\varphi}_r \end{cases} \quad (3.11)$$

En séparant les parties réelles et imaginaires et avec $\bar{\varphi}_r = \varphi_{rd} + j\varphi_{rq}$ et $\bar{i}_s = i_{sd} + ji_{sq}$

On obtient les composantes de courants dans le plan (dq);

3.5.1 Equation de flux rotorique

$$i_{sd} = \frac{T_r s + 1}{M} \varphi_r \quad (3.12)$$

$$i_{sq} = \frac{T_r \omega_r}{M} \varphi_r \quad (3.13)$$

Le flux est complètement contrôlé par i_{sd} .

3.5.2 Equation de couple

En partant de l'équation de la tension rotorique du système (1) et en posant $\bar{V}_r = V_{rd} + jV_{rq}$

$$\begin{cases} V_{rd} = R_s i_{rd} + \frac{d}{dt} \varphi_{rd} - \omega_r \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r \varphi_{rq} + \frac{d}{dt} \varphi_{rd} + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (3.14)$$

L'orientation de flux imposé par les équations du système pour $\varphi_{rd} = \varphi_r$ (8) ;

$$\begin{cases} \varphi_{rq} = 0 \\ \varphi_{rd} = \varphi_r \\ i_{rq} = 0 \end{cases} \quad (3.15)$$

Les équations (9) sont portées dans les équations aux flux ;

$$\begin{cases} \varphi_r = M i_{sd} \\ \varphi_{rd} = 0 = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (3.16)$$

On obtient alors

$$i_{rq} = -\frac{M}{L_r} i_{sq} \quad (3.17)$$

Et en remplaçant l'équation 10 dans l'équation mécanique on obtient pour le couple.

$$C_{em} = -\frac{pM}{L_r} \varphi_r \cdot i_{sq} \quad (3.18)$$

Ou encore le couple est

$$C_{em} = -\frac{pM^2}{L_r} i_{sd} \cdot i_{sq} \quad (3.19)$$

Donc le couple est similaire à celui d'un moteur à courant continu à excitation séparée. On obtient un découplage entre le flux contrôle par i_{sd} et le couple contrôle par i_{sq} .

Pour l'analyse de l'étude on utilise les composantes du courant du stator et $\bar{i}_s = i_{sd} + j i_{sq}$

Et du flux du rotor $\bar{\varphi}_r = \varphi_{rd} + j \varphi_{rq}$ avec la vitesse de glissement pour former l'équation d'état.

Pour les composantes de flux on a ;

$$\dot{\varphi}_{rd} = -\frac{1}{T_r} \varphi_{rd} + \omega_g \varphi_{rq} + \frac{L_m}{T_r} i_{sd} \quad (3.20)$$

$$\dot{\varphi}_{rq} = -\frac{1}{T_r} \varphi_{rd} - \omega_g \varphi_{rd} + \frac{L_m}{T_r} i_{sq} \quad (3.21)$$

Le couple dans ce cas est ;

$$C_{em} = np \frac{L_m}{L_r} (i_{sq} \cdot \varphi_{rd} - i_{sd} \cdot \varphi_{rq}) \quad (3.22)$$

Pour la commande vectorielle l'orientation est réalisée par

$$\varphi_{rd} = \varphi_r \quad \text{et} \quad \varphi_{rq} = 0$$

Après simplification des équations (14) et (15) on a ;

$$\dot{\varphi}_{rd} = -\frac{1}{T_r} \varphi_{rd} + \frac{L_m}{T_r} i_{sd} \quad (3.23)$$

Le glissement est ;

$$\omega_g = \frac{1}{\varphi_r} \frac{L_m}{T_r} i_{sq} \quad (3.24)$$

Le couple du moteur est,

$$C_{em} = np \frac{L_m}{L_r} i_{sq} \cdot \varphi_{rd} \quad (3.25)$$

3.5.3 Bloc de défluxage

L'introduction du bloc de défluxage permet un fonctionnement à couple constant pour les vitesses inférieures à la vitesse nominale. De plus pour un fonctionnement à puissance constante est réalisée avec affaiblissement de flux pour des vitesses supérieures à vitesse nominale. **Figure3.8**

$$\varphi_{nom} = \varphi_r \quad \text{pour} \quad n_{nom} \leq n_r \quad \text{sous vitesse}$$

$$\varphi_r = \frac{n_{nom}}{n_r} \varphi_{nom} \quad \text{pour} \quad n_{nom} > n_r \quad \text{sur vitesse}$$

- n_{nom} Vitesse de rotation nominale
- φ_{nom} Flux nominal

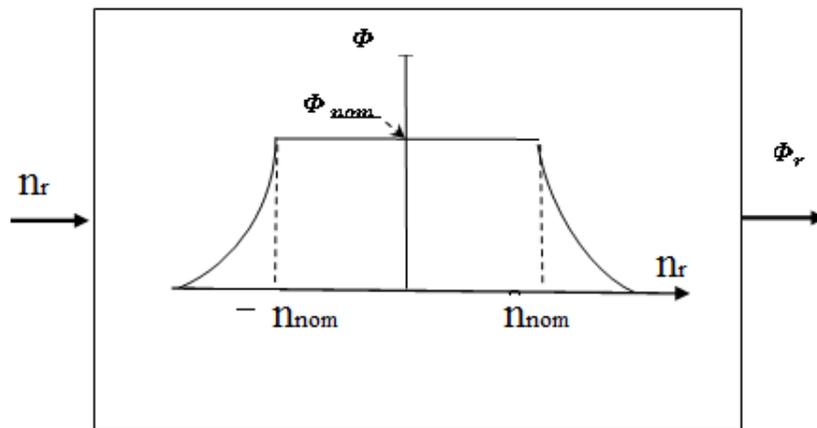


Figure 3.8 Bloc de défluxage

3.6 Calcul des régulateurs de flux et de vitesse

3.6.1 Calcul du régulateur de vitesse

Le régulateur de vitesse est de type PI ; le schéma de régulation de vitesse de la partie mécanique est alors. [Figure 3.9](#)

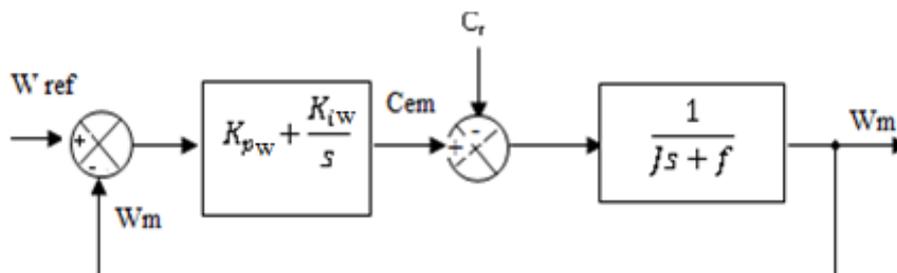


Figure 3.9 (a) Schéma bloc de régulation de la vitesse de rotation

La fonction de transfert de la figure en boucle ouverte BO pour un couple nul de la charge $C_r=0$;

$$F_{\omega m}(s) = \frac{k_{p\omega}s + k_{i\omega}}{s(js + f)} \quad (3.26)$$

La fonction de transfert de la figure en boucle fermée BF

$$G_{\omega m}(s) = \frac{k_{pw}s + k_{iw}}{js^2 + (k_{pw} + F)s + k_{iw}} \quad (3.27)$$

L'équation (21) possède une dynamique d'un système de deuxième ordre et d'après la forme réduite on a par identification ;

$$\frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} s + 1} \quad (3.28)$$

Avec

$$\frac{J}{k_{iw}} = \frac{1}{\omega_n^2} \quad (3.29)$$

Et

$$\frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{k_{pw} + f}{k_{iw}} \quad (3.30)$$

On peut alors pour un coefficient d'amortissement $\xi = 1$ trouver ;

$$k_{iw} = J \cdot \omega_n^2 \quad (3.31)$$

Et

$$k_{pw} = 2J \cdot \omega_n - f \quad (3.32)$$

3.6.2 Calcul du régulateur de flux

La fonction de transfert en BO pour le flux [Figure3.9](#) est ;

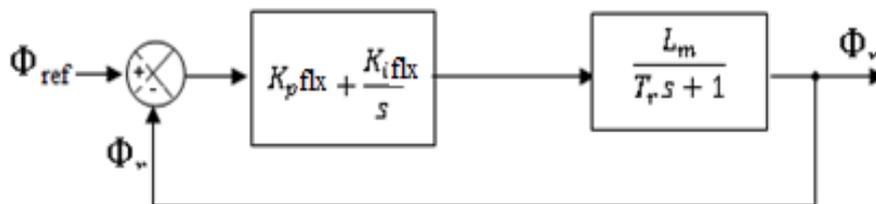


Figure3.9 (b) Schéma bloc de régulation de flux

100 rad/s consignent désirée. Un filtre du 1^{er} degré est prévu pour réduire les transitoires.

Le découplage est présent sur les courants en [Figure3.12](#) et pour les flux sur la [Figure3.13](#)

On remarque bien la robustesse de la vitesse même en présence de la variation de la charge.

La charge suit la consigne à vite sur une durée de 3s secondes et d'une charge en escalier

d'un bon de 3 N.m pour une durée de 5s. [Figure3.14](#) La stabilité de la commande est visible

même en présence de la variation instantanément de la charge appliquée.

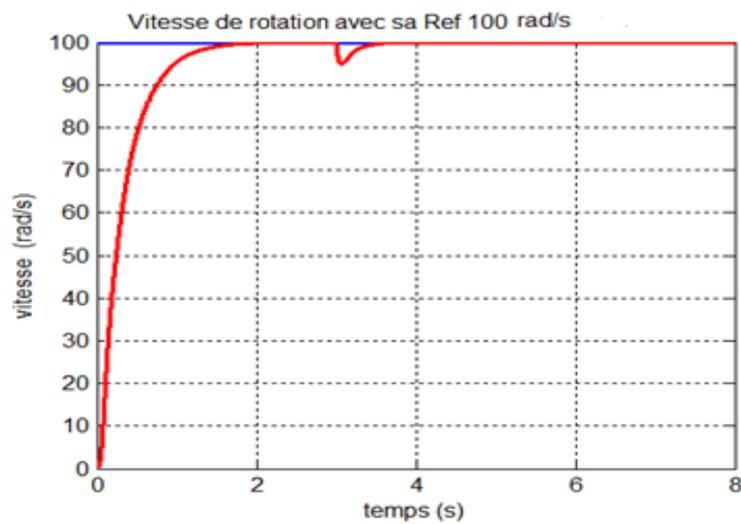


Figure3.11 Vitesse du rotor en commande vectorielle directe DFOC

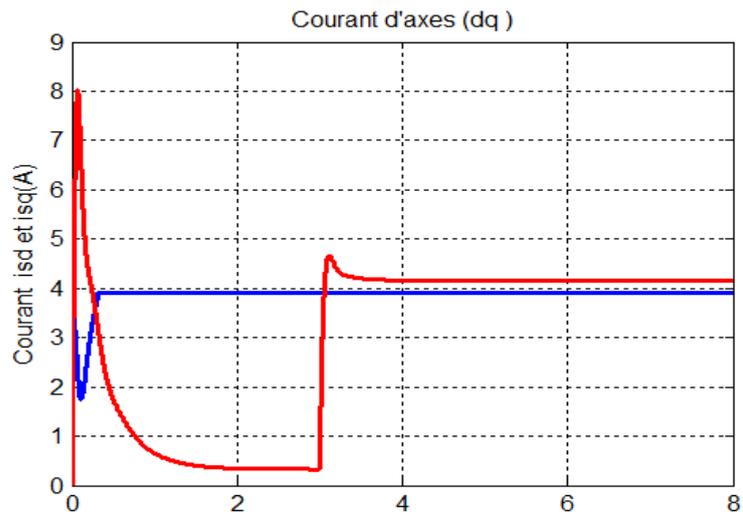


Figure3.12 Découplage des courants commande vectorielle directe DFOC

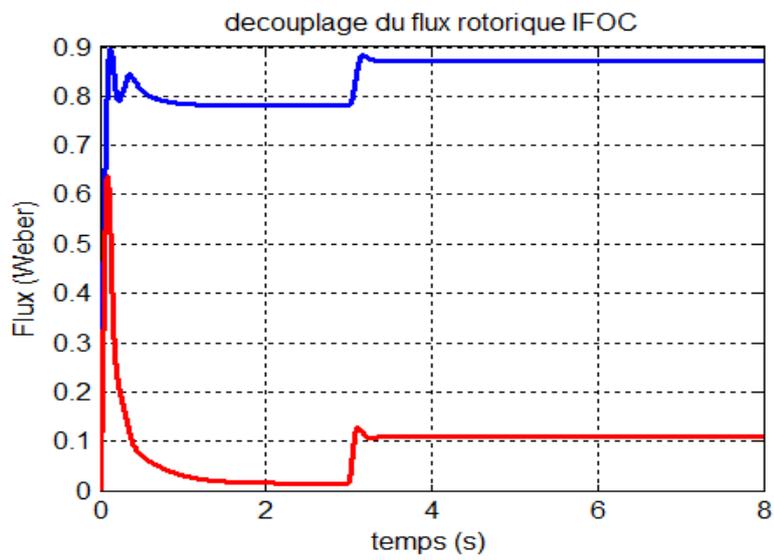


Figure3.13 Découplage du flux rotor commande vectorielle directe

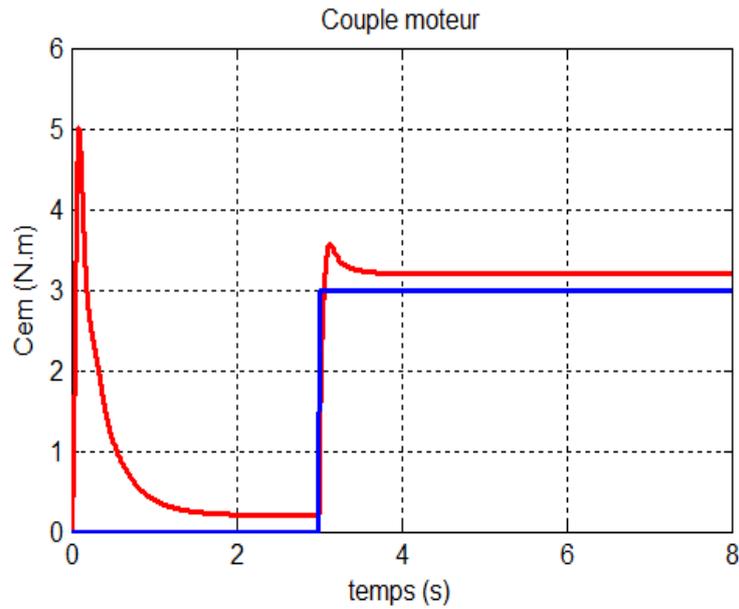


Figure3.14 Couple électromagnétique en commande vectorielle directe

3.7.2 Simulations de la Commande indirecte IFOC

Simulation de la commande vectorielle indirecte est faite avec le modèle de la [Figure3.15](#) figure, on applique un échelon en diminution de la vitesse de 100 rad/s à un bon de 50 rad /s [Figure3.16](#) par sur un temps de simulation de 5 s.

Le découplage des courants [Figure3.17](#) et du flux du rotor [Figure3.18](#) sont encore assurée par la commande indirecte.

La vitesse suit sa trajectoire de référence et e couple suit sa consigne de la charge de 5 Nm avec une observation d'un petit écart pour le couple électromagnétique et le couple de référence appliquée. [Figure3.19](#)

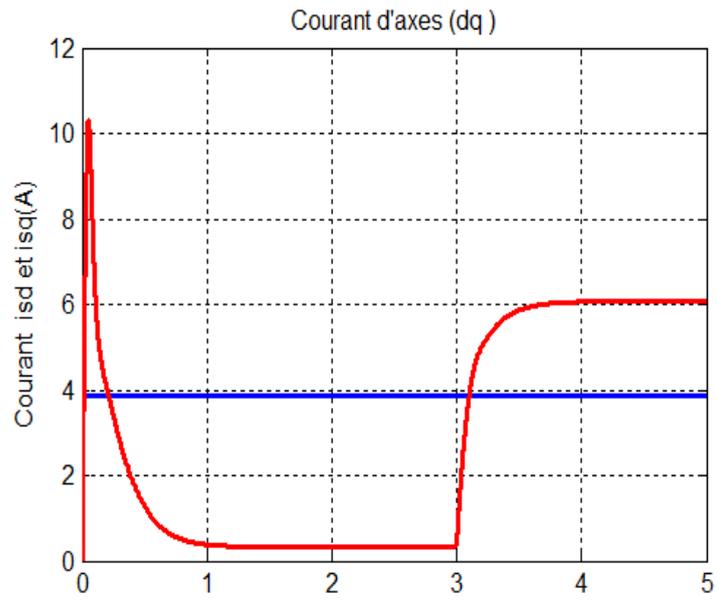


Figure3.17 Découplage des courants en IFOC

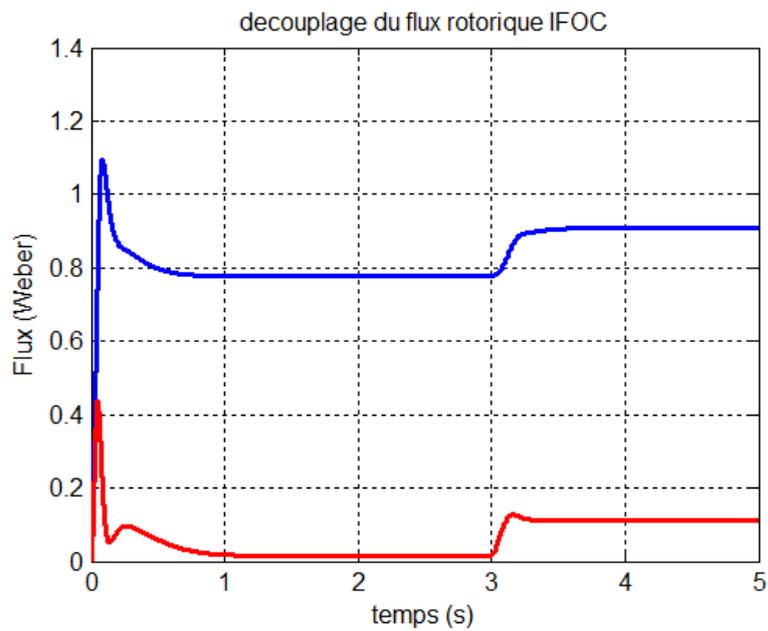


Figure3.18 Découplage du flux du rotor en IFOC

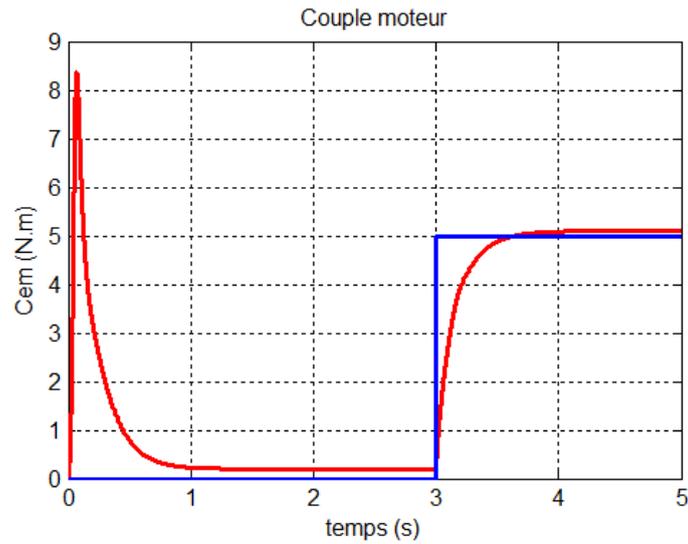


Figure3.19 Couple électromagnétique en commande vectorielle in directe IFOC

3.8 Conclusion

Dans ce chapitre on a étudié et élaborer le modèle du moteur asynchrone en courant. Ce modèle est sujet pour l'étude de la commande vectorielle directe et de la commande vectorielle indirecte.

Les simulations du modèle en DFOC et IFOC, montrent qu'on peut utiliser le moteur asynchrone avec une commande convenable pour des processus à charges variable ou à vitesse variable.

Conclusion générale

Ce travail résumé dans ce mémoire montre les performances de la modélisation et la simulation en utilisant des logiciels adéquats et spécialisés dans l'élaboration des études sur les machines asynchrones et leurs commandes.

L'étude de la commande vectorielle directe et de la commande vectorielle indirecte

Ont montrés que les variateurs actuels de vitesse sont bien meilleur du point de vue cout et rendement que variateurs classique à base de moteur asynchrone.

Le moteur asynchrone- convertisseur électronique est une solution compétitive pour une longue période et ce mode de commande vectorielle est viable dans le futur.

Bibliographie

- [1] Francis Milsant Machines synchrones et asynchrones ellipses
- [2] R Merat R Moreau Electrotechnique édition BERTI
- [3] G.Segulier Electronique de puissance DUNOD
- [4] JL Dalmasso Electronique de puissance - commutation DIA BELIN
- [5] M. MEZAACHE, «Etude d'une association MAS-Onduleur à deux et trois niveaux», Mémoire d'ingénieur en électrotechnique, Option maintenance en génie électrique, Université de BATNA, Promotion 2008.
- [6] R.Abdessemmed « Modélisation et simulation des machines électriques » Ellipses Marketing, EditionTechnosup,2011
- [7] L. Baghli, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques", Thèse de Doctorat de l'Université de Nancy I, France, 1999
- [8] Y.Bekakra «Contribution à l'Etude et à la Commande Robuste d'un Aérogénérateur Asynchrone à Double Alimentation». These De Doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra. 2014
- [9] T, Riad, «Contibution a la commande directe du couple la machine asynchrone», Mémoire de doctorat en Electrotechnique, Option machine électrique, 2008
- [10]] G BUCHE " commande vectorielle de la machine asynchrone en environnement temps réel Matlab/Simulink ", PFE Grenoble2001
- [11] R. Messaoudi, " Contribution à l'étude des MAS à haut rendement (type E.E.L d'AZAZGA)",. Mémoire d'ingénieur d'Electromécanique. Université de M'sila, juin 2004
- [12] Akkouchi Kamel 'Commande directe de couple DTC d'une machine asynchrone ' Thèse de Magistère - Université de ANNABA 2007
- [13] H.Benderradji « Contribution à la Commande Robuste de la Machine à Induction ». Thèse de Doctorat, Université De Batna. 2013
- [14] Zekkour Abdelhamid 'Contrôle Direct de Couple (DTC) de la machine à induction' The International Conference On Electronics & Oil University Ouargla- 2013
- [15] Lotfi Baghli 'Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone' IUFM de Lorraine – UHP 2004.
- [16] J. Chatelain 'Machines Electriques' Vol. X - Traité d'Electricité, Presses polytechniques romandes, Lausanne, 1983.
- [17] Akkouchi Kamel 'Commande directe de couple DTC d'une machine asynchrone ' Thèse de Magistère - Université de ANNABA 2007
- [18] Lamia Youb 'commande directe de couple et commande vectorielle de la machine asynchrone ' journal' automatique et ordinateurs'

ANNEXE

PARAMETRES DE LA MACHINE.

Puissance nominale	1.5 Kw
Nombre de phases	3
Tension statorique nominale	220V
Vitesse nominale	1500 Tr/min
Courant nominale	3.64/6.31 A
Résistance statorique	4.85 Ω
Résistance rotorique	3.805 Ω
Inductance cyclique statorique	0.274H
Inductance cyclique rotorique	0.274H
Inductance mutuelle	0.258H
Nombre de pôles	4
Moment d'inertie	0.031Kg/m ²
Coefficient de frottement	0.008N.m.s/rd