

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Mohamed Seddik Ben Yahia - Jijel
Faculté des Sciences et de la Technologie



جامعة محمد الصديق بن يحيى - جيجل
كلية العلوم والتكنولوجيا

Département D'Électrotechnique

Mémoire

Présentée en vue de l'obtention du diplôme

Master en Electromécanique

Option : Electromécanique

Thème

Modélisation dynamique d-q d'une machine asynchrone

Par :

Mr / Wedad Isselmou

et

Mr / Moctar Ellahi Mohamed El Mamy

Travail proposé et dirigé par :

Mr / Boukhenaf Messaoud

Promotion 2021

Université Mohamed Seddik Ben Yahia - Jijel
PB 98, Ouled Aissa. 18000. Algérie. Tél : +213 34 50 11 89
<http://www.univ-jijel.dz>

Remerciements

Tout d'abord nous remercions Allah le tout puissant qui nous éclairé le bon chemin.

*Nous tenons à remercier très vivement notre encadreur **Boukhenaf Messaoud** qui est un potentiel infini pour les conseils avisés et l'encouragement constant.*

Enfin nous associons nos remerciements à toute personne d'étant montre coopérant de près ou de loin à la réalisation de ce mémoire de fin d'études. Ainsi que tous les professeurs qui ont contribué à notre formation.

Dédicaces

*Nous dédions ce mémoire à nos familles
et à nos amis proches...*

Abréviation

Abréviation :

MAS : Machine asynchrone

V_s^{abc} : Le vecteur de tension statorique

V_r^{abc} : Le vecteur de tension rotoriques

i_s^{abc} : Le vecteur de courant statorique

i_r^{abc} : Le vecteur de courant rotoriques

i_s^{qd0} : Courant statorique suivant l'axe q, d ou 0

ϕ_s^{abc} : Le vecteur de flux statorique

ϕ_r^{abc} : Le vecteur de flux rotoriques

r_s : Désigne les résistances par phase du stator

r_r : Désigne les résistances par phase du rotor

L_{ss} : L'inductance propre d'une phase statorique

L_{rr} : L'inductance propre d'une phase rotorique

L_{sm} : L'inductance mutuelle entre phase statorique

L_{rm} : L'inductance mutuelle entre phase rotoriques

L_{sr} : L'inductance mutuelle entre phase statorique et rotoriques

L_{ls} : L'inductance de fuite du stator

L_{lr} : L'inductance de fuite du rotor

L_m : L'inductance magnétique du stator en ohm

θ : Position angulaire du stator

ω : Pulsation électrique du système d'axe dq0

ω_r : Pulsation électrique rotorique

ω_b : Fréquence de base

Abréviation

f : La fréquence d'alimentation

p : Le nombre de pôles de la machine

T_L : Le couple mécanique appliqué par la charge

T_e : Le couple moteur

J : La constante d'inertie

T_{qd0} : La matrice de transformation dq0

L_{ss}^{abc} : Matrice d'inductance propre du stator

L_{rr}^{abc} : Matrice d'inductance propre du rotor

L_{sr}^{abc} : Matrice d'inductance Mutuelle stator-rotor

L_{rs}^{abc} : Matrice d'inductance Mutuelle rotor-stator

F_{dqs} : Les variables de liaison de flux statorique par unite (pu)

F_{dqr} : Les variables de liaison de flux rotorique par unite (pu)

—

V : Vecteur d'espace de tension

—

i : Vecteur d'espace de courant

—

ϕ : Vecteur d'espace de flux

Γ : Inductance inverse

ω_e : vitesse dans le repère d-q

ω_m : vitesse du rotor

Les opérateurs :

$\otimes \Rightarrow$ Produit vectoriel $\bullet \Rightarrow$ Produit scalaire $M \Rightarrow$ Rotation

Sommaire

Sommaire :

Introduction générale	1
Chapitre I : Généralités sur le moteur asynchrone.....	3
I.1 Introduction	3
I.2 Constitution d'un moteur asynchrone triphasé	3
I.2.1 Stator	4
I.2.2 Rotor	5
I.2.2.1 Rotor à cage d'écureuil	6
I.2.2.2 Rotor bobiné.....	7
I.2.3 Organes mécaniques	8
I.3. Principe de fonctionnement	8
I.4 Schéma monophasé équivalent.....	11
I.5 Essais expérimentaux [7].....	13
I.5.1 Tests	13
I. 5.1.1 Essai à courant continu	14
I. 5.1.2 Essai à rotor bloqué.....	14
I.5.1.3 Essai à vide	15
I.5.2 Exploitation des résultats	17
I.5.2.1 Essai à courant continu	17
I.5.2.2 Essai à rotor bloqué.....	17
I.5.2.3 Essai à vide (à la vitesse synchrone).....	18
I.5.3 Correction des paramètres.....	19
I.5.3.1 Etude préliminaire.....	19
I.5.3.2 Programmation.....	21
I.6 Conclusion	22
II. Modèles usuels de la machine asynchrone à cage	23
II.1 Introduction	23
II.2 Généralités sur la modélisation des machines asynchrones	23
II.2.1 Méthodes de modélisation	23
II.2.1.1 Modèles physiques	24
II.2.1.1.1 Méthode des éléments finis	24
II.2.1.1.2 La méthode des réseaux de perméances	25
II.2.1.1.3 Modélisation analytique par CEMC (CEMC-A).....	25
II.2.1.1.4 Modèle triphasé-triphasé de la machine asynchrone	25

Sommaire

II.2.1.1.5 Méthode des circuits électriques magnétiquement couplés.....	26
II.2.1.2 Les modèles comportementaux	26
II.2.1.2.1 Modèles basés sur l'estimation paramétrique.....	26
II.2.1.2.2 Modèle basé sur la reconnaissance des formes	26
II.2.2 Comparaison des méthodes de modélisation.....	27
II.3 Approche analytique.....	30
II.3.1 Modèle vecteur d'espace (Unités SI) [14].....	31
II.3.1.1 Équations du système électrique.....	31
II.3.1.2 les équations des flux statoriques et rotoriques	31
II.3.1.3 Équations du système mécanique	31
II.3.1.4 Modèle vecteur d'espace (Simulink).....	32
II.3.2 L'approche des circuits électriques magnétiquement couplés [15]	33
II.3.2.1 Modèle de la machine asynchrone à cage à l'état sain	33
II.3.2.2 Modèle avec rupture de barre rotorique	36
II.3.2.3 Modèle avec enroulements de stator en court-circuit.....	38
II.3.3 Modèle en vue de la commande [24].....	41
II.3.3.1 Théorie.....	41
II.3.3.2 Modèle mathématique	42
II.3.3.3 Modèle dynamique	45
II.6 Conclusion.....	48
Chapitre III : Simulation de la machine asynchrone.....	49
III.1 Introduction	49
III.2 Outils de simulation MATLAB/SIMULINK	49
III.2.1 MATLAB [26]	49
III.2.2 Simulink [27].....	50
III.3 Modèle dynamique d-q.....	51
III.3.1 Le bloc d'alimentation de la machine	51
III.3.2 Modèle à étudier.....	64
III.3.3 Simulation et résultats	64
III.4 Conclusion	68
Conclusion générale et perspective	69
Bibliographies	70
Annexe	73

Liste des figures

Liste des figures :

Figure I.1: Machine asynchrone	4
Figure I.2: Eléments de constitution d'une machine asynchrone.....	4
Figure I.3: Stator d'un moteur asynchrone	5
Figure I.4: Symboles électriques du moteur asynchrone à rotor bobiné (a)et à cage d'écureuil (b).....	6
Figure I.5: Rotor à cage d'écureuil	6
Figure I.6: Rotor bobiné	7
Figure I.7: Schéma de principe d'un rotor bobiné.....	7
Figure I.8: Schéma symbolique du stator	8
Figure I.9: Position du rotor et du stator dans une machine parfaite	9
Figure I.10: Représentation des forces appliquées au rotor	11
Figure I.11: Circuit équivalent de la machine asynchrone à cage	13
Figure I.12 : Salle de TP de Polytech-Lille	13
Figure I.13 : Circuit de montage pour mesurer la résistance statorique en cc [8]	14
Figure I.14 : Circuit équivalent du moteur asynchrone à cage à rotor bloqué [8].....	15
Figure I.15 : Circuit de montage de l'essai à vide [8]	15
Figure I.16 : Circuit équivalent du moteur asynchrone à cage à vide	16
Figure II.1: Les méthodes utilisées pour modéliser un moteur asynchrone	24
Figure II.2: Comparaison entre les différentes approches de modélisation en fonction de précision et le temps d'exécution.....	30
Figure II.3: Modèle vecteur d'espace d'une machine asynchrone à cage	32
Figure II.4: Représentation des enroulements statoriques et rotoriques	42
Figure II.5: Bloc fonctionnel de l'onde sinusoïdale comme entrée	46
Figure II.6: Bloc fonctionnel de la S-fonction	46
Figure II.7: Bloc fonctionnel du temps de simulation.....	47
Figure II.8: Modèle dynamique de la machines asynchrones à cage	47
Figure III.1 : Environnement MATLAB	50
Figure III.2: Librairie SIMULINK.....	51
Figure III.3: Modèle d'alimentation (tensions statoriques triphasées)	52
Figure III.4: Transformation des tensions triphasé-biphasé.....	53
Figure III.5: sous-modèle pour changement de repère V_{qs}^s, V_{ds}^s à V_{qs}, V_{ds}	53
Figure III.6: sous-modèle pour calculer F_{qs}	59
Figure III.7: sous-modèle pour calculer F_{ds}	59
Figure III.8: sous-modèle pour calculer F_{qr}	60
Figure III.9: sous-modèle pour calculer F_{dr}	60
Figure III.10: Sous-modèle pour calculer F_{qm}, F_{dm}	61
Figure III.11: Sous-modèle pour calculer i_{qs}	61
Figure III.12: Sous-modèle pour calculer i_{qr}	61
Figure III.13: Sous-modèle pour calculer i_{ds}	62
Figure III.14: Sous-modèle pour calculer i_{dr}	62

Liste des figures

Figure III.15: Modèle SIMULINK d'un moteur asynchrone à cage	63
Figure III.16: Modèle global du moteur asynchrone à cage	64
Figure III.17: Tensions statoriques triphasées	65
Figure III.18 : Tensions V_{ds}	65
Figure III.19: Tensions V_{qs}	66
Figure III.20: Le couple de charge T_L	66
Figure III.21: Courants statoriques triphasés	66
Figure III.22 : Formes d'onde pour le couple moteur T_e	67
Figure III.23: Formes d'onde pour la vitesse ω_r	67

Liste des tableaux

Liste des tableaux :

Tableau I.1 : mesure du courant par variation de tension	14
Tableau I.2: Observation de l'essai à rotor bloqué.....	15
Tableau I.3: observation de l'essai à vide	17
Tableau I.4 : Calcule de la résistance statorique	17
Tableau I.5 : Observations de l'essai à rotor bloqué	18
Tableau I.6 : Résultat d'exploitation	18
Tableau I.7 : les résultats d'essai à vide	19
Tableau I.8: Résultats de correction	21
Tableau I.9: Les paramètres du moteur	21
Tableau II.1 : Comparaison entre Les différentes méthodes de modélisation	28
Tableau III.2 : Les principales librairies du Simulink	51

Introduction générale

Les machines asynchrones sont les plus largement utilisées pour l'application l'entraînement électrique en raison de sa construction simple et robuste et de son entretien facile. Dans les pays industrialisés, plus de 60% de l'énergie électrique consommée est transformée en énergie mécanique par des entraînements utilisant les moteurs électriques.

La modélisation mathématique d'un moteur asynchrone à cage triphasé est une étape importante pour la conception et la maintenance de systèmes d'entraînement de moteur. Il valide le processus et minimise les erreurs de conception pendant le processus de fabrication et de test. La modélisation dynamique se fait à l'aide de la fenêtre SIMULINK de MATLAB.

Le principal avantage de Simulink/MATLAB est qu'il utilise une interface graphique au lieu d'utiliser du code de programmation. Le système est construit en utilisant différents blocs. Un ensemble d'équations différentielles peut être modélisé en interconnectant les différents blocs fonctionnels, chacun exécutant une fonction mathématique spécifique [1], [2].

Les objectifs de notre travail sont :

La mise en œuvre du modèle dynamique d-q de la machine asynchrone, en vue de sa commande, simulé à l'aide de MATLAB/Simulink. Une fois le modèle de la machine est simulé il permet au lecteur de comprendre plus facilement le comportement de la machine asynchrone à cage en régime transitoire et permanent

Pour cela, notre mémoire sera organisé comme suit :

Le premier chapitre présente la constitution du moteur asynchrone triphasé puis le principe de fonctionnement. Nous terminons ce chapitre par des tests expérimentaux pour déterminer les paramètres réels de la machine asynchrone à étudier.

Le deuxième chapitre est consacré à la présentation des méthodes de modélisation suivie des modèles qui nous semblent les plus adéquats pour la simulation de la machine asynchrone de point de vue de la commande et surveillance des défauts (vecteur d'espace sous Matlab Simulink, L'approche des circuits électriques magnétiquement couplés dans le cas équilibré et déséquilibré et enfin model en vue de la commande le plus récent).

Chapitre I : Généralités sur le moteur asynchrone

Le troisième chapitre est consacré à l'explication d'outils de simulation Matlab/Simulink, puis la modélisation et la simulation du modèle choisi (modèle dynamique d-q du moteur asynchrone triphasé).

Nous terminons ce mémoire par une conclusion générale et perspective portant sur l'ensemble du travail effectué.

Chapitre I : Généralités sur le moteur asynchrone

I.1 Introduction

Les moteurs asynchrones triphasés représentent plus de 80 % du parc moteur électrique. Ils sont utilisés pour transformer l'énergie électrique en énergie mécanique grâce à des phénomènes électromagnétiques. Il existe deux types de moteur asynchrone

- Moteur asynchrone monophasé.
- Moteur asynchrone triphasé.

Dans ce qui suit on s'intéresse au moteur asynchrone à cage d'écureuil.

Dans ce chapitre, on va décrire rapidement la constitution du moteur asynchrone puis son principe de fonctionnement. Nous terminons ce chapitre par les essais expérimentaux sur le moteur asynchrone pour découvrir les paramètres du moteur.

I.2 Constitution d'un moteur asynchrone triphasé

La machine asynchrone comprend un stator et un rotor, constitués de tôles d'acier au silicium et comportant des encoches dans lesquelles on place les enroulements. Le stator est fixe, on y trouve les enroulements reliés à la source. Le rotor est monté sur un axe de rotation. Selon que les enroulements du rotor sont accessibles de l'extérieur ou sont fermés sur eux-mêmes en permanence, on définit 2 types de rotor : bobiné ou à cage d'écureuil. Toutefois, nous admettrons que sa structure est, électriquement, équivalente à celle d'un rotor bobiné dont les enroulements sont en court-circuit [3].

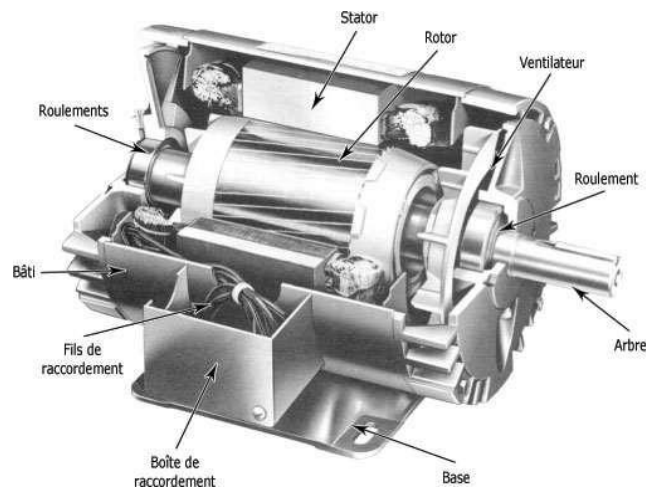


Figure I.1: *Machine asynchrone*

La figure I.2 représente les éléments de constitution de la machine asynchrone à cage d'écureuil

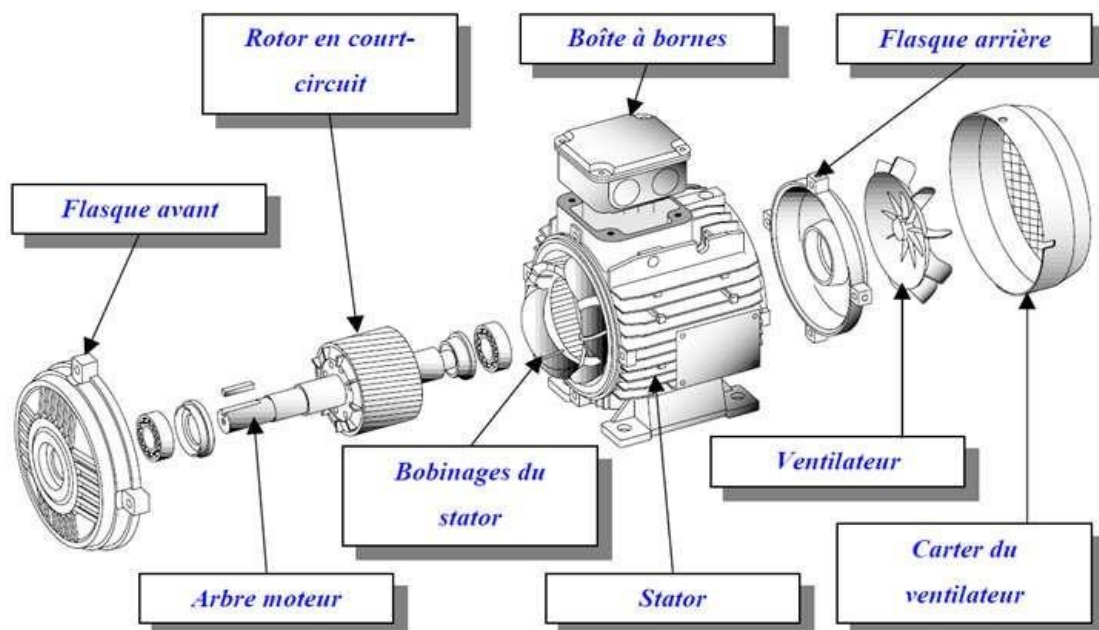


Figure I.2: *Eléments de constitution d'une machine asynchrone*

I.2.1 Stator

Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans les quelles

sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine (Figure I.3). Le bobinage statorique peut se décomposer en 2 parties : les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines [4].

Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique. Les têtes de bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant la circulation judicieuse des courants d'un conducteur d'encoche à l'autre. L'objectif est d'obtenir à la surface de l'entrefer une distribution de courant la plus sinusoïdale possible, afin de limiter les ondulations du couple électromagnétique. [4]

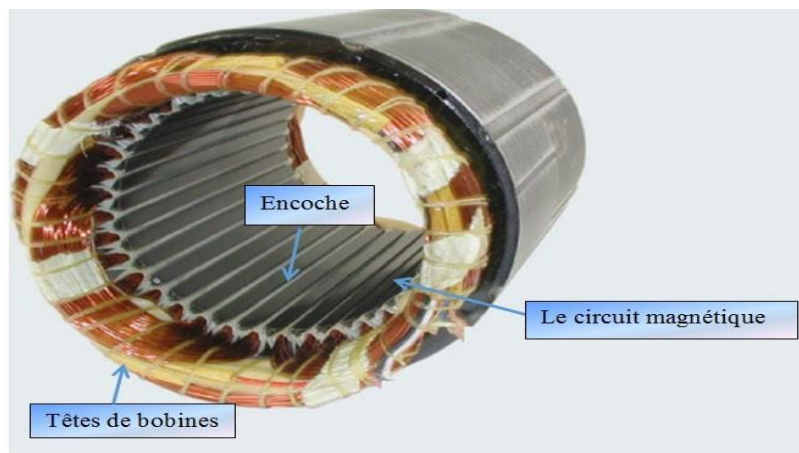


Figure I.3: *Stator d'un moteur asynchrone*

I.2.2 Rotor

C'est l'élément mobile du moteur. Comme le circuit magnétique du stator, il est constitué d'un empilage de tôles minces, isolées entre elles, et formant un cylindre claveté sur l'arbre du moteur. Le rotor est constitué de conducteurs en court-circuit donc n'est relié à aucune alimentation électrique et il tourne à une vitesse (N) inférieure à celle du champ tournant.

Selon la construction du rotor, on peut distinguer deux familles de moteurs asynchrones : Les moteurs à cage dont le rotor forme une cage d'écureuil et les moteurs à bague dont le rotor est bobiné.



Figure I.4: Symboles électriques du moteur asynchrone à rotor bobiné (a) et à cage d'écureuil (b)

I.2.2.1 Rotor à cage d'écureuil

Dans le rotor à cage, les anneaux de court-circuit permettent la circulation des courants d'un conducteur d'encoche (barre rotorique) à l'autre. Ces barres conductrices sont régulièrement réparties, et constituent le circuit du rotor. Cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôles empilés sur l'arbre de la machine analogue à celui du moteur à rotor bobiné. Dans le cas du rotor à cage d'écureuil, les conducteurs sont réalisés par coulage d'un alliage d'aluminium, ou par des barres massives de cuivre perforées et frettées dans les tôles du rotor. Il n'y a généralement pas, ou très peu d'isolation entre les barres rotoriques et les tôles magnétiques, mais leur résistance est suffisamment faible pour que les courants de fuite dans les tôles soient négligeables, sauf lorsqu'il y a une rupture de barre.

Le moteur à cage d'écureuil est beaucoup plus simple à construire que le rotor bobiné, et de ce fait son prix de revient reste inférieur. De plus, il dispose d'une robustesse importante que celle du bobiné, il constitue la plus grande partie du parc des moteurs asynchrones actuellement en service [5].

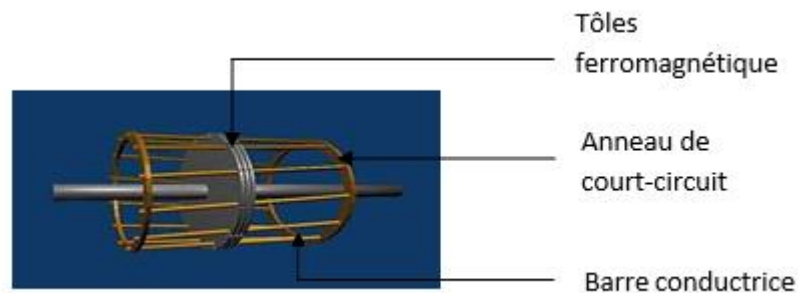


Figure I.5: Rotor à cage d'écureuil

I.2.2.2 Rotor bobiné

Les tôles du rotor sont munies d'encoches dans lesquelles sont placées des conducteurs d'un enroulement triphasé identiques à ceux du stator. Une extrémité de chacun des enroulements est reliée à un point commun (couplage étoile) et l'autre extrémité est reliée à une bague.

On peut accéder à ces bobinages par l'intermédiaire de trois bagues sur lesquelles frottent trois balais, cet accès est plus souvent utilisé pour augmenter le couple de démarrage par l'intermédiaire de résistances situées à l'extérieur de la machine.

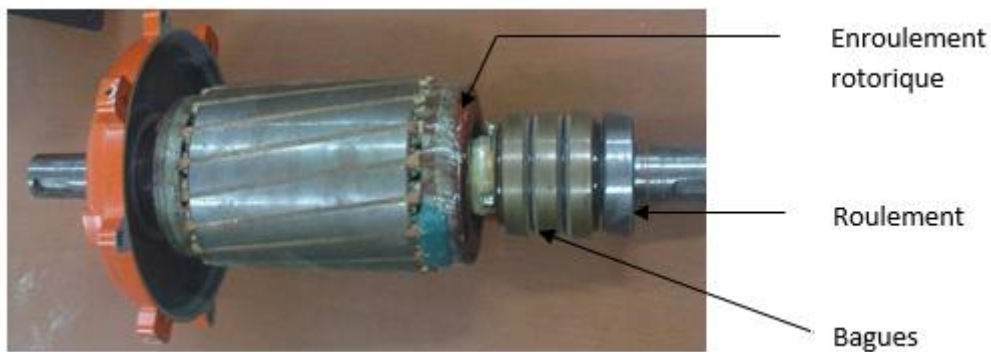


Figure I.6: Rotor bobiné

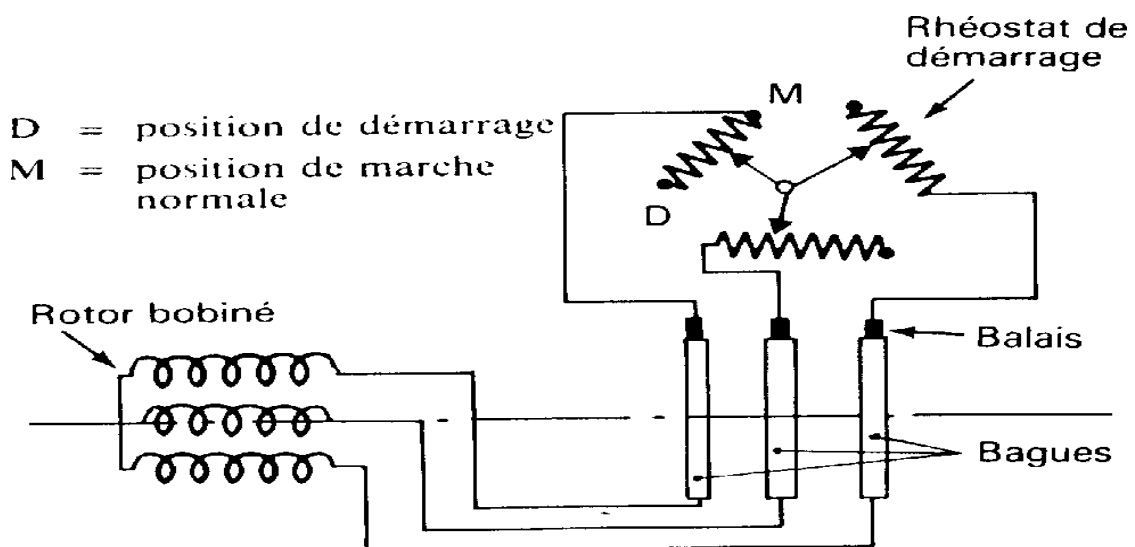


Figure I.7: Schéma de principe d'un rotor bobiné

I.2.3 Organes mécaniques

La carcasse sert le support. Elle joue le rôle d'enveloppe et assure la protection contre l'environnement extérieur. L'arbre est un organe de transmission. Il comprend une partie Centrale qui sert le support au corps du rotor et un bout d'arbre sur lequel est fixé un demi- accouplement. Il est généralement, constitué en acier moulé ou forgé.

I.3. Principe de fonctionnement

Tel que mentionné précédemment, la machine asynchrone est constituée principalement d'un stator et d'un rotor. Ces éléments sont fabriqués à l'aide de matériaux spéciaux et de manière à ce que le moteur asynchrone a cage puisse fonctionner de la meilleure manière possible. Le stator, partie fixe de la machine, est constitué de $3p$ (où p désigne le nombre de paires de pôles) bobines alimentées par un système de tension et de courant triphasé de fréquence f fournies soit par le réseau électrique, soit par le variateur. Le déphasage entre les tensions et les courants des trois phases est de $2\pi/3$ radians. Cependant, chaque p série comporte trois bobines qui sont séparées de $2\pi/3$ les unes des autres. Ainsi, nous pouvons ramener l'explication du principe de fonctionnement de la machine asynchrone à 3 enroulements que nous notons "a", "b" et "c". (La Figure I.6) illustre une schématisation symbolique du stator.

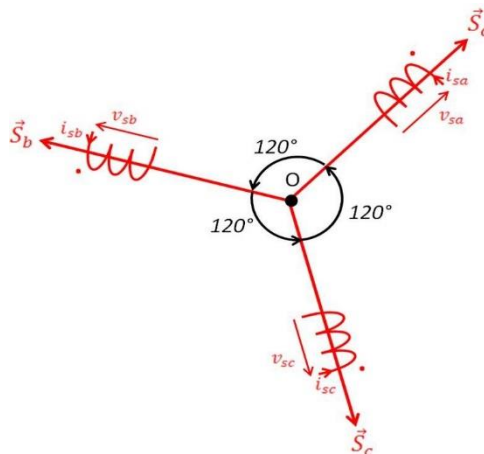


Figure I.8: Schéma symbolique du stator

Les courants qui traversent les bobines du stator créent un champ magnétique tournant \vec{B}_s dans l'entrefer tel que :

$$\vec{B}_s = B_0 \cos(2\pi ft) \quad (\text{I.1})$$

Où B_0 est l'amplitude maximum du champ magnétique, f dénote la fréquence d'alimentation de la machine asynchrone, et t représente la fonction temporelle de l'oscillation. L'entrefer est l'espace vide entre le stator et le rotor tel qu'illustré à la figure ci-dessous

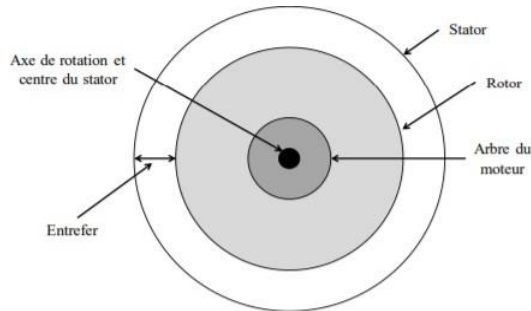


Figure I.9: Position du rotor et du stator dans une machine parfaite

Ce champ tournant possède une vitesse de rotation dite de synchronisme et égale à :

$$n_s = \frac{f}{p} [\text{tr/s}] \quad (\text{I.2})$$

Où :

$$\Omega_s = \omega_s = \frac{2\pi f}{p} [\text{rad/s}] \quad (\text{I.3})$$

Où n_s est le nombre de tours par seconde de champ tournant, f dénote la fréquence d'alimentation de la machine asynchrone, p représente le nombre de paires de pôles, et ω_s (ou Ω_s) est la vitesse du champ tournant en radians par seconde.

Le champ magnétique créé par le stator tourne autour du rotor (à l'arrêt lors du démarrage) afin de créer grâce à son flux des courants induits dans les barres du rotor. D'après la loi de Lenz, les courants induits s'opposent par leurs effets à la cause qui leur a donné naissance. La circulation des courants dans la cage du rotor est possible, car le circuit est fermé, et par conséquent, des forces de Laplace en résultent. Cette force est différente en tout point de la cage. Ce phénomène permet de créer un couple et de faire démarrer le moteur asynchrone. En effet, si le flux du champ

Chapitre I : Généralités sur le moteur asynchrone

magnétique du stator n'était pas variant autour du rotor, les courants rotoriques seraient égaux, ainsi que les forces de Laplace se compenseraient. S'il n'existe aucune différence de force, la somme des forces serait nulle ainsi que le couple. Le moteur ne pourrait donc pas démarrer.

Le nombre de pôles au rotor doit être égal au nombre de pôles au stator. Pour une cage d'écureuil, cette condition est automatiquement vraie. En effet, la cage d'écureuil est conçue pour qu'elle soit symétrique. Ainsi deux barres distantes de $2\pi/3$ constituent une spire et ont des forces électromotrices opposées.

Heureusement, la vitesse de rotation mécanique du rotor ne rattrape jamais la vitesse de synchronisme du champ tournant. Ainsi, il subsiste une différence de force, et donc de couple grâce à la condition :

$$n_s > n_m \quad (I.4)$$

Où n_s est le nombre de tours par seconde du champ tournant, et n_m représente le nombre de tours par seconde du rotor (ou de l'arbre de sortie).

Cette différence de vitesse définit ce que nous appelons le glissement donné par l'équation (I.5) :

$$g = \frac{n_s - n_m}{n_s} = \frac{\Omega_s - \Omega_m}{\Omega_s} \quad (I.5)$$

Où g représente le ratio du glissement de la machine asynchrone

Le glissement est également un des critères à l'origine des courants rotoriques puisqu'il réside dans la différence de grandeur entre n_s et n_m . Par conséquent, la fréquence des courants rotoriques proportionnelle au glissement peut être exprimée par la relation (I.6)

$$n_r = n_s - n_m \quad \text{Où} \quad f_r = pgn_s = \frac{p(n_s - n_m)}{n_s} . n_s = g . f_s \quad (I.6)$$

Où f_r est la fréquence des courants rotoriques et f_s est la fréquence des courants statoriques. Il faut savoir que les courants rotoriques de fréquence f_r crée une induction rotoriques tournante d'une vitesse égale à :

$$\Omega_r = \omega_r = \frac{2\pi f_r}{p} = \frac{2\pi g f_s}{p} \quad (I.7)$$

Où Ω_r (ou ω_r) est la vitesse du champ tournant du rotor en radians par seconde.

Les inductions statoriques et rotoriques créent le couple électromagnétique noté T_e qui en fonction du principe fondamental de la dynamique sera égale aux couples mécaniques résistants [6].

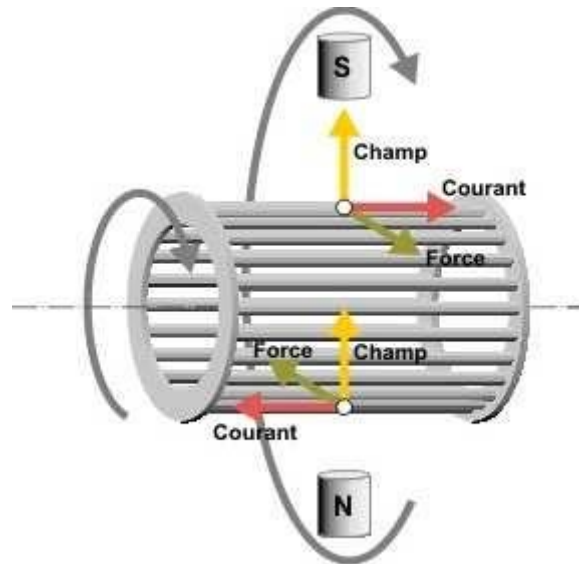


Figure I.10: Représentation des forces appliquées au rotor

I.4 Schéma monophasé équivalent

En régime permanent, il est plus intéressant de déterminer le schéma monophasé équivalent. A partir d'un groupe d'équations numéroté (I.8). On peut enlever tous les termes des dérivées car le flux se stabilise en régime permanent, ensuite on met les termes restants sous forme vectorielle et on obtient un nouveau groupe d'équations :

$$\vec{V}_s = R_s \vec{I}_s + j\omega_s \vec{\phi}_s \quad (\text{I.8})$$

$$\vec{V}_r = R_r \vec{I}_r + j\omega_r \vec{\phi}_r \quad (\text{I.9})$$

Dans la machine asynchrone, la valeur de tension rotorique est égale à 0, donc on peut diviser l'équation (I.9) par g des deux côtés. Le but est de supprimer la variables ω_r . Voici le résultat :

$$0 = \frac{R_r}{g} \vec{I}_r + j\omega_s \vec{\phi}_r. \text{ On procède vers l'étape suivante :}$$

$$0 = \frac{R_r}{g} \vec{I}_r + j\omega_s (L_r \vec{I}_r + M \vec{I}_s)$$

$$0 = \frac{R_r}{g} \vec{I}_r + j\omega_s L_r \vec{I}_r - j\omega_s M \vec{I}_r + j\omega_s M \vec{I}_r + j\omega_s M \vec{I}_s$$

$$0 = \frac{R_r}{g} \vec{I}_r + j\omega_s (L_r - M) \vec{I}_r + j\omega_s M (\vec{I}_r + \vec{I}_s)$$

On pose $Lrp = L_r - M$ et $\vec{I}_\mu = \vec{I}_r + j\vec{I}_s$ on a

$$0 = \frac{R_r}{g} \vec{I}_r + j\omega_s Lrp \vec{I}_r + j\omega_s M \vec{I}_\mu$$

Au stator on fait la même chose et on a :

$$\vec{V}_s = R_s \vec{I}_s + j\omega_s Lsp \vec{I}_s + j\omega_s M \vec{I}_\mu$$

Avec $Lsp = L_s - M$

Pour faire apparaître la partie perte fer, on sépare la partie imaginaire et la partie réelle du Courant \vec{I}_μ on peut noter $\vec{I}_r = \vec{I}_\mu \cos \delta$ et $\vec{I}_s = \vec{I}_\mu \sin \delta$ par la définition.

Donc on a $\vec{I}_\mu = \vec{I}_\mu \cos \delta + j\vec{I}_\mu \sin \delta$, on le multiplie par M on obtient

$$\omega_s M \vec{I}_\mu = \omega_s M \vec{I}_\mu \cos \delta + j\omega_s M \vec{I}_\mu \sin \delta.$$

On pose $Rfer = \omega_s M \cos \delta$ et $X_\mu = \omega_s M \sin \delta$.

Au final on a réussi à présenter les deux côtes de la machine asynchrone dans un même schéma

(Voir Figure I.11). Dans ce schéma, $\sqrt{Rfer^2 + X_\mu^2} = \omega_s M$.

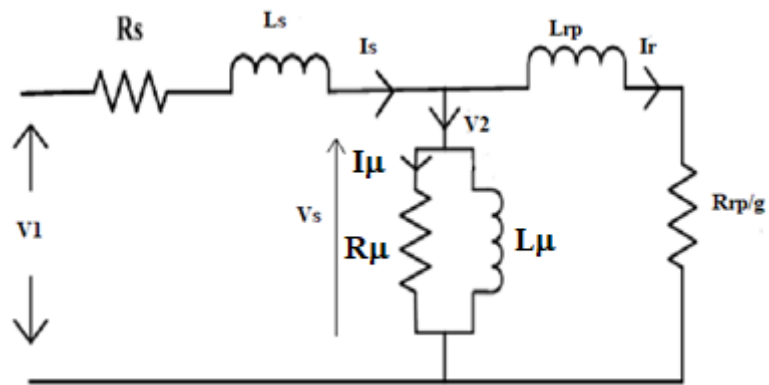


Figure I.11: Circuit équivalent de la machine asynchrone à cage

I.5 Essais expérimentaux [7]

I.5.1 Tests

Le but en effectuant les essais est de déterminer les paramètres concrets de la machine et de les utiliser dans la simulation. (Voir Figure I.11, où les essais sont réalisés dans une salle de TP de l'université de Lille1)



Figure I.12 : Salle de TP de Polytech-Lille

I. 5.1.1 Essai à courant continu

Cet essai sert à trouver la valeur de la résistance statorique. Dans cet essai, ils ont donné une tension composée aux bornes de la phase a et de la phase b . ensuite ils ont varié la valeur de cette tension et mesure le courant qui les parcourt.

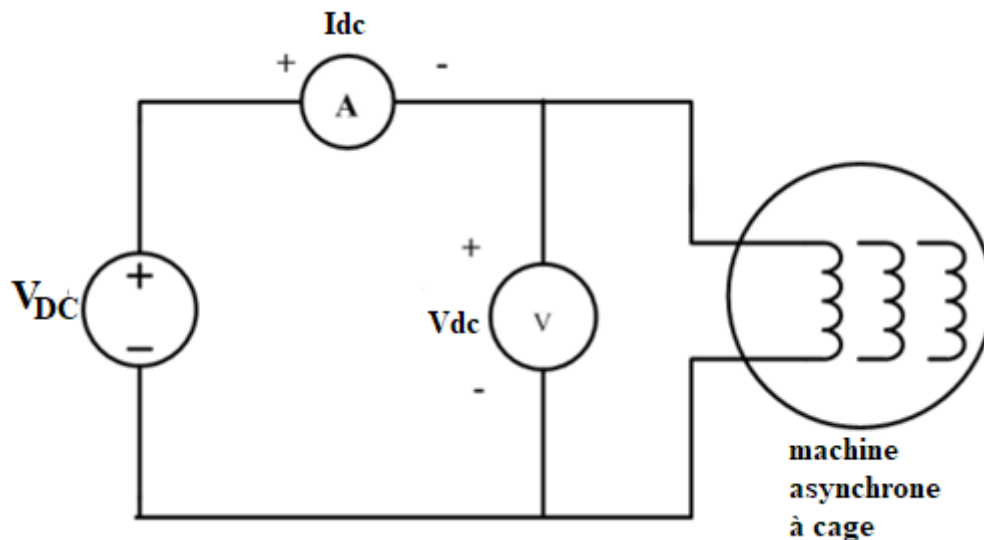


Figure I.13 : Circuit de montage pour mesurer la résistance statorique en cc [8]

Voici le tableau de donnée : (Tableau I.1)

Tableau I.1 : mesure du courant par variation de tension

Tension(v)	4	10	15	22	25	30	35	38
Courant(A)	0,525	0,95	1,35	1,90	2,25	2,55	3,00	3,15

I. 5.1.2 Essai à rotor bloqué

L'intérêt de cet essai est de garder la vitesse rotorique (mécanique) égale à 0. C'est à dire que le glissement g de la machine vaut toujours 1. Ils ont pris une hypothèse : le courant I_{μ} est très petit devant I_r et I_s , donc les branches X_{μ} et R_{fer} est négligeables.

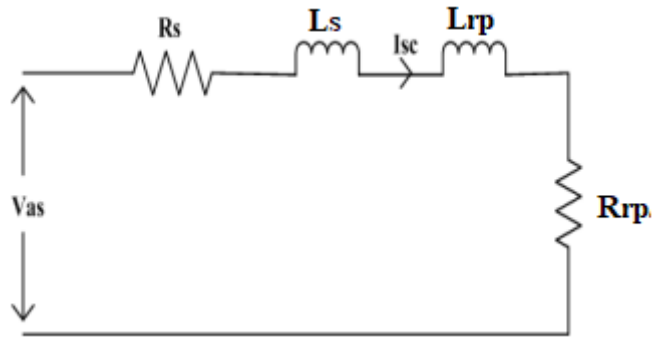


Figure I.14 : Circuit équivalent du moteur asynchrone à cage à rotor bloqué [8]

Le but de cet essai est de déterminer la résistance rotorique et la somme de deux inductances cycliques.

Ils ont couplé la machine asynchrone en étoile et ils ont alimenté la machine par la tension triphasée équilibrée. Ils ont augmenté progressivement la valeur de tension, Ils ont arrêté quand le rotor commence à tourner et diminué un peu la tension pour garder la vitesse nulle. Pour cet essai, Ils ont noté les trois tensions statoriques, les trois courants statoriques et la puissance active de chaque phase.

Voici le tableau de données (Tableau I.2).

Tableau I.2: Observation de l'essai à rotor bloqué

Numéro de fois	P1 (w)	P2 (w)	P3 (w)	V1 (V)	V2 (V)	V3 (V)	I1 (A)	I2 (A)	I3 (A)
1	36,0	36,3	36,8	34,2	34,3	34,6	1,94	2,00	1,96
2	34,3	38,3	36,1	34,1	35,1	33,8	1,92	1,97	1,93

I.5.1.3 Essai à vide

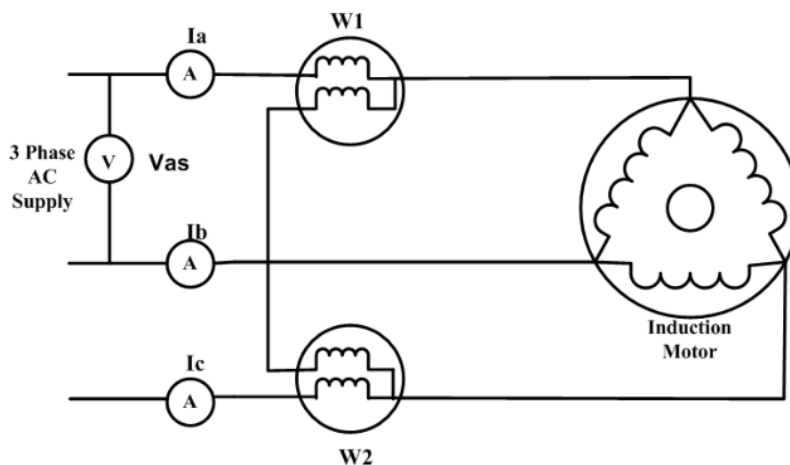


Figure I.15 : Circuit de montage de l'essai à vide [8]

Chapitre I : Généralités sur le moteur asynchrone

Hypothèse :

1. Lorsque le moteur fonctionne à vide (pas de charge couplée au moteur), sa vitesse de rotation N_0 est proche de la vitesse de synchronisme N_s .

Nous considérons que $g = 0$, $N_0 = N_s$. On a $\frac{R_r}{g}$ tend vers l'infinie et par cette raison, on peut considérer que la branche rotorique est en circuit-ouvert.

2. Dans la plupart des cas, la résistance $R\mu$ est très grande par rapport à R_s nous pouvons négliger la résistance R_s .

Le but de cet essai est de déterminer les pertes constantes dans le régime permanent, c'est à dire les pertes mécaniques et les pertes fer. On peut aussi trouver la valeur de $R\mu$ et $X\mu$.

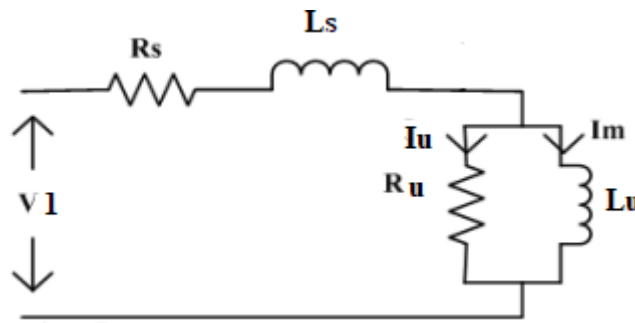


Figure I.16 : Circuit équivalent du moteur asynchrone à cage à vide

Ils n'ont pas mis de charge mécanique et ils ont mis un voltage de tension au bras mécanique pour garder la vitesse synchrone. Ils ont varié la valeur de tension composée entre deux phases statoriques de 150 Volts à 400 Volts et ils ont noté aussi les trois tensions statoriques, les trois courants statoriques et la puissance active de chaque phase. Voici les tableaux de données (Tableau I.3).

Tableau I.3: observation de l'essai à vide

Tension (V)	P1 (w)	P2 (w)	P3 (w)	V1 (V)	V2 (V)	V3 (V)	I1 (A)	I2 (A)	I3 (A)
150	28,1	31,3	31,2	84,8	86,1	84,7	0,636	0,669	0,636
200	33,7	38,2	33,4	114,4	114,3	113,0	0,777	0,771	0,745
250	36,2	40,7	40,3	140,1	142,6	140,8	0,917	0,934	0,898
300	42,6	49,7	38,8	169,6	171,4	170,6	1,093	1,120	1,122
350	43,9	56,3	52,5	199,5	201,8	198,9	1,356	1,403	1,319
380	46,7	68,9	59,9	217,0	219,3	216,4	1,600	1,573	1,512
400	63,1	77,3	49,4	226,5	230,2	227,6	1,646	2,001	1,729

I.5.2 Exploitation des résultats

I.5.2.1 Essai à courant continu

Le fait d'appliquer une tension composée (v) continue entre deux phases, nous

permet d'obtenir la relation : $R_s = \frac{V}{2I}$. Ils ont calculé chaque résistance statorique.

(Voir Tableau I.4).

Tableau I.4 : Calcule de la résistance statorique

Rs (Ohm)	7,62	10,53	11,11	11,58	11,11	11,76	11,67	12,00
----------	------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------

Ils ont vu que la première valeur de R_s est très différente des autres, de plus R_s est une constante, donc ils ont calculé la valeur moyenne de la résistance statorique sans prendre en compte la première valeur. Ils ont obtenu $R_s = 7,62\Omega$.

I.5.2.2 Essai à rotor bloqué

Pour calculer la résistance R_r , Ils ont calculé d'abord les pertes totales de trois phases et la valeur moyenne du courant de trois phases. On sait que la puissance réactive est liée à l'inductance qui est ici $(X_s + X_{rp})$, donc Ils ont calculé aussi la valeur moyenne de la tension et puis la puissance $S = V_{moy} I_{moy}$ et $Q = \sqrt{S^2 - P^2}$. (Voir Tableau I.5).

Tableau I.5 : Observations de l'essai à rotor bloqué

Numéro de fois	P (w)	Vmoy (V)	Imoy (A)	S (VA)	Q (VAR)
1	109,1	34,37	1,95	212,78	168,91
2	109,2	34,33	1,94	211,85	167,34

$$R_r = \frac{P}{3I_{moy}^2} - R_s \quad \text{et} \quad X_s + X_{rp} = \frac{Q}{3I_{moy}^2} - R_s.$$

Voici le résultat d'exploitation (Tableau I.6).

Tableau I.6 : Résultat d'exploitation

Numéro de fois	Rr (Ohm)	Xs+Xrp (Ohm)	Q (VAR)
1	9,56	14,80	168,90
2	9,67	14,82	167,34

I.5.2.3 Essai à vide (à la vitesse synchrone)

Pour obtenir les pertes statiques, on doit tracer la courbe $P_{fer} + P_{méca} = (P_{totale} - P_{joule})$ en fonction de V_{moy}^2 (Figure 3). On sait qu'il est possible d'utiliser une équation linéaire pour approcher la courbe et on trouve $P_{fer} + P_{méca} = 3,8855V_{moy}^2 + 76,943$. On sait que lorsqu'il n'y a pas de tension, la perte fer est systématiquement nulle. Donc au point $V_{moy} = 0$, on a des pertes mécaniques. Une fois les valeurs des pertes mécaniques et la valeur de $P_{fer} + P_{méca}$ obtenues sous tension nominale (380 Volts), on trouve la valeur de P_{fer} en tension nominale.

Sous tension nominale, il est aussi nécessaire de trouver la puissance réactive Q_0 , pour calculer le paramètre $X_\mu = \frac{Q_0}{3I_{s0}^2}$. Avec la valeur de perte fer on peut trouver

aussi $R_{fer} = \frac{P_{fer}}{3I_{s0}^2}$ Voici le résultat d'essai à vide (Tableau I.7).

Tableau I.7 : les résultats d'essai à vide

V _{so} (V)	P _o (w)	I _{so} (A)	Q _o (VAR)	R _μ (Ohm)	X _μ (Ohm)	P _{méca} (w)	P _{fer} (w)
217,56	175,5	1,56	1001,43	2472,64	149,87	76,943	57,431

I.5.3 Correction des paramètres

Les erreurs viennent perturber les essais de différentes manières, les erreurs d'appareil, l'erreur humaine et celles induites par la variation de température ambiante. Dans le but de s'approcher toujours plus du modèle concrète, Ils ont intéressé à la correction des paramètres mesurés.

I.5.3.1 Etude préliminaire

L'application aux machines asynchrones à cage de la méthode normalisée nécessite des valeurs initiales pour X_s , X_{rp} et du rapport $\frac{X_s}{X_{rp}}$. L'essai à vide permet de calculer une valeur initiale de la réactance magnétisante $X_{\mu ini}$ en partant de l'hypothèse que toute la puissance réactive à vide est consommée par $X_{\mu ini}$. Puis, l'essai à rotor bloqué permet de donner la somme des réactances de fuites statorique et rotorique ($X_s + X_{rp}$) lorsque le courant dérivé par l'inductance magnétisante X_{μ} est négligé. On a donc choisi une valeur initiale arbitraire de 1 pour le rapport $\frac{X_s}{X_{rp}}$. Cela implique :

$$X_{\mu ini} = \frac{3E_{\mu}^2}{Q_0}$$

$$N\omega = X_s + X_{rp} = \frac{Q_{1cc}}{I_{sc}^2}$$

$$X_{sint} = \frac{N\omega}{2}$$

Avec E_{μ} est la f.é.m. induite aux bornes de la réactance magnétisante qui est déterminée en tenant compte de la chute de tension statorique :

$$E_{\mu} = \sqrt{\left(\frac{U_{s0}}{\sqrt{3}} - I_{s0}R_s \sin \varphi_0\right)^2 + (I_{s0}R_s \sin \varphi_0)^2}$$

$$\cos \varphi_0 = \frac{P_0}{\sqrt{3}U_{s0}I_{s0}}$$

La norme internationale CEI 60034-2-1 propose une méthode itérative pour retrouver les paramètres du schéma équivalent de façon séparée et précise. Cette méthode consiste à calculer de nouveau X_s , X_{μ} et le rapport $\frac{X_s}{X_{rp}}$ en utilisant les valeurs initialement trouvées.

$$X_{\mu} = \frac{3(U_{s0}/\sqrt{3})^2}{Q_0 - 3X_s I_{s0}^2} \frac{1}{1 + X_s/X_{\mu}}$$

$$X_s = \frac{Q_{1cc}}{3I_{scc}^2 (1 + X_s/X_{rp} + X_s/X_{\mu})} (X_s/X_{rp} + X_s/X_{\mu})$$

$$X_{rp} = \frac{X_s}{X_s/X_{rp}}$$

Ce calcul doit être fait en plusieurs itérations jusqu'à avoir une différence entre deux calculs consécutifs de 0,1%. Ensuite, on détermine la résistance équivalente aux pertes dans le fer à la tension assignée U_s à partir de l'équation dans la suite qui est aussi issue de la même norme :

$$R_{\mu} = \frac{3\left(\frac{U_{s0}}{\sqrt{3}}\right)^2}{P_{fer}} \left(\frac{1}{\left(1 + \frac{X_s}{X_{\mu}}\right)^2}\right)$$

P_{fer} :Sont les pertes fer trouvées précédemment et la résistance rotorique ramenée au stator est calculée suivant l'équation :

$$R_{rp} = \left(\frac{P_{1cc}}{3I_{scc}^2} - R_s \right) \left(1 + \frac{X_r'}{X_\mu} \right) - \left(\frac{X_r'}{X_s} \right)^2 \left(\frac{X_s^2}{R_\mu} \right)$$

Remarque : Toutes les variables qui ont un indice 'cc' indique qu'elles viennent de l'essai à rotor bloqué. Toutes les variables qui ont un indice '0' indique qu'elles viennent de l'essai à vide.

I.5.3.2 Programmation

Le principe de ce programme est de corriger les paramètres par une méthode itérative. L'initialisation de toutes les variables utiles avec leurs propres valeurs ($Q_0, Q_{1cc}, I_{scc}, U_{s0}, I_{s0}, P_0, P_{fer}, P_{1cc}$) et avec une précision de 10^{-4} dans notre cas. (Voir programme en annexe).

La partie la plus importante est une boucle d'itération. Chaque fois que la condition est vérifiée, soit dans notre cas $|X_\mu(n) - X_\mu(n-1)|$ ou $|X_s(n) - X_s(n-1)|$ ou $|X_{rp}(n) - X_{rp}(n-1)|$ sont supérieurs à la précision.

Une fois que l'on n'entre plus dans la boucle, on utilise des paramètres modifiés pour recalculer R_{rp} et R_μ .

On sauvegarde tous les paramètres dans le 'Workspace'.

Le résultat de correction, voir (Tableau I.8).

Tableau I.8: Résultats de correction

	Rs (Ohm)	Xs (Ohm)	Rμ (Ohm)	Xμ (Ohm)	Xrp (Ohm)	Rrp (Ohm)
Initial	9,616	7,405	$2,265 \cdot 10^3$	143,078	7,405	9,616
Corrigé	5,647	7,783	$2,473 \cdot 10^3$	137,681	7,405	13,999

Les paramètres de la machine obtenus à partir des essais expérimentaux, par le programme de correction (voir annexe) sont repartis dans le Tableau I.9.

Tableau I.9: Les paramètres du moteur

Rs (Ohm)	Rr (Ohm)	Ls = Lls+Lm Henry	Lr = Llr+Lm Henry	Lm Henry
6.2800	13.9993	7.2477	7.2465	7.2229

Ces paramètres sont utilisés pour la simulation de la machine asynchrone à cage dans le dernier chapitre.

I.6 Conclusion

Une présentation sur les généralités des moteurs asynchrones a été faite, avec tous ces éléments de construction, et son principe de fonctionnement, puis les essais expérimentaux sur moteur asynchrone pour identifier les paramètres du moteur.

Le prochain chapitre sera consacré à la modélisation de la machine asynchrone et une présentation des trois modèles différents.

II. Modèles usuels de la machine asynchrone à cage

II.1 Introduction

Un modèle est un outil mathématique qui permet de représenter ou de reproduire plus ou moins bien un système réel donné. L'intérêt d'un modèle est l'analyse et la prédiction du comportement en régime stationnaire ou dynamique du système physique, sans nécessairement y inclure toutes les contraintes qu'il présente.

Ce chapitre présente les différentes méthodes de modélisations qui sont actuellement utilisées pour examiner des problèmes tels que la commande, la conception ou la surveillance. Le but de ce chapitre est de présenter les modèles qui nous semblent les plus adéquats pour la simulation de la machine asynchrone de point de vue la commande et surveillance des défauts. Nous intéressons particulièrement à la construction des modèles vecteur d'espace sous Matlab Simulink, L'approche des circuits électriques magnétiquement couplés dans le cas équilibré et déséquilibré et enfin model en vue de la commande le plus récent.

II.2 Généralités sur la modélisation des machines asynchrones

II.2.1 Méthodes de modélisation

Dans cette partie, nous allons introduire une description de quelques différentes méthodes couramment utilisées pour modéliser une machine asynchrone à cage d'écureuil.

A ce jour, les modèles qui décrivent le fonctionnement de la machine asynchrone à cage d'écureuil peuvent être décomposés en deux parties distinctes :

- Les modèles dits ‘physiques’.
- Les modèles ‘comportementaux’

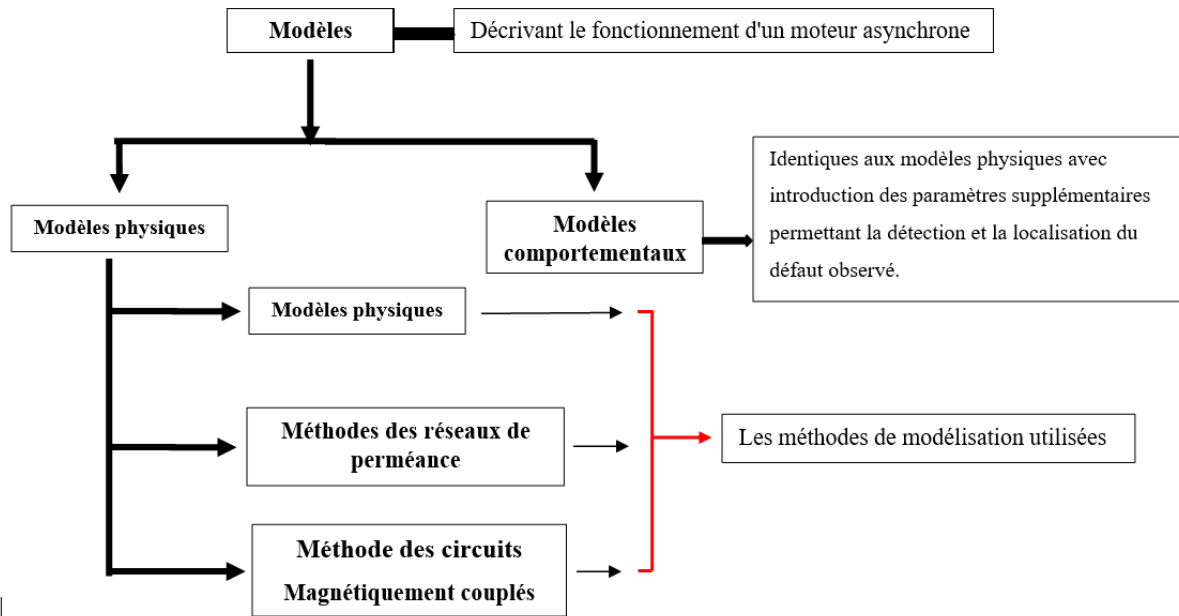


Figure II.1: Les méthodes utilisées pour modéliser un moteur asynchrone

II.2.1.1 Modèles physiques

En ce qui concerne le modèle physique ce sont les lois régissant l'électromagnétisme qui sont utilisées pour décrire le fonctionnement de la machine asynchrone. Ces modèles sont divers ils peuvent varier en complexité et/ou en précision selon la méthode de modélisation utilisée. Nous ne les citerons pas tous mais nous pouvons énoncer les plus populaires dont ceux basés sur :

II.2.1.1.1 Méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis est une manière numérique de résoudre certains des problèmes de physique. C'est une méthode qui permet de déterminer une solution approchée sur un domaine spatial, c'est-à-dire qui permet de calculer un champ (de scalaires, de vecteurs, de tenseurs) qui correspond à certaines équations et à certaines conditions imposées. La méthode consiste à découper le domaine spatial en petits éléments, également appelés mailles, et à rechercher une formulation simplifiée du problème sur chaque élément, c'est-à-dire à transformer le système d'équations quelconque en un système d'équations linéaires. Chaque système d'équations linéaires peut se représenter par une matrice. Les systèmes d'équations pour tous les éléments sont ensuite rassemblés, ce qui forme une grande matrice ; la résolution de ce système

global donne la solution approchée au problème. L'utilisation de méthode de calcul par éléments finis prend en compte la géométrie de la machine, la saturation des matériaux magnétiques, ainsi que l'effet de peau dans les barres rotorique [9].

II.2.1.1.2 La méthode des réseaux de perméances

La méthode des réseaux de perméances est basée sur la décomposition du circuit magnétique étudié en tubes de flux, chaque tube étant caractérisé par sa perméance. A partir de cette décomposition, on construit un réseau de perméances, similaire à un circuit électrique, où les grandeurs mises en jeu sont le flux et les différences de potentiels magnétiques. Les sources de forces magnétomotrices (f.é.m.) sont obtenues par la modélisation des couplages avec les circuits électriques externes. Dans le cas particulier de la machine asynchrone, les sources de f.é.m. sont placées dans les dents statoriques et rotoriques et leurs valeurs dépendent directement du courant dans les bobinages concernés [10].

II.2.1.1.3 Modélisation analytique par CEMC (CEMC-A)

Dans cette méthode, les inductances sont calculées analytiquement, Cette approche permet de prendre en compte les harmoniques d'espace les plus importants tout en réduisant le temps de calcul, les inductances n'étant plus calculées par intégration numérique. La prise en compte de ces harmoniques d'espace est effectuée grâce à un développement en série de Fourier de l'induction dans l'entrefer de la machine. Il en résulte une écriture en série de Fourier des expressions des inductances propres et mutuelles. Ces quelques harmoniques d'espace pris en compte dans l'expression des inductances induisent des harmoniques d'espace équivalents dans les courants de phases et dont l'analyse apporte une information pertinente pour le diagnostic des barres cassées au rotor de la machine asynchrone [10].

II.2.1.1.4 Modèle triphasé-triphasé de la machine asynchrone

Ce modèle représentant la machine par trois phases au stator et trois autres au rotor, il permet la détection de quelques types de défaut reliés surtout au stator tels que l'ouverture d'une phase statorique, le court-circuit phase-phase ou le court-circuit phase-neutre [11].

II.2.1.1.5 Méthode des circuits électrique magnétiquement couplés

Les inductances propres et mutuelles entre le stator et le rotor de la machine prennent une place importante dans cette méthode de modélisation car elles contiennent la signature des différents phénomènes pouvant apparaître au sein de la machines asynchrones une modélisation précise de ces inductances mènera à un apport d'information supplémentaires sur les signaux tels que le courant statorique ou encore la vitesse rotorique. Cette approche offre un bon compromis en termes de précision de modèle et de temps de calcul. De plus ce type de modélisation permet de prendre en compte un certain nombre de défauts d'origine électromagnétiques tels que les défauts de court-circuit entre spires statoriques, les défauts de type rupture de barre rotoriques, de portion d'anneaux de court-circuit et le défaut de déséquilibre de tension [12].

II.2.1.2 Les modèles comportementaux

Les modèles comportementaux, quant à eux, reprennent les modèles physiques en y incluant des paramètres supplémentaires. Ces paramètres permettent la détection, et pour certains d'entre eux, la localisation du défaut observé [12].

II.2.1.2.1 Modèles basés sur l'estimation paramétrique

Ces modèles sont basées sur l'hypothèse qu'un défaut se traduit par la variation de l'état paramétrique de la machine (résistance statorique pour le défaut des enroulements statoriques et la résistance rotorique pour le défaut de rupture de barres [13].

II.2.1.2.2 Modèle basé sur la reconnaissance des formes

La mémorisation de la forme des signaux captés aux niveaux des machines saines et en défaut, afin de l'exploiter ultérieurement pour le diagnostic par reconnaissances des formes

L'objectif du diagnostic par reconnaissances des formes est d'associer une observation du système (données fournies par des capteurs) par exemple, à un mode de fonctionnements, correspondant à une classe.

II.2.2 Comparaison des méthodes de modélisation

Comme illustré dans la figure II.1 il y a une complémentarité entre les modèles et qu'aucune ne s'impose comme étant à la fois plus rapide et plus précise que les autres.

La méthode des éléments finie constitue une référence pour le modèle de performance mais demande un temps de calcul plus important, par contre la méthode de circuit électrique couplé est plus rapide mais moins précise, elle est valable pour la détection des défauts en ligne ainsi pour la commande des machines.

Tableau II.1 : Comparaison entre Les différentes méthodes de modélisation

Méthode	Particularités	Observation
Méthode des éléments finis	Requiert un temps de calcul important	
	Le circuit magnétique de la machine est découpé en plusieurs éléments de dimension faible	Permet de considérer le matériau magnétique linéaire sur les surfaces correspondantes
	Utilisation des équations de Maxwell à partir des formes locales	Permet la résolution du problème
	Complexité de la résolution Analytique correspondante	Permet le traitement du phénomène de façon approchée
	Approche difficile basée sur de nombreux logiciels	Permet la détermination de la cartographie du champ magnétique présent dans les machines
Méthodes des Réseaux de Perméance	Le circuit magnétique est décomposé en tubes (caractérisés par leurs perméances) de flux élémentaires	Permet la construction d'un réseau dit de perméance
	Prise en compte des caractéristiques Du fer utilisé pour la construction De la machine	Permet le calcul des différentes perméances en fixant une valeur précise pour la perméabilité relative du fer μ_r
	Prise en compte du mouvement de rotation de la machine	

Méthode des circuits magnétiquement couplés	Prise en compte des inductances propres et mutuelles entre le stator et le rotor de la machine	Permet de mener à un apport d'informations sur les signaux tels que le courant statorique ou la vitesse rotorique
	Offre un compromis en termes de précision du modèle et de temps de calcul	Permet la prise en compte d'un certain nombre de défauts d'origine électromagnétique tels que les défauts de court-circuit entre spires statoriques, les défauts de rupture de barres rotoriques et/ou de portion d'anneau de court-circuit
	Basée sur la décomposition en séries de Fourier de l'induction d'entrefer de la machine	(Permet le calcul des inductances) nécessite la connaissance des termes relatifs à l'étalement, au raccourcissement, à l'inclinaison du bobinage qui sont intégrés au calcul des inductances à travers des coefficients spécifiques
	Basée sur la fonction d'enroulement	(Permet le calcul des inductances) nécessite la connaissance précise de la forme du bobinage de la machine

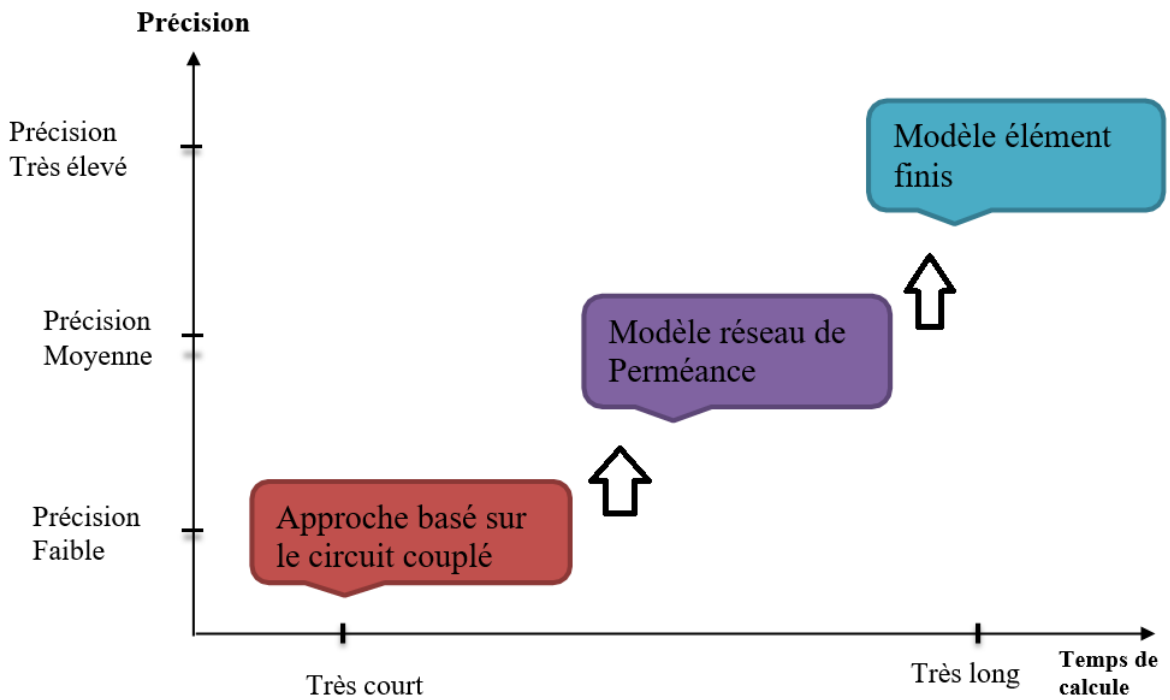


Figure II.2: Comparaison entre les différentes approches de modélisation en fonction de précision et le temps d'exécution

II.3 Approche analytique

Cette approche est la plus simple et la plus employée. Elle est basée sur la modélisation du moteur sous forme de circuits électriques équivalents. Elle repose sur le concept d'inductance notion qui caractérise une relation flux courant linéaire. Cette approche permet d'établir un schéma électrique équivalent de la machine et par conséquent de trouver les équations différentielles caractérisant le fonctionnement de la machine.

Hypothèses simplificatrices

On admet les hypothèses suivantes :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligé.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables,
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau On admet de plus que la force magnétomotrice créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale. Cette

hypothèse, jointe à celle de la constance de la perméance de l'entrefer, conduit à des expressions très simples des inductances de la machine.

II.3.1 Modèle vecteur d'espace (Unités SI) [14]

II.3.1.1 Équations du système électrique

Les équations électriques du stator et du rotor s'écrivent comme suit :

$$\overline{V}_s = r_s \overline{i}_s + \frac{d\overline{\phi}_s}{dt} + \omega_k M \overline{\phi}_s \quad (\text{II.1})$$

$$\overline{V}_r = r_r \overline{i}_r + \frac{d\overline{\phi}_r}{dt} + (\omega_k - \omega_m) M \overline{\phi}_r \quad (\text{II.2})$$

Où $\frac{\pi}{2}$ opérateur de rotation $M = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$

II.3.1.2 les équations des flux statoriques et rotoriques

$$\overline{\phi}_s = L_s \overline{i}_s + L_m \overline{i}_r \quad \text{Où} \quad \overline{i}_s = \Gamma_s \overline{\phi}_s - \Gamma_m \overline{\phi}_r \quad (\text{II.3})$$

$$\overline{\phi}_r = L_m \overline{i}_s + L_r \overline{i}_r \quad \overline{i}_r = -\Gamma_m \overline{\phi}_s + \Gamma_r \overline{\phi}_r \quad (\text{II.4})$$

Où $L_s = L_m + L_{ls}$ Et $\Gamma_r = \frac{L_s}{\Delta}$ $\Gamma_r = \frac{L_s}{\Delta}$ $\Gamma_m = \frac{L_m}{\Delta}$

$$L_r = L_m + L_{lr} \quad \Delta = L_m L_{ls} + L_m L_{lr} + L_{ls} L_{lr}$$

II.3.1.3 Équations du système mécanique

Le couple électromagnétique est donné par :

$$T_e = J \frac{d\omega_{mec}}{dt} + B_m \omega_{mec} + T_L \quad (\text{II.5})$$

$$\begin{aligned} \text{Où } T_e &= K(\overline{\phi}_s \otimes \overline{i}_s) = K(M\overline{\phi}_s \bullet \overline{i}_s) = (\overline{\phi}_{ds} \overline{i}_{qs} - \overline{\phi}_{qs} \overline{i}_{ds}) \\ &= K(\overline{i}_r \otimes \overline{\phi}_r) = KL_m(\overline{i}_r \otimes \overline{i}_s) = K \frac{L_m}{L_r}(\overline{\phi}_r \otimes \overline{i}_s) = K\Gamma_m(\overline{\phi}_r \otimes \overline{\phi}_s) \end{aligned}$$

$$\text{Et } \omega_{mec} = \frac{2}{p} \omega_m \quad K = \frac{3P}{2L_m}$$

Où Γ : Inductance inverse [H^{-1}], ω_k : vitesse du repère d-q [rad/s] et ω_m : vitesse du rotor [rad/s]

II.3.1.4 Modèle vecteur d'espace (Simulink)

Les équations mathématiques peuvent être représentées comme indiqué ci-dessous sous forme de schéma bloc qui préserve la correspondance un à un entre les vecteurs spatiaux 2D, des équations et les signaux vectorisés (de largeur 2) apparaissant dans la représentation Simulink. Il est important de souligner que les relations de flux sont sélectionnées comme variables d'état dans la simulation. Les signaux de vitesse et de couple (scalaires) indiqués en bleu, toutes les variables sont des vecteurs à 2 éléments indiqués en rouge.

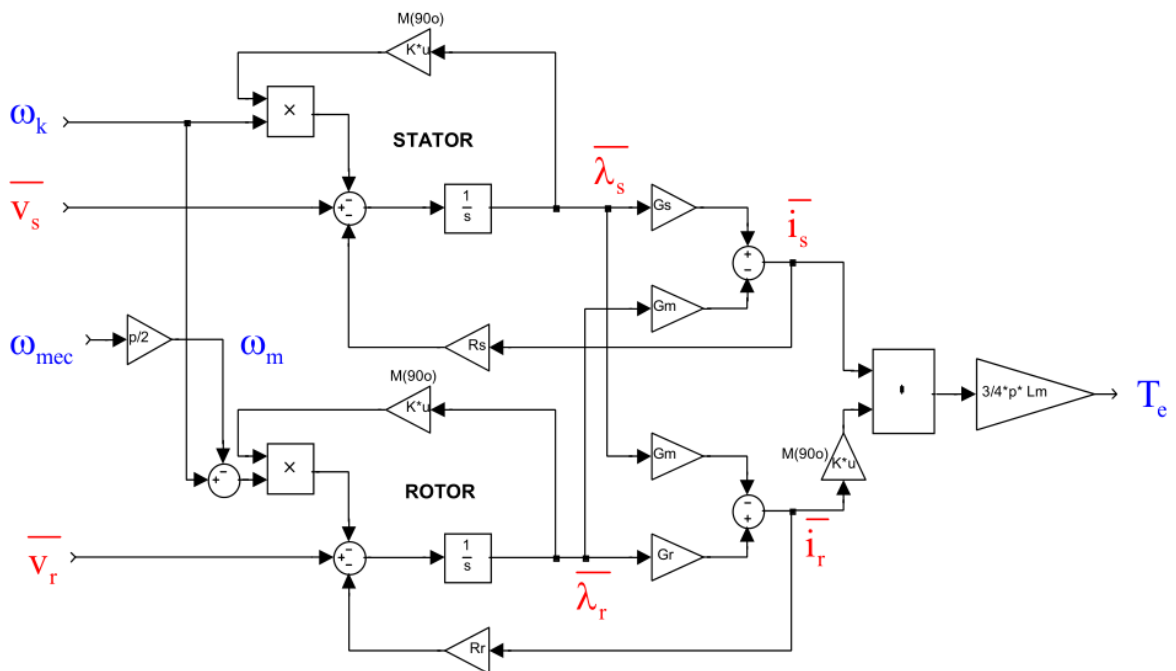


Figure II.3: *Modèle vecteur d'espace d'une machine asynchrone à cage*

II.3.2 L'approche des circuits électriques magnétiquement couplés [15]

Les inductances propres et mutuelles entre le stator et le rotor de la machine prennent une place importante dans cette méthode de modélisation car elles contiennent la signature des différents phénomènes pouvant apparaître au sein de la machine asynchrone. Une modélisation précise de ces inductances mènera à un apport d'informations supplémentaires sur les signaux tels que le courant statorique ou encore la vitesse rotorique. Cette approche offre un bon compromis en termes de précision du modèle et de temps de calcul [16,17]. De plus, ce type de modélisation permet de prendre en compte un certain nombre de défauts d'origine électromagnétique tels que les défauts de court-circuit entre spires statoriques. Les défauts de type rupture de barre rotorique et/ou de portion d'anneau de court-circuit [18–19]. Nous pouvons aussi intégrer à ce type de modèle les défauts d'excentricité statique et dynamique ainsi que le déséquilibre de tension d'alimentation.

II.3.2.1 Modèle de la machine asynchrone à cage à l'état sain

Le modèle d'une machine asynchrone à cage dans les conditions équilibrées est développé sur la base d'un modèle proposé dans la référence [20]. Le système d'équations d'enroulement peut être présenté en termes d'équations différentielles du premier ordre des tensions dans le repère abc [17].

$$V_s^{abc} = r_s \mathbf{i}_s^{abc} + \frac{d\phi_s^{abc}}{dt} \quad (\text{II.6})$$

$$V_r^{abc} = r_r \mathbf{i}_r^{abc} + \frac{d\phi_r^{abc}}{dt} \quad (\text{II.7})$$

Et

$$\phi_s^{abc} = L_{ss}^{abc} \mathbf{i}_s^{abc} + L_{sr}^{abc} \mathbf{i}_r^{abc} \quad (\text{II.8})$$

$$\phi_r^{abc} = L_{rr}^{abc} \mathbf{i}_r^{abc} + L_{rs}^{abc} \mathbf{i}_s^{abc} \quad (\text{II.9})$$

Notations V_s^{abc} , i_s^{abc} , ϕ_s^{abc} , V_r^{abc} , i_r^{abc} et ϕ_r^{abc} sont des vecteurs colonnes représentant les tensions, les courants et les flux de chaque phase dans le stator ou le rotor, où les indices s et r indiquent respectivement le stator et le rotor, et l'exposant abc désigne les trois phases.

Dans une machine asynchrone à cage idéale, les résistances dans chaque phase de stator ou de rotor sont supposées égales. Ainsi, les notations r_s et r_r sont des matrices diagonales avec une résistance équivalente à une phase du stator ou du rotor, selon l'indice indiqué, en tant qu'éléments non nuls. L_{ss}^{abc} et L_{rr}^{abc} sont des matrices symétriques des inductances des enroulements du stator et du rotor, L_{sr}^{abc} et L_{rs}^{abc} sont des matrices symétriques des inductances mutuelles stator-rotor et rotor-stator, respectivement.

Les équations de tension du stator et du rotor sont couplées l'une à l'autre par les termes d'inductance mutuelle, qui sont en fonction de l'angle du rotor θ_r . Ainsi, les termes couplés varient en fonction du temps et position du rotor. En transformant les équations du référentiel arbitraire abc en un référentiel de rotation $qd0$, toutes les variables sont dans le même système de coordonnées [20]. Si θ est l'angle entre l'axe q et l'axe a , la matrice qui transforme les variables du référentiel abc au référentiel $qd0$ est définie comme suite [20]

$$T_{qd0}(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

Les équations (II.6) à (II.9) peuvent alors être transformées dans le repère $qd0$, ce qui donne :

$$V_s^{qd0} = r_s^{qd0} i_s^{qd0} + E_s^{qd0} + \frac{d\phi_s^{qd0}}{dt} \quad (\text{II.11})$$

$$V_r^{qd0} = r_r^{qd0} i_r^{qd0} + E_r^{qd0} + \frac{d\phi_r^{qd0}}{dt} \quad (\text{II.12})$$

$$\text{Où } E_s^{qd0} = \omega \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \phi_s^{qd0}, \quad E_r^{qd0} = (\omega - \omega_r) \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \phi_r^{qd0}, \quad \omega = \frac{d\theta}{dt} \quad \text{et}$$

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

Les matrices des résistances et des flux dans le référentiel $qd0$ sont :

$$r_{s,r}^{qd0} = r_{s,r} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

Et

$$\begin{bmatrix} \phi_s^{qd0} \\ \phi_r^{qd0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_m & 0 & 0 & L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + L_m & 0 & 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ L_m & 0 & 0 & L_{lr}' + L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 & 0 & L_{lr}' + L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{lr}' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s^{qd0} \\ i_r^{qd0} \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

Où L_{ls} et L_{lr} sont respectivement les inductances de fuite d'enroulement par phase dans le stator et le rotor. L_m est l'inductance magnétisante du stator.

Finalement, la description mathématique complète d'un modèle de la machine asynchrone à cage est présentée avec l'équation de couple électromagnétique suivante :

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\phi_{ds}' i_{qs} - \phi_{qs}' i_{ds}) \quad (\text{II.15})$$

Ainsi que l'équation de la vitesse du rotor est donnée par :

$$J \frac{d(\omega_r / \omega_b)}{dt} = \frac{1}{2} (T_e + T_L - T_{damp})$$

Où ω_b est la valeur de base de la fréquence angulaire calculée par $\omega_b = 2\pi f$, f est la fréquence d'alimentation.

P est le nombre de pôles de la machine.

T_L est le couple résistant,

T_{damp} est le couple de frottement, J est la constante d'inertie.

II.3.2.2 Modèle avec rupture de barre rotorique

La rupture de barre rotorique provoque une asymétrie de la résistance et de l'inductance dans les phases du rotor, ce qui entraîne une asymétrie du champ électromagnétique tournant dans l'entrefer entre le stator et le rotor. Par conséquent, cela induira des harmoniques de fréquence dans le courant du stator. L'impact des barres cassées aux de rotor peut être modélisé en déséquilibrant la résistance du rotor, les changements d'inductance sont négligeables en raison de son influence insignifiante par rapport aux changements de résistance [18,21]. Pour simplifier, la contribution de l'anneau d'extrémité est également négligée [18,22]. Les résistances et inductances du stator restent inchangées.

La résistance rotorique modifiée dans le repère abc est donnée comme suit :

$$r_r^* = \begin{bmatrix} (r_r + \Delta r_{ra}) & 0 & 0 \\ 0 & (r_r + \Delta r_{rb}) & 0 \\ 0 & 0 & (r_r + \Delta r_{rc}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

Où Δr_{ra} , Δr_{rb} et Δr_{rc} représentent respectivement les variations de résistance du rotor dans les phases a , b et c , dus à des défauts de barre cassée.

La résistance équivalente du rotor de phase d'un moteur à cage à l'état sain est donnée par [18]

$$r_r \approx \frac{(2N_s)^2}{N_b/3} r_b$$

Où r_b représente les résistances des barres rotoriques, N_b et N_s sont le nombre total de barres de rotor et les tours d'enroulement de stator équivalents.

Quand il y a n_{bb} barres de rotor cassées, l'incrément $\Delta r_{ra,b,c}$ dans chaque phase est obtenu comme suit :

$$\Delta r_{ra,b,c} = r_r^* - r_r = \frac{(2N_s)^2}{N_b/3 - n_{bb}} r_b - \frac{(2N_s)^2}{N_b/3} r_b = \frac{3n_{bb}}{N_b - 3n_{bb}} r_r \quad (\text{II.17})$$

Pour simuler un défaut de barre cassé, la matrice de résistance de rotor dans l'équation (II.7) doit être remplacée par la matrice de résistance de rotor modifiée r_r^* .

Ensuite, l'équation (II.7) doit être transformée dans le référentiel $qd0$ [21].

En utilisant le référentiel stationnaire (réglage de la vitesse de rotation $qd0$ à zéro), le changement de résistance du rotor dans l'équation (II.16) peut être réorganisé dans le référentiel $qd0$ comme suite :

$$\Delta r_r^{*qd0} = \begin{bmatrix} r_{r11} & r_{r12} & r_{r13} \\ r_{r21} & r_{r22} & r_{r23} \\ r_{r31} & r_{r32} & r_{r33} \end{bmatrix}$$

Où les éléments de la matrice sont :

$$r_{r11} = \frac{1}{3}(\Delta r_{ra} + \Delta r_{rb} + \Delta r_{rc}) + \frac{1}{6}(2\Delta r_{ra} - \Delta r_{rb} - \Delta r_{rc}) \cos(2\theta_r) + \frac{\sqrt{3}}{6}(\Delta r_{rb} - \Delta r_{rc}) \sin(2\theta_r)$$

$$r_{r12} = -\frac{1}{6}(2\Delta r_{ra} - \Delta r_{rb} - \Delta r_{rc}) \sin(2\theta_r) + \frac{\sqrt{3}}{6}(\Delta r_{rb} - \Delta r_{rc}) \cos(2\theta_r)$$

$$r_{r13} = -\frac{1}{3}(2\Delta r_{ra} - \Delta r_{rb} - \Delta r_{rc}) \cos(\theta_r) - \frac{\sqrt{3}}{3}(\Delta r_{rb} - \Delta r_{rc}) \sin(\theta_r)$$

$$r_{r21} = r_{r12}$$

$$r_{r22} = \frac{1}{3}(\Delta r_{ra} + \Delta r_{rb} + \Delta r_{rc}) - \frac{1}{6}(2\Delta r_{ra} - \Delta r_{rb} - \Delta r_{rc}) \cos(2\theta_r) + \frac{\sqrt{3}}{6}(\Delta r_{rb} - \Delta r_{rc}) \sin(2\theta_r)$$

$$r_{r23} = -\frac{1}{3}(2\Delta r_{ra} - \Delta r_{rb} - \Delta r_{rc})\sin(\theta_r) - \frac{\sqrt{3}}{3}(\Delta r_{ra} - \Delta r_{rc})\cos(\theta_r)$$

$$r_{r31} = \frac{1}{2}r_{r13}$$

$$r_{r32} = \frac{1}{2}r_{r23}$$

$$r_{r33} = \frac{1}{3}(\Delta r_{ra} + \Delta r_{rb} + \Delta r_{rc})$$

II.3.2.3 Modèle avec enroulements de stator en court-circuit

Le défaut d'enroulement de stator en court-circuit dans une machine asynchrone à cage peut être modélisé de manière similaire avec le défaut de barre cassée. Dans la situation idéale, tous les paramètres du stator sont considérés comme identiques en trois phases. Lorsqu'un court-circuit entre les spires du stator se produit dans une phase donnée, le nombre d'enroulements correspondant diminue [19]. Ici, les changements de résistance statorique et d'inductance dus à un court-circuit doivent être pris en compte.

Une relation approximative entre la portion de court-circuit et le changement d'inductance d'enroulement dans le stator est celle de considérer l'inductance de fuite comme proportionnelle au nombre de tours au carré [23]. Alors que les inductances du rotor L_{rr}^{abc} restent inchangés (r_r devrait être remplacé par r_r^* en cas de défauts rotoriques), les paramètres électriques statoriques r_s , L_{ss}^{abc} , et les inductances mutuelles entre le stator et le rotor (L_{sr}^{abc} et L_{rs}^{abc}), sont directement concernés.

g_{sa} , g_{sb} et g_{sc} c'est respectivement le pourcentage des enroulements statoriques saines restants dans les phases statoriques a , b et c . La matrice de résistance statorique modifiée par r_s^* a une structure similaire avec la matrice de résistance du rotor modifiée r_r^* dans l'équation (II.16), la matrice d'auto-inductance du stator modifiée L_{ss}^{*abc} est donné comme suite [19] :

$$L_{ss}^{*abc} = \begin{bmatrix} g_{sa}^2 (L_{ls} + L_{ss}) & g_{sa} g_{sb} L_{sm} & g_{sa} g_{sc} L_{sm} \\ g_{sa} g_{sb} L_{sm} & g_{sb}^2 (L_{ls} + L_{ss}) & g_{sb} g_{sc} L_{sm} \\ g_{sa} g_{sc} L_{sm} & g_{sb} g_{sc} L_{sm} & g_{sc}^2 L_{ls} + L_{ss} \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

La matrice d'inductance mutuelle stator-rotor modifiée L_{sr}^{*abc} est exprimée comme suit :

$$L_{sr}^{*abc} = L_{sr} \begin{bmatrix} g_{sa} \cos(\theta_r) & g_{sa} \cos(\theta_r + 2\pi/3) & g_{sa} \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ g_{sb} \cos(\theta_r - 2\pi/3) & g_{sb} \cos(\theta_r) & g_{sb} \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ g_{sc} \cos(\theta_r + 2\pi/3) & g_{sc} \cos(\theta_r - 2\pi/3) & g_{sc} \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

Et la matrice d'inductance mutuelle rotor-stator modifiée L_{rs}^{*abc} peut être facilement obtenue comme suit :

$$L_{rs}^{*abc} = \left[L_{sr}^{*abc} \right]^T$$

Dans ces matrices L_{ss} et L_{rr} sont les auto-inductances dans le stator et le rotor, respectivement. L_{sm} et L_{rm} sont l'inductance mutuelle entre les enroulements du stator et celle entre les enroulements du rotor, respectivement. L_{sr} est la valeur de crête de l'inductance mutuelle stator-rotor, et l'exposant T désigne la transposée de la matrice.

De la même manière, ces matrices de résistance et d'inductance modifiées sont substituées à celles d'origine dans les équations (II.6) et (II.7). Ensuite, la transformation dans le référentiel $qd0$ doit être effectuée sur ces équations. En faisant cela et en supposant que le court-circuit se produit uniquement dans la phase a du stator pour plus de simplicité, la matrice de résistance du stator avec des spires court-circuitées dans le référentiel $qd0$ peut être écrit comme suite :

$$r_s^{*qd0} = r_s \begin{bmatrix} r_{s11} & 0 & r_{s13} \\ 0 & r_{s22} & 0 \\ r_{s31} & 0 & r_{s33} \end{bmatrix}$$

Où les éléments non nuls de la matrice sont :

$$r_{s11} = \frac{1}{3}(2g_{as} + 1), r_{s13} = \frac{2}{3}(g_{as} - 1), r_{s22} = 1, r_{s31} = \frac{1}{3}(g_{as} - 1) \text{ et}$$

$$r_{s33} = \frac{1}{3}(g_{as} + 1)$$

Les matrices des flux statorique et rotorique dans l'équation (II.14) peuvent être modifiées comme suit :

$$\begin{bmatrix} \lambda_s^{*qd0} \\ \lambda_r^{*qd0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} & 0 & L_{13} & L_{14} & 0 & 0 \\ 0 & L_{22} & 0 & 0 & L_{25} & 0 \\ L_{31} & 0 & L_{33} & L_{34} & 0 & 0 \\ L_{42} & 0 & L_{43} & L_{44} & 0 & 0 \\ 0 & L_{52} & 0 & 0 & L_{55} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{66} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s^{qd0} \\ i_r^{qd0} \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

Où les éléments de la matrice sont :

$$L_{11} = \frac{1}{3}(2g_{sa}^2 + 1)L_{ls} + \frac{1}{9}(2g_{sa} + 1)^2 L_m$$

$$L_{13} = \frac{2}{3}(g_{sa}^2 - 1)L_{ls} + \frac{2}{9}(2g_{sa}^2 - g_{sa} - 1)L_m$$

$$L_{14} = L_{41} = \frac{1}{3}(2g_{sa} + 1)L_m$$

$$L_{22} = L_{ls} + L_m$$

$$L_{25} = L_{52} = L_m$$

$$L_{31} = \frac{1}{3}(g_{sa}^2 - 1)L_{ls} + \frac{1}{9}(2g_{sa}^2 - g_{sa} - 1)L_m$$

$$L_{33} = \frac{1}{3}(g_{sa}^2 + 2)L_{ls} + \frac{2}{9}(g_{sa}^2 - 2g_{sa} - 1)L_m$$

$$L_{34} = \frac{1}{3}(g_{sa} - 1)L_m$$

$$L_{43} = 2L_{34}$$

$$L_{44} = L_{55} = L'_{lr} + L_m$$

$$L_{66} = L'_{lr}$$

II.3.3 Modèle en vue de la commande [24]

II.3.3.1 Théorie

La modélisation de la machine asynchrone à cage est assez difficile et se fait principalement en transformant les quantités courant alternatif triphasées en quantités courant continue biphasées. Ce type de transformation est appelé transformation $dq0$ (transformation de Park). Le modèle mathématique du moteur asynchrone à cage en utilisant la transformation $\alpha\beta0$ (généralement appelée transformation de Clarke). Les deux transformations sont similaires. La projection des quantités de phase sur le repère tournant à deux axes est généralement appelée transformation $dq0$, tandis que la projection des quantités de phase sur le repère fixe à deux axes est appelée transformation $\alpha\beta0$. Le modèle mathématique obtenu par transformation $\alpha\beta0$ est le plus précis. [25]

Les équations des tensions de ligne s'écrivent :

$$\begin{aligned}V_a(t) &= \sqrt{2}V_{RMS} \sin(\omega t) \\V_b(t) &= \sqrt{2}V_{RMS} \sin(\omega t - 120) \\V_c(t) &= \sqrt{2}V_{RMS} \sin(\omega t - 240)\end{aligned}$$

Où $V_a(t)$, $V_b(t)$ et $V_c(t)$ sont les tensions de ligne

Les relations entre abc et $\alpha\beta0$ sont données ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

II.3.3.2 Modèle mathématique

Les enroulements des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques dans l'espace peuvent être représentés comme indiqué en (Figure II.4). Les phases rotoriques sont court-circuitées sur elles-mêmes. θ est l'angle électrique entre l'axe de la phase A statorique et la phase a rotorique.

ABC sont les enroulements de phase du stator alors que abc sont les trois enroulements de phase du rotor.

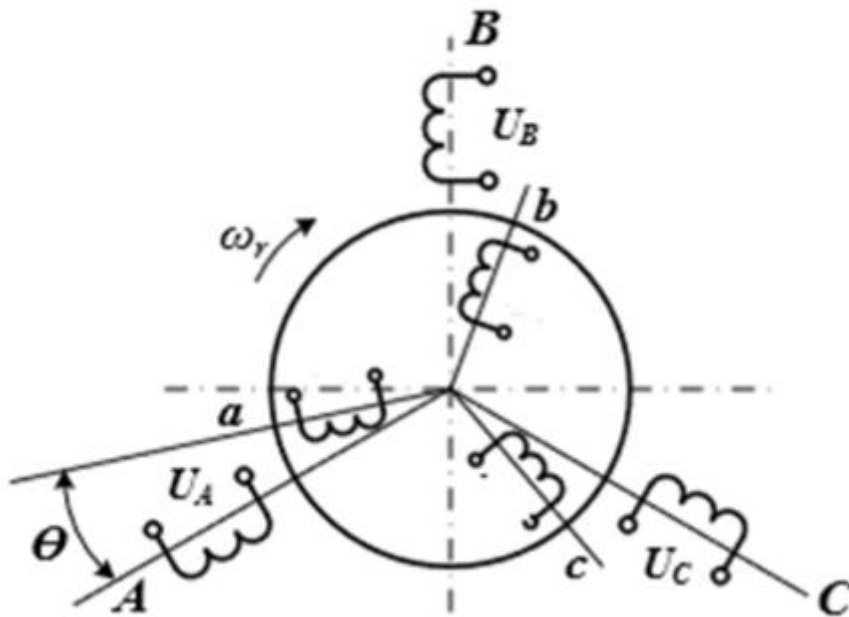


Figure II.4: Représentation des enroulements statoriques et rotoriques

Pour les 3 phases statoriques

$$V_A = r_S^A i_S^A + \frac{d}{dt}(\phi_S^A) \quad (\text{II.23})$$

$$V_B = r_S^B i_S^B + \frac{d}{dt}(\phi_S^B) \quad (\text{II.24})$$

$$V_C = r_S^C i_S^C + \frac{d}{dt}(\phi_S^C) \quad (\text{II.25})$$

r_S^A, r_S^B, r_S^C sont les résistances statoriques des phases A, B et C simultanément.

De même pour le rotor

$$0 = r_r^a i_r^{SA} + \frac{d}{dt}(\phi_r^{SA}) - j\omega_r^a \phi_r^{SA} \quad (\text{II.26})$$

$$0 = r_r^b i_r^{SB} + \frac{d}{dt}(\phi_r^{SB}) - j\omega_r^b \phi_r^{SB} \quad (\text{II.27})$$

$$0 = r_r^c i_r^{SC} + \frac{d}{dt}(\phi_r^{SC}) - j\omega_r^c \phi_r^{SC} \quad (\text{II.28})$$

Le flux magnétique de l'enroulement statorique

$$\phi_S^A = L_S^A i_S^A + L_m^A i_r^{SA} \quad (\text{II.29})$$

$$\phi_S^B = L_S^B i_S^B + L_m^B i_r^{SB} \quad (\text{II.30})$$

$$\phi_S^C = L_S^C i_S^C + L_m^C i_r^{SC} \quad (\text{II.31})$$

Le flux magnétique de l'enroulement rotorique

$$\phi_r^{SA} = L_r^{SA} i_r^{SA} + L_m^A i_S^A \quad (\text{II.32})$$

$$\phi_r^{SB} = L_r^{SB} i_r^{SB} + L_m^B i_S^B \quad (\text{II.33})$$

$$\phi_r^{SC} = L_r^{SC} i_r^{SC} + L_m^C i_S^C \quad (\text{II.34})$$

En mettant les valeurs respectivement de l'équation II.29, II.30, II.31 dans les équations II.23, II.24, II.25 on obtient :

$$V_A = r_S^A i_S^A + L_S^A \frac{d}{dt} i_S^A + L_m^A \frac{d}{dt} i_r^{SA} \quad (\text{II.35})$$

$$V_B = r_s^B i_s^B + L_s^B \frac{d}{dt} i_s^B + L_m^B \frac{d}{dt} i_r^{SB} \quad (\text{II.36})$$

$$V_C = r_s^C i_s^C + L_s^C \frac{d}{dt} i_s^C + L_m^C \frac{d}{dt} i_r^{SC} \quad (\text{II.37})$$

De même en mettant respectivement les équations II.32, II.33, II.34 dans les II.26, II.27, II.28 on obtient :

$$0 = r_r^a i_r^{SA} + L_r^{SA} \frac{d}{dt} i_r^{SA} + L_m^A \frac{d}{dt} i_s^A - j\omega_r^a (L_r^{SA} i_r^{SA} + L_m^A i_s^A) \quad (\text{II.38})$$

$$0 = r_r^b i_r^{SB} + L_r^{SB} \frac{d}{dt} i_r^{SB} + L_m^B \frac{d}{dt} i_s^B - j\omega_r^b (L_r^{SB} i_r^{SB} + L_m^B i_s^B) \quad (\text{II.39})$$

$$0 = r_r^c i_r^{SC} + L_r^{SC} \frac{d}{dt} i_r^{SC} + L_m^C \frac{d}{dt} i_s^C - j\omega_r^c (L_r^{SC} i_r^{SC} + L_m^C i_s^C) \quad (\text{II.40})$$

Ces équations sont mises sous forme matricielle pour obtenir la matrice d'espace d'état suivante :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_s^A \\ i_s^B \\ i_s^C \\ i_r^{SA} \\ i_r^{SB} \\ i_r^{SC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_s^A & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_s^B & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_s^C & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_r^a & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_r^b & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_r^c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} i_s^A \\ \frac{d}{dt} i_s^B \\ \frac{d}{dt} i_s^C \\ \frac{d}{dt} i_r^{SA} \\ \frac{d}{dt} i_r^{SB} \\ \frac{d}{dt} i_r^{SC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_s^A & 0 & 0 & L_M^A & 0 & 0 \\ 0 & L_s^B & 0 & 0 & L_M^B & 0 \\ 0 & 0 & L_s^C & 0 & 0 & L_M^C \\ L_M^A & 0 & 0 & L_r^{SA} & 0 & 0 \\ 0 & L_M^B & 0 & 0 & L_r^{SB} & 0 \\ 0 & 0 & L_M^C & 0 & 0 & L_r^{SC} \end{bmatrix} - j \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \omega_r^a L_m^A & 0 & 0 & \omega_r^a L_r^{SA} & 0 & 0 \\ 0 & \omega_r^b L_m^B & 0 & 0 & \omega_r^b L_r^{SB} & 0 \\ 0 & 0 & \omega_r^c L_m^C & 0 & 0 & \omega_r^c L_r^{SC} \end{bmatrix}$$

Après avoir appliqué la transformation de Clarke nous avons les vecteurs de tension suivants :

$$V_A = V_A^\alpha + V_A^\beta$$

$$V_B = V_B^\alpha + V_B^\beta$$

$$V_C = V_C^\alpha + V_C^\beta$$

De même pour les courants statoriques et rotoriques :

$$i_s^A = i_{s\alpha}^A + i_{s\beta}^A \quad i_r^{SA} = i_{r\alpha}^{SA} + i_{r\beta}^{SA}$$

$$i_s^B = i_{s\alpha}^B + i_{s\beta}^B \quad i_r^{SB} = i_{r\alpha}^{SB} + i_{r\beta}^{SB}$$

$$i_s^C = i_{s\alpha}^C + i_{s\beta}^C \quad i_r^{SC} = i_{r\alpha}^{SC} + i_{r\beta}^{SC}$$

De même pour les tensions statoriques et rotoriques

$$V_A^\alpha + jV_A^\beta = r_S^A (i_{S\alpha}^A + ji_{S\beta}^A) + L_S^A \frac{d}{dt} (i_{S\alpha}^A + ji_{S\beta}^A) + L_m^A (i_\alpha^{SA} + ji_\beta^{SA})$$

$$V_B^\alpha + jV_B^\beta = r_S^B (i_{S\alpha}^B + ji_{S\beta}^B) + L_S^B \frac{d}{dt} (i_{S\alpha}^B + ji_{S\beta}^B) + L_m^B (i_\alpha^{SB} + ji_\beta^{SB})$$

$$V_C^\alpha + jV_C^\beta = r_S^C (i_{S\alpha}^C + ji_{S\beta}^C) + L_S^C \frac{d}{dt} (i_{S\alpha}^C + ji_{S\beta}^C) + L_m^C (i_\alpha^{SC} + ji_\beta^{SC})$$

$$0 = r_r^a (i_\alpha^{SA} + ji_\beta^{SA}) + L_r^{SA} \frac{d}{dt} (i_\alpha^{SA} + ji_\beta^{SA}) + L_m^A \frac{d}{dt} (i_{S\alpha}^A + ji_{S\beta}^A) - j\omega_r^a [L_r^{SA} (i_\alpha^{SA} + ji_\beta^{SA}) + L_m^A (i_{S\alpha}^A + ji_{S\beta}^A)]$$

$$0 = r_r^b (i_\alpha^{SB} + ji_\beta^{SB}) + L_r^{SB} \frac{d}{dt} (i_\alpha^{SB} + ji_\beta^{SB}) + L_m^B \frac{d}{dt} (i_{S\alpha}^B + ji_{S\beta}^B) - j\omega_r^b [L_r^{SB} (i_\alpha^{SB} + ji_\beta^{SB}) + L_m^B (i_{S\alpha}^B + ji_{S\beta}^B)]$$

$$0 = r_r^c (i_\alpha^{SC} + ji_\beta^{SC}) + L_r^{SC} \frac{d}{dt} (i_\alpha^{SC} + ji_\beta^{SC}) + L_m^C \frac{d}{dt} (i_{S\alpha}^C + ji_{S\beta}^C) - j\omega_r^c [L_r^{SC} (i_\alpha^{SC} + ji_\beta^{SC}) + L_m^C (i_{S\alpha}^C + ji_{S\beta}^C)]$$

Finalement ces équations sont mises sous forme matricielle pour obtenir la matrice d'espace d'état suivante :

$$\begin{bmatrix} V_A^\alpha \\ V_B^\alpha \\ V_C^\alpha \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + j \begin{bmatrix} V_A^\beta \\ V_B^\beta \\ V_C^\beta \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} i_{S\alpha}^A + j \frac{d}{dt} i_{S\beta}^A \\ \frac{d}{dt} i_{S\alpha}^B + j \frac{d}{dt} i_{S\beta}^B \\ \frac{d}{dt} i_{S\alpha}^C + j \frac{d}{dt} i_{S\beta}^C \\ \frac{d}{dt} i_\alpha^{SA} + j \frac{d}{dt} i_\beta^{SA} \\ \frac{d}{dt} i_\alpha^{SB} + j \frac{d}{dt} i_\beta^{SB} \\ \frac{d}{dt} i_\alpha^{SC} + j \frac{d}{dt} i_\beta^{SC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_S^A & 0 & 0 & L_M^A & 0 & 0 \\ 0 & L_S^B & 0 & 0 & L_M^B & 0 \\ 0 & 0 & L_S^C & 0 & 0 & L_M^C \\ L_M^A & 0 & 0 & L_r^{SA} & 0 & 0 \\ 0 & L_M^B & 0 & 0 & L_r^{SB} & 0 \\ 0 & 0 & L_M^C & 0 & 0 & L_r^{SC} \end{bmatrix} - j \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \omega_r^a L_m^A & 0 & 0 & \omega_r^a L_r^{SA} & 0 & 0 \\ 0 & \omega_r^b L_m^B & 0 & 0 & \omega_r^b L_r^{SB} & 0 \\ 0 & 0 & \omega_r^c L_m^C & 0 & 0 & \omega_r^c L_r^{SC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_\alpha^{SA} + ji_\beta^{SA} \\ i_\alpha^{SB} + ji_\beta^{SB} \\ i_\alpha^{SC} + ji_\beta^{SC} \\ i_\alpha^{SA} + ji_\beta^{SA} \\ i_\alpha^{SB} + ji_\beta^{SB} \\ i_\alpha^{SC} + ji_\beta^{SC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_S^A & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_S^B & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_S^C & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_r^a & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_r^b & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_r^c \end{bmatrix}$$

II.3.3.3 Modèle dynamique

Une alimentation triphasée est fournie au stator de la machine asynchrone à cage est représentée par V_a , V_b et V_c . Le signal de l'onde sinusoïdale est défini en fonction du temps au lieu d'un échantillon, comme illustré à la figure II.5

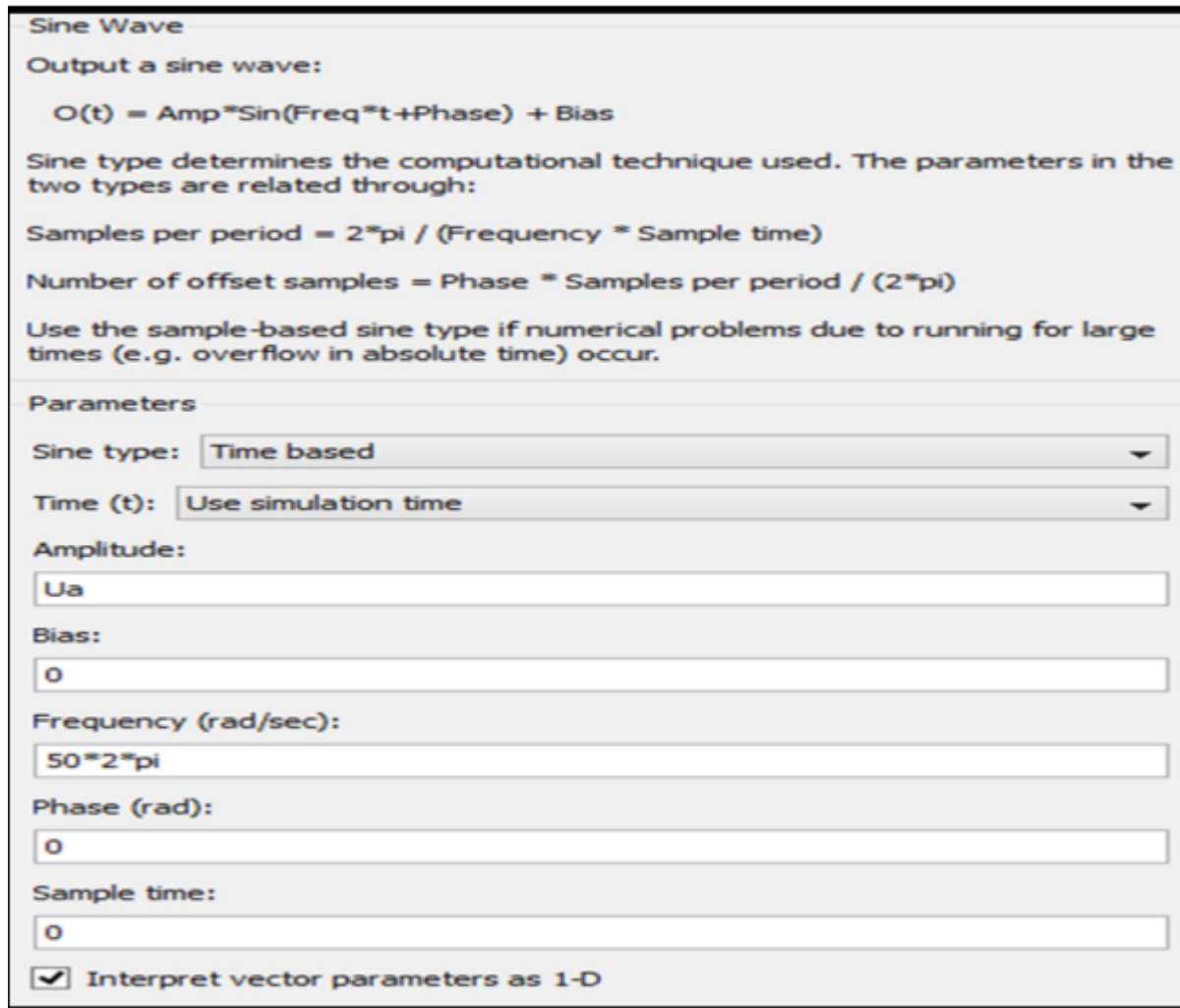


Figure II.5: Bloc fonctionnel de l'onde sinusoïdale comme entrée

Le multiplexeur 4x1 est connecté à la sortie de l'entrée triphasée. Ensuite, le bloc S est connecté qui prend les paramètres du fichier M et de la S-fonction. Les paramètres de la S-fonction sont illustrés à la figure II.6

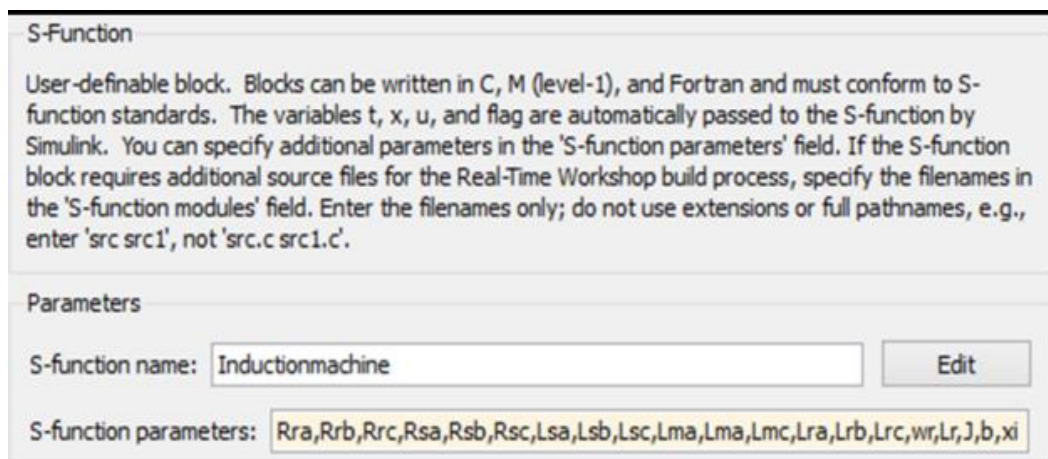


Figure II.6: Bloc fonctionnel de la S-fonction

Chapitre II : Modèles usuels de la machine asynchrone à cage

L'horloge sort le temps de simulation et le donne au bloc de temps. Après la connexion du bloc de S-fonction 1x16, le démultiplexeur donne les sorties au bloc spécifique sous la forme de différents courants, vitesse et couple électrique ?

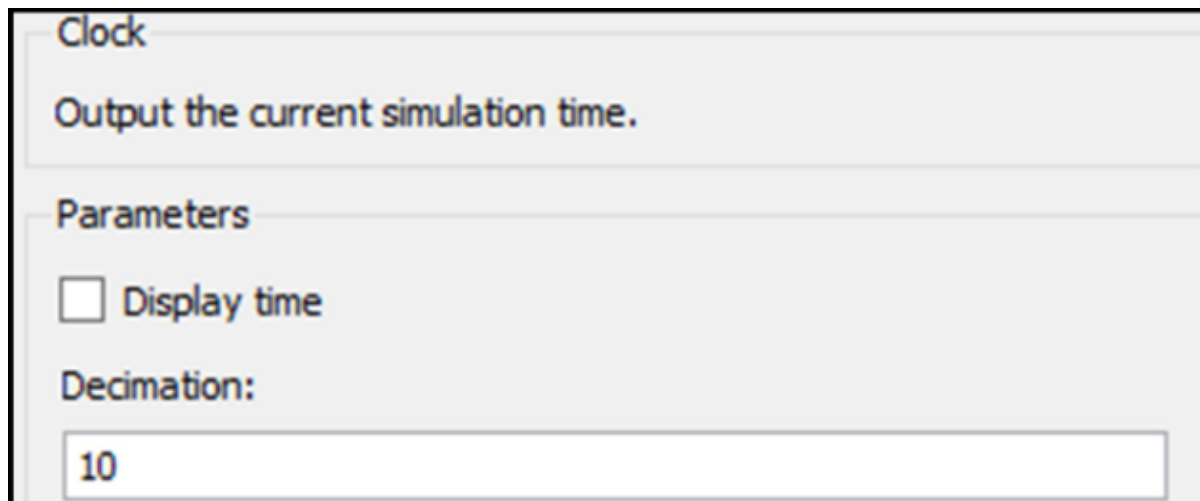


Figure II.7: Bloc fonctionnel du temps de simulation

La figure II.8 montre le modèle dynamique de la machine asynchrone à cage conçu en utilisant la matrice d'espace d'états et les équations différentielles ci-dessus. Ce modèle est examiné en utilisant MATLAB SIMULINK pour la puissance nominale et d'autres caractéristiques techniques telles que les résistances et les inductances du moteur.

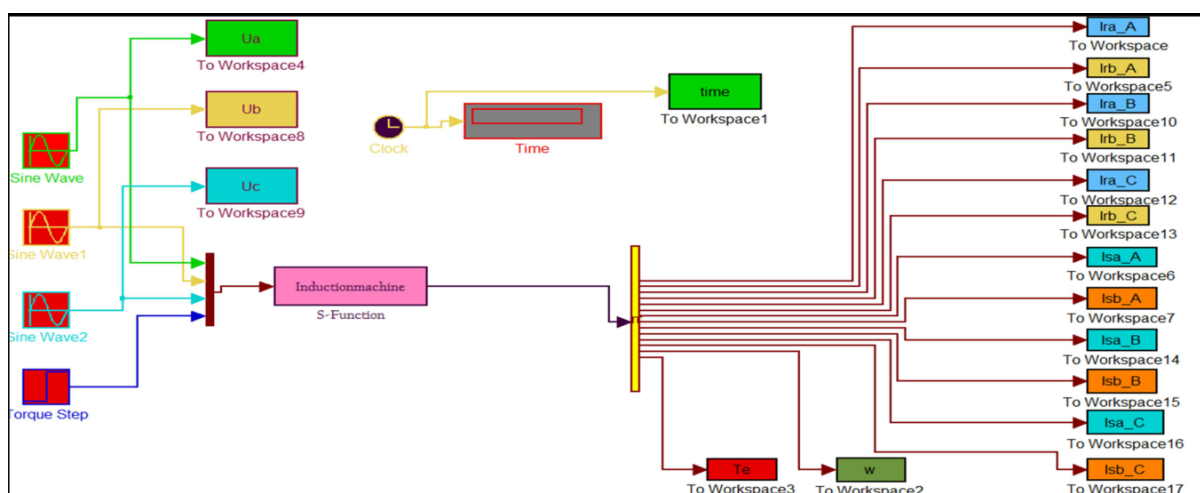


Figure II.8: Modèle dynamique de la machines asynchrones à cage

II.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté explicitement les étapes de construction du modèle mathématique de la machine asynchrone à cage d'écureuil, en utilisant le modèle vecteur d'espace sous Matlab Simulink, L'approche des circuits électriques magnétiquement couplés dans le cas équilibré et déséquilibré et enfin un model en vue de la commande le plus récent.

Comme notre travail porte sur la modélisation et la simulation sur Matlab Simulink, Il faut disposer d'un modèle mathématique le plus fidèle possible, décrivant le comportement de la machine pour différents modes de fonctionnement. Ce qui sera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre III : Simulation de la machine asynchrone

III.1 Introduction

La commande d'entraînement haute performance telle que la commande vectorielle ou champ orientée est basée sur le modèle dynamique d-q de la machine asynchrone à Cage. Le modèle dynamique sous forme d'espace d'état est important pour l'analyse transitoire de la machine asynchrone à cage, en particulier la simulation par ordinateur ce fait dans MATLAB/SIMULINK. Ainsi, la modélisation dynamique de la machines asynchrones à cage par le logiciel SIMULINK est utilisé ici. Le moteur peut être modélisé en référentiel tournant et en référentiel fixe. Les variables électriques dans le modèle peuvent être choisies comme des flux, des courants ou un mélange des deux. Dans ce chapitre, nous considérons le flux comme variables principales dans les équations de l'espace d'état de la machine asynchrone dans un repère tournant. SIMULINK est un programmeur d'opérations de modèle, le modèle de simulation peut être facilement développé en ajoutant de nouveaux sous-modèles pour répondre à diverses fonctions de contrôle. En tant que sous-modèle, le moteur asynchrone à cage pourrait être incorporé dans un système complet d'entraînement de machine électrique.

III.2 Outils de simulation MATLAB/SIMULINK

III.2.1 MATLAB [26]

MATLAB est un logiciel de calcul matriciel à syntaxe simple. Avec ses fonctions spécialisées, MATLAB peut être aussi considéré comme un langage de programmation adapté pour les problèmes scientifiques.

MATLAB est un interpréteur : les instructions sont interprétées et exécutées ligne par ligne. Il existe deux modes de fonctionnement :

1. mode interactif : MATLAB exécute les instructions au fur et à mesure qu'elles sont données par l'utilisateur.
2. mode exécutif : MATLAB exécute ligne par ligne un "fichier M" (programme en langage MATLAB).

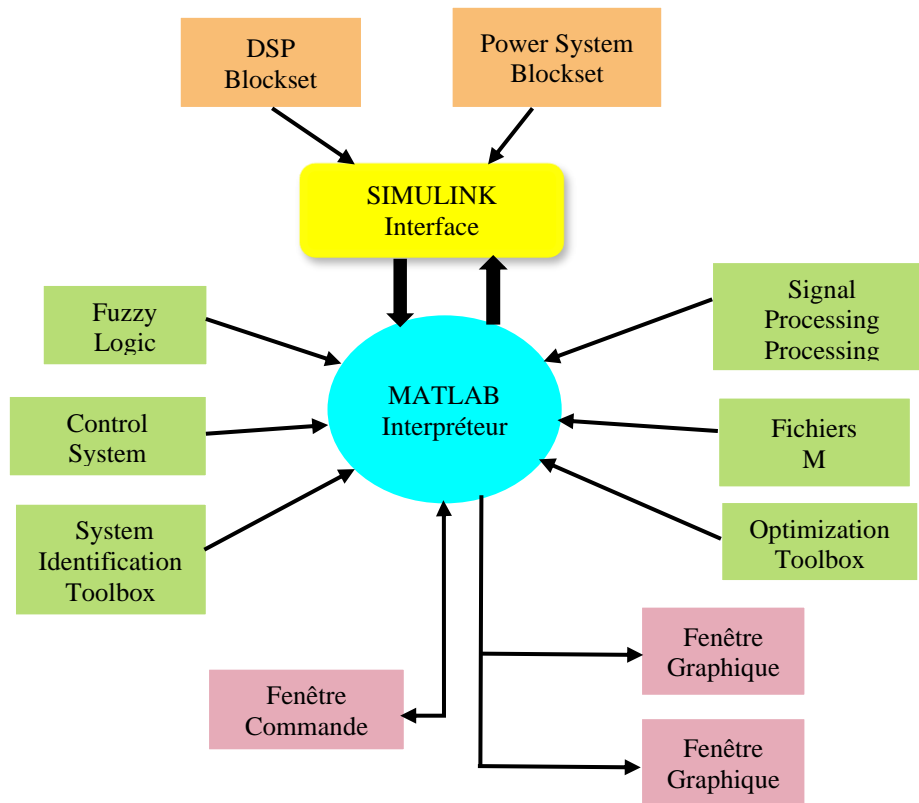


Figure III.1 : *Environnement MATLAB*

III.2.2 Simulink [27]

SIMULINK™ est un programme pour la simulation des systèmes dynamiques linéaires et non linéaires ; une extension de MATLAB™, dans laquelle la définition des modèles se fait par schémas blocs (diagramme structurel). Le diagramme structurel permet la représentation graphique d'un système d'équations linéaires et non linéaires. Il met en évidence la structure du système et permet de visualiser les interactions entre les différentes grandeurs internes et externes. On distingue alors particulièrement bien les contre-réactions, les couplages réciproques, les non-linéarités, etc. Les éléments qui composent le diagramme structurel représentent des opérations mathématiques, à savoir addition, soustraction, multiplication avec un coefficient, intégration et différentiation, ainsi que la multiplication et la division de deux variables et la fonction non linéaire d'une variable. SIMULINK possède une interface graphique pour visualiser les résultats sous forme de graphiques ou de valeurs numériques en cours de simulation. Les paramètres régissant le fonctionnement des systèmes peuvent être modifiés en ligne, c'est à dire en cours de simulation, et l'on peut observer leur effet immédiatement. SIMULINK est bâti autour d'une bibliothèque de blocs (librairies)

classés par catégories. Les principales librairies sont montrées dans le tableau I.6

Tableau III.1 : Les principales librairies du Simulink

Libraries	Contenu
Sources	Différents types de signaux d'entrée
Sinks	Appareils virtuels de visualisation
Continuous	Systèmes et opérateurs continus
Discrete	Blocs représentant les systèmes discrets
Math	Opérateurs mathématiques
Functions & Tables	Fonctions et tables de valeurs
Nonlinear	Systèmes et opérateurs non linéaires
Signals & Systems	Blocs de connexion et sous-systèmes

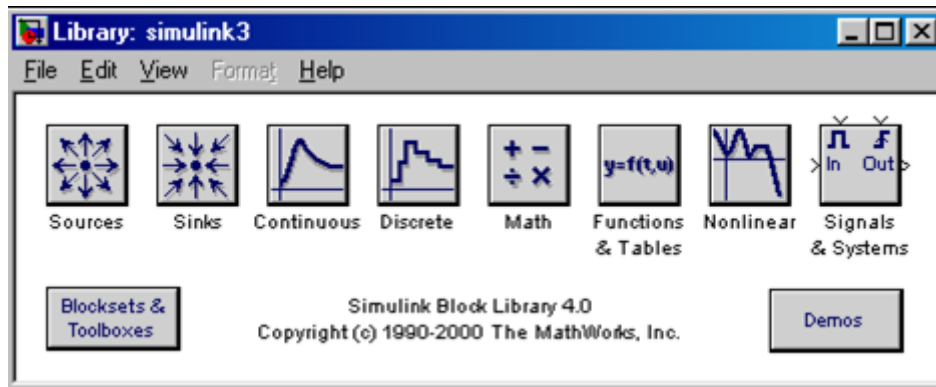


Figure III.2: Librairie SIMULINK

III.3 Modèle dynamique d-q

Elaboration du modèle de la machine asynchrone sous l'environnement Matlab/SIMULINK.

III.3.1 Le bloc d'alimentation de la machine

La machine est alimentée avec un système de réseau triphasé équilibré :

$$V_{as} = V_m \sin(\omega_e t) \quad (\text{III.1})$$

$$V_{bs} = V_m \sin\left(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{III.2})$$

$$V_{cs} = V_m \sin\left(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{III.3})$$

Où, V_m est l'amplitude de la tension aux bornes, ω_e est la fréquence d'alimentation.

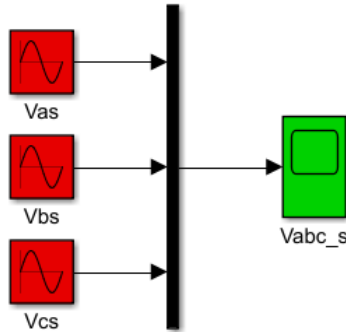


Figure III.3: Modèle d'alimentation (tensions statoriques triphasées)

Pour développer un modèle dynamique du moteur asynchrone à cage, la transformation triphasée en deux axes est nécessaire, cela se fait comme suit :

Les variables du référentiel stationnaire triphasé (V_{as} , V_{bs} et V_{cs}) sont transformées en référentiel stationnaire biphasé (V_{qs}^s et V_{ds}^s).

Cela se fait par les équations suivantes :

$$V_{qs}^s = V_{as} \quad (\text{III.4})$$

$$V_{ds}^s = -\frac{1}{\sqrt{3}}V_{bs} + \frac{1}{\sqrt{3}}V_{cs} \quad (\text{III.5})$$

Ensuite, les variables à deux phases du repère stationnaire (V_{qs}^s , V_{ds}^s) sont transformées en variables à deux phases dans un repère rotatif (V_{qs} et V_{ds}) de manière synchrone. Ceci est réalisé suivant les équations (III.6 et III.7) et le modèle Simulink est comme indiqué sur la figure III.5

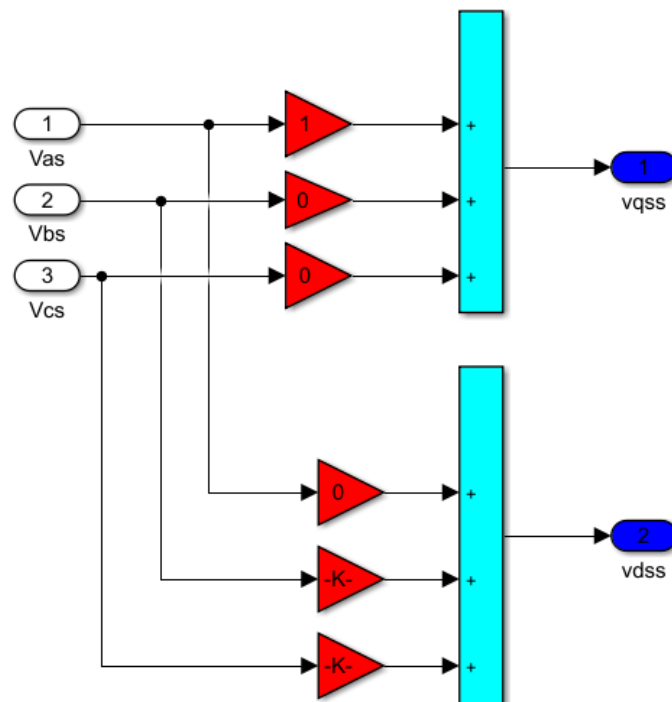


Figure III.4: Transformation des tensions triphasé-biphasé

$$V_{qs} = V_{qs}^s \cos \theta_e - V_{ds}^s \sin \theta_e \quad (\text{III.6})$$

$$V_{ds} = V_{qs}^s \sin \theta_e + V_{ds}^s \cos \theta_e \quad (\text{III.7})$$

Où, ω_e est la vitesse synchrone à laquelle le référentiel tournant tourne et $\theta_e = \omega_e t$ est l'angle du référentiel tournant par rapport au référentiel fixe.

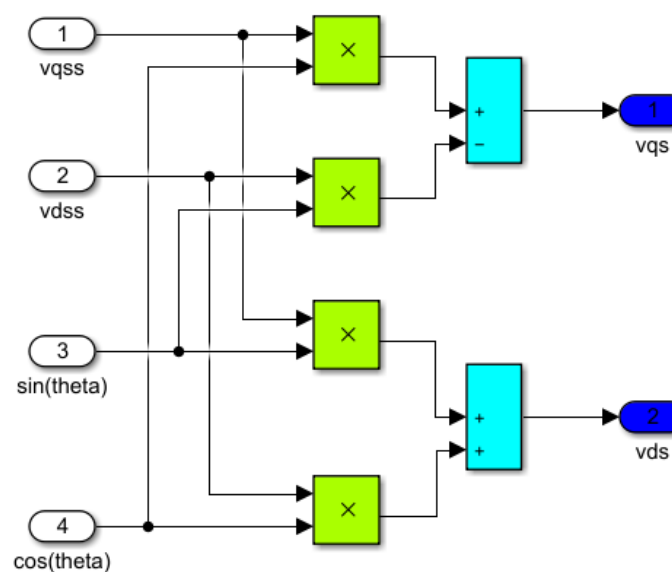


Figure III.5: sous-modèle pour changement de repère V_{qs}^s, V_{ds}^s à V_{qs}, V_{ds}

Chapitre III : Simulation de la machine asynchrone

Représentons maintenant à la fois les circuits statoriques et rotoriques ($d^s - q^s$ et $d^r - q^r$) et leurs variables dans un référentiel de synchronisme $d^e - q^e$

Les équations du circuit statorique sont données comme suit :

$$V_{qs}^s = r_s i_{qs}^s + \frac{d\phi_{qs}^s}{dt} \quad (\text{III.8})$$

$$V_{ds}^s = r_s i_{ds}^s + \frac{d\phi_{ds}^s}{dt} \quad (\text{III.9})$$

Où ϕ_{qs}^s et ϕ_{ds}^s sont respectivement les flux statoriques de l'axe q et axe d . Après avoir converti les équations ci-dessus en repère $d^e - q^e$ à rotation synchrone, nous obtenons les équations suivantes :

$$V_{qs} = r_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_e \phi_{ds} \quad (\text{III.10})$$

$$V_{ds} = r_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_e \phi_{qs} \quad (\text{III.11})$$

Les équations du circuit rotorique sont données par :

$$V_{qr} = r_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \omega_e \phi_{dr} \quad (\text{III.12})$$

$$V_{dr} = r_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega_e \phi_{qr} \quad (\text{III.13})$$

Le rotor se déplace réellement à grande vitesse ω_r . Par conséquent, les axes d - q fixés sur le rotor se déplacent à grande vitesse ($\omega_e - \omega_r$) par rapport au repère tournant de manière synchrone.

Par conséquent, dans le repère $d^e - q^e$, les équations réelles du rotor sont écrites comme suit :

$$V_{qr} = r_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \phi_{dr} \quad (\text{III.14})$$

$$V_{dr} = r_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_e - \omega_r) \phi_{qr} \quad (\text{III.15})$$

Comme indiqué précédemment, dans ce chapitre, un modèle dynamique de moteur asynchrone à cage sous forme d'espace d'état est développé. Par conséquent, il est nécessaire de changer les variables de flux du système SI en système par unit cette. ces changements donnés comme suit :

$$F_{qs} = \omega_b \phi_{qs} \quad (\text{III.16})$$

$$F_{qr} = \omega_b \phi_{qr} \quad (\text{III.17})$$

$$F_{ds} = \omega_b \phi_{ds} \quad (\text{III.18})$$

$$F_{dr} = \omega_b \phi_{dr} \quad (\text{III.19})$$

Où, (ω_b) est la fréquence de base de la machine.

En remplaçant les équations (III.16) à (III.19) dans les équations du stator et du rotor (III.8), (III.9), (III.14) et (III.15), nous obtenons les équations suivantes.

En supposant que : $V_{qr} = V_{dr} = 0$

$$V_{qs} = r_s i_{qs} + \frac{1}{\omega_b} \frac{dF_{qs}}{dt} + \frac{\omega_e}{\omega_b} F_{ds} \quad (\text{III.20})$$

$$V_{ds} = r_s i_{ds} + \frac{1}{\omega_b} \frac{dF_{ds}}{dt} - \frac{\omega_e}{\omega_b} F_{qs} \quad (\text{III.21})$$

$$0 = r_r i_{qr} + \frac{1}{\omega_b} \frac{dF_{qr}}{dt} + \frac{(\omega_e - \omega_r)}{\omega_b} F_{dr} \quad (\text{III.22})$$

$$0 = r_r i_{dr} + \frac{1}{\omega_b} \frac{dF_{dr}}{dt} - \frac{(\omega_e - \omega_r)}{\omega_b} F_{qr} \quad (\text{III.23})$$

Les équations de flux dans le repère dq peuvent être écrites comme suit :

$$\phi_{qs} = L_{ls} i_{qs} + L_m (i_{qs} + i_{qr}) \quad (\text{III.24})$$

$$\phi_{qr} = L_{lr} i_{qr} + L_m (i_{qs} + i_{qr}) \quad (\text{III.25})$$

$$\phi_{qm} = L_m (i_{qs} + i_{qr}) \quad (\text{III.26})$$

$$\phi_{ds} = L_{ls} i_{ds} + L_m (i_{ds} + i_{dr}) \quad (\text{III.27})$$

$$\phi_{dr} = L_{lr} i_{dr} + L_m (i_{ds} + i_{dr}) \quad (\text{III.28})$$

$$\phi_{dm} = L_m (i_{ds} + i_{dr}) \quad (\text{III.29})$$

En multipliant les équations (III.24) à (III.28) par ω_b des deux côtés, pour obtenir les équations de flux en pu :

$$F_{qs} = \omega_b \phi_{qs} = X_{ls} i_{qs} + X_m (i_{qs} + i_{qr}) \quad (\text{III.30})$$

$$F_{qr} = \omega_b \phi_{qr} = X_{lr} i_{qr} + X_m (i_{qs} + i_{qr}) \quad (\text{III.31})$$

$$F_{qm} = \omega_b \phi_{qm} = X_m i_{qr} + (i_{qs} + i_{qr}) \quad (\text{III.32})$$

$$F_{ds} = \omega_b \phi_{ds} = X_{ls} i_{ds} + X_m (i_{ds} + i_{dr}) \quad (\text{III.33})$$

$$F_{dr} = \omega_b \phi_{dr} = X_{lr} i_{dr} + X_m (i_{ds} + i_{dr}) \quad (\text{III.34})$$

$$F_{dm} = \omega_b \phi_{dm} = X_m (i_{ds} + i_{dr}) \quad (\text{III.35})$$

Où, $X_{ls} = \omega_b L_{ls}$ = Réactance de fuite du stator

$X_{lr} = \omega_b L_{lr}$ = Réactance de fuite du rotor

$X_m = \omega_b L_m$ = Réactance magnétisante

Les équations (III.30), (III.31), (III.33) et (III.34) peuvent être écrites comme suit :

$$F_{qs} = X_{ls} i_{qs} + F_{qm} \quad (\text{III.36})$$

$$F_{qr} = X_{lr} i_{qr} + F_{qm} \quad (\text{III.37})$$

$$F_{ds} = X_{ls} i_{ds} + F_{dm} \quad (\text{III.38})$$

$$F_{dr} = X_{lr} i_{dr} + F_{dm} \quad (\text{III.39})$$

Les courants peuvent être exprimés en fonction de flux :

$$i_{qs} = \frac{F_{qs} - F_{qm}}{X_{ls}} \quad (\text{III.40})$$

$$i_{qr} = \frac{F_{qr} - F_{qm}}{X_{lr}} \quad (\text{III.41})$$

$$i_{ds} = \frac{F_{ds} - F_{dm}}{X_{ls}} \quad (\text{III.42})$$

$$i_{dr} = \frac{F_{dr} - F_{dm}}{X_{lr}} \quad (\text{III.43})$$

En utilisant les équations (III.40) à (III.43) dans les équations (III.36) à (III.39), F_{qm} et F_{dm} sont écrits comme suit :

$$F_{qm} = X_m \left(\frac{F_{qs} - F_{qm}}{X_{ls}} + \frac{F_{qr} - F_{qm}}{X_{lr}} \right) \quad (\text{III.44})$$

$$0 = \frac{r_r}{X_{lr}} (F_{dr} - F_{dm}) + \frac{1}{\omega_b} \frac{dF_{qr}}{dt} - \frac{(\omega_e - \omega_r)}{\omega_b} F_{qr}$$

$$F_{qm} = \frac{X_{m1}}{X_{ls}} F_{qs} + \frac{X_{m1}}{X_{lr}} F_{qr} \quad (\text{III.45})$$

Aussi,

$$F_{dm} = \frac{X_{m1}}{X_{ls}} F_{ds} + \frac{X_{m1}}{X_{lr}} F_{dr} \quad (\text{III.46})$$

$$\text{Où, } X_{m1} = \frac{X_m X_{ls} X_{lr}}{X_{ls} X_{lr} + X_{lr} X_m + X_{ls} X_m}$$

Enfin, les équations de tension de stator et de rotor peuvent être écrites de la manière suivante, après avoir substitué les équations III.40 à III.43 dans les équations III.20 à III.23 :

$$V_{qs} = \frac{r_s}{X_{ls}} (F_{qs} - F_{qm}) + \frac{1}{\omega_b} \frac{dF_{qs}}{dt} + \frac{\omega_e}{\omega_b} F_{ds} \quad (\text{III.47})$$

$$V_{ds} = \frac{r_s}{X_{ls}} (F_{ds} - F_{dm}) + \frac{1}{\omega_b} \frac{dF_{ds}}{dt} - \frac{\omega_e}{\omega_b} F_{qs} \quad (\text{III.48})$$

$$0 = \frac{r_r}{X_{lr}} (F_{qr} - F_{qm}) + \frac{1}{\omega_b} \frac{dF_{qr}}{dt} + \frac{(\omega_e - \omega_r)}{\omega_b} F_{dr} \quad (\text{III.49})$$

$$0 = \frac{r_r}{X_{lr}} (F_{dr} - F_{dm}) + \frac{1}{\omega_b} \frac{dF_{dr}}{dt} - \frac{(\omega_e - \omega_r)}{\omega_b} F_{qr} \quad (\text{III.50})$$

Maintenant, les équations ci-dessus (III.47) à (III.50) peuvent être modifiées en exprimant sous forme d'espace d'états comme suit :

$$\frac{dF_{qs}}{dt} = \omega_b \left[V_{qs} - \frac{\omega_e F_{ds}}{\omega_b} + \frac{r_s}{X_{ls}} \left\{ \frac{F_{qr} X_m}{X_{lr}} + F_{qs} \left(\frac{X_m}{X_{ls}} - 1 \right) \right\} \right] \quad (\text{III.51})$$

$$\frac{dF_{ds}}{dt} = \omega_b \left[V_{ds} + \frac{\omega_e F_{qs}}{\omega_b} + \frac{r_s}{X_{ls}} \left\{ \frac{F_{dr} X_m}{X_{lr}} + F_{ds} \left(\frac{X_m}{X_{ls}} - 1 \right) \right\} \right] \quad (\text{III.52})$$

$$\frac{dF_{qr}}{dt} = \omega_b \left[\begin{pmatrix} \omega_e - \omega_r \\ -\omega_b \end{pmatrix} F_{dr} + \frac{r_r}{X_{lr}} \left\{ \frac{F_{qs} X_m}{X_{ls}} + F_{qr} \left(\frac{X_m}{X_{lr}} - 1 \right) \right\} \right] \quad (\text{III.53})$$

$$\frac{dF_{dr}}{dt} = \omega_b \left[\begin{pmatrix} \omega_e - \omega_r \\ \omega_b \end{pmatrix} F_{qr} + \frac{r_r}{X_{lr}} \left\{ \frac{F_{ds} X_m}{X_{ls}} + F_{dr} \left(\frac{X_m}{X_{lr}} - 1 \right) \right\} \right] \quad (\text{III.54})$$

Chapitre III : Simulation de la machine asynchrone

Les équations (III.51) à (III.54) sont utilisées pour développer des sous-modèles et obtenir F_{qs} , F_{ds} , F_{qr} et F_{dr} .

Les figures III.6, III.7, III.8 et III.9 montrent les sous-modèles qui ont été mis en œuvre

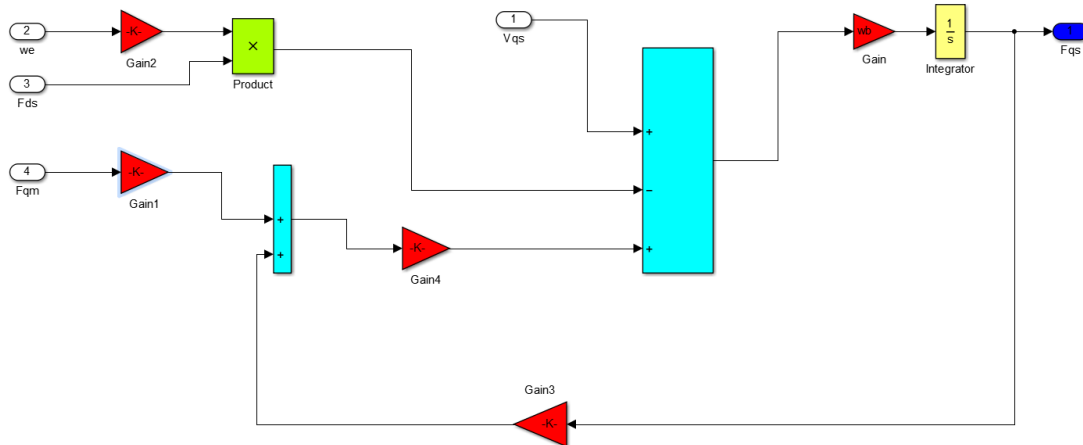


Figure III.6: sous-modèle pour calculer F_{qs}

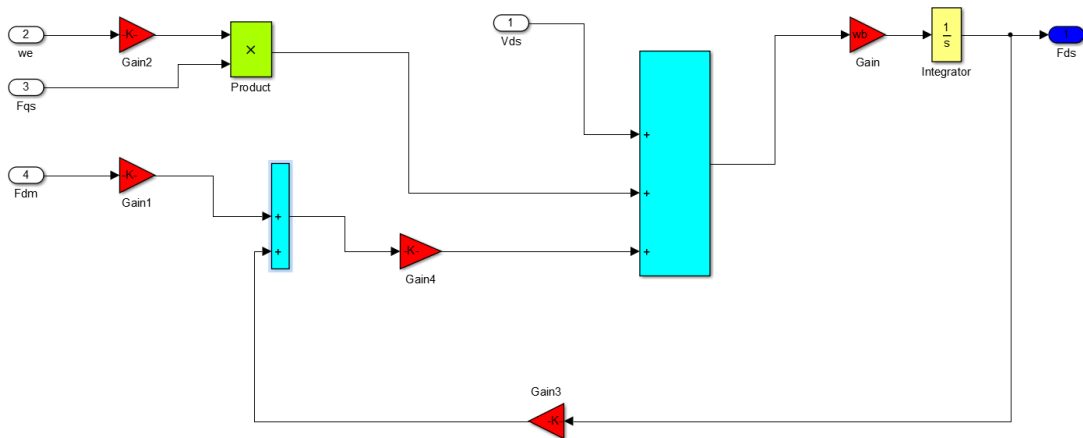


Figure III.7: sous-modèle pour calculer F_{ds}

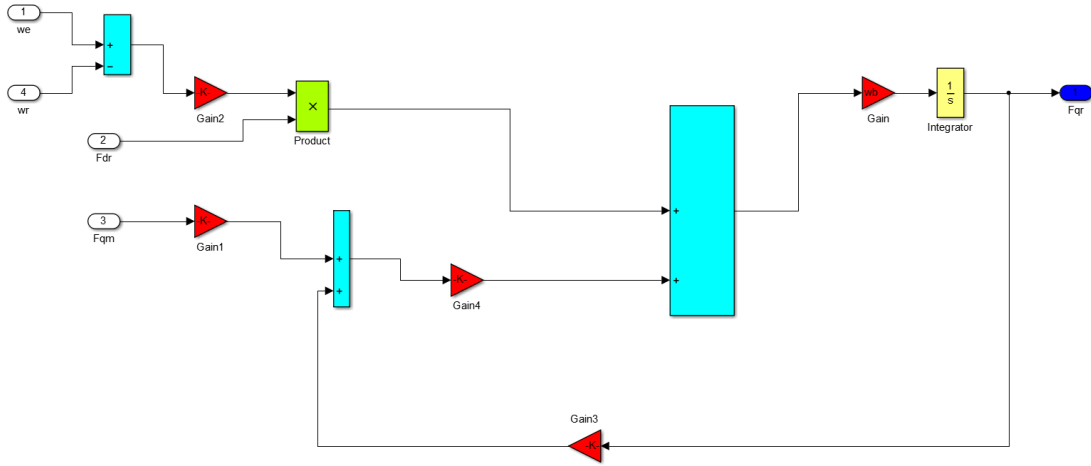


Figure III.8: sous-modèle pour calculer F_{qr}

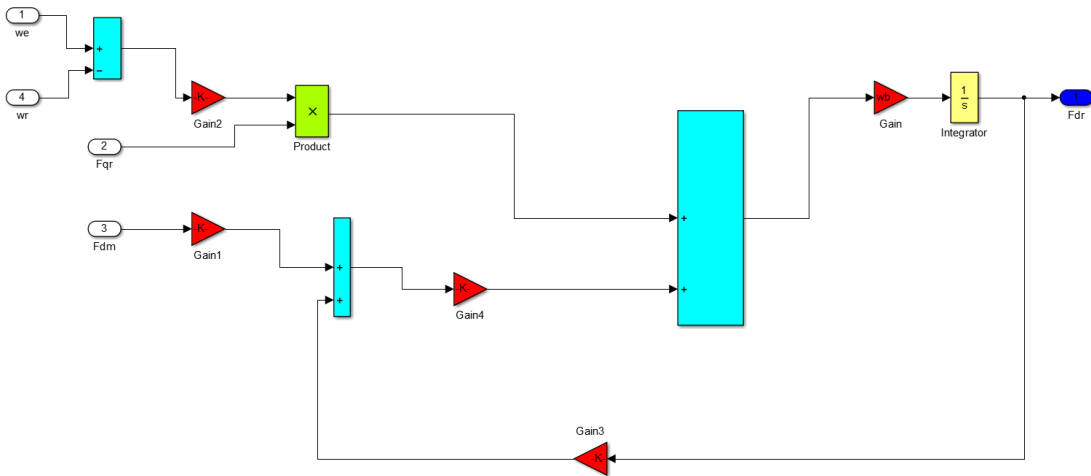


Figure III.9: sous-modèle pour calculer F_{dr}

Une fois que les variables d'état F_{qs} , F_{ds} , F_{qr} et F_{dr} sont calculés, on trouve ensuite les variables F_{qm} et F_{dm} qui à leur tour sont utilisés pour trouver les courants du stator et du rotor sur l'axe q (i_{qs} , i_{qr}). Les courants du stator et du rotor de l'axe d (i_{ds} , i_{dr}) en utilisant des équations (III.40) à (III.43).

Les sous-modèles pour trouver F_{qm} , F_{dm} , i_{qs} , i_{qr} , i_{ds} et i_{dr} , sont illustrés dans les figures suivantes :

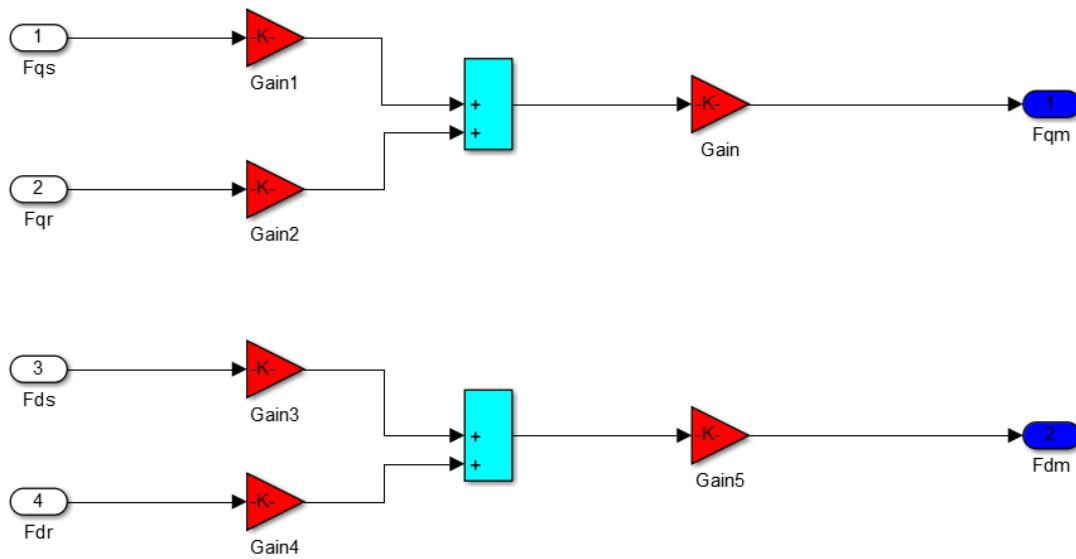


Figure III.10: Sous-modèle pour calculer F_{qm} , F_{dm}

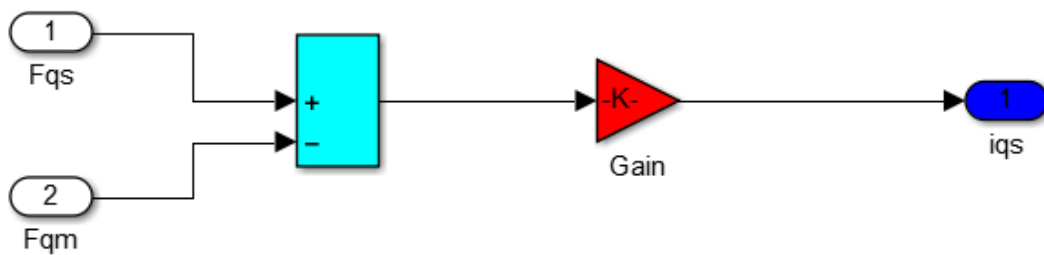


Figure III.11: Sous-modèle pour calculer i_{qs}

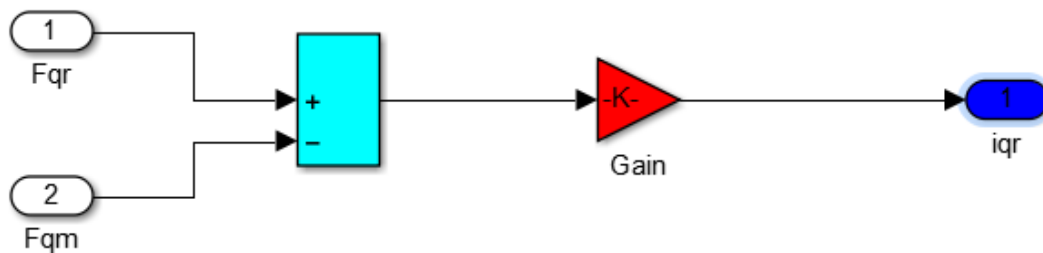


Figure III.12: Sous-modèle pour calculer i_{qr}

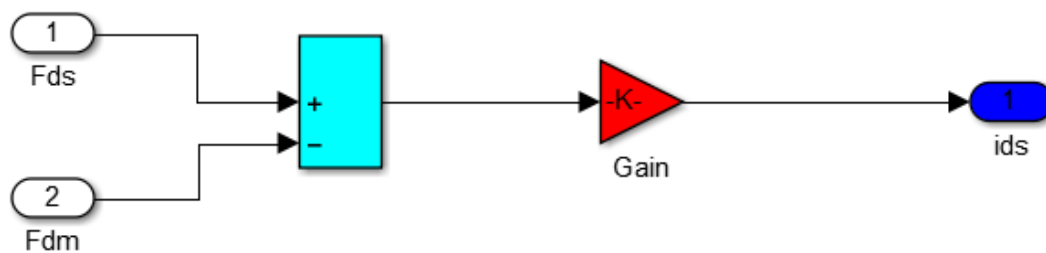


Figure III.13: Sous-modèle pour calculer i_{ds}

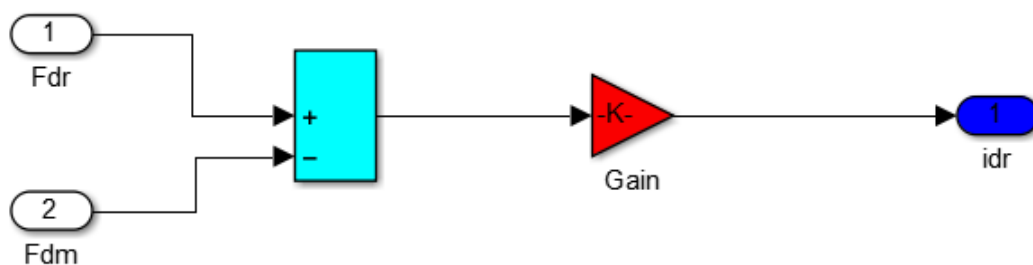


Figure III.14: Sous-modèle pour calculer i_{dr}

Après avoir trouvé les variables d'état, L'expression du couple électromagnétique T_e peut être finalement déterminée grâce à la relation :

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) \frac{1}{\omega_b} (F_{ds} i_{qs} - F_{qs} i_{ds}) \quad (\text{III.55})$$

La vitesse du moteur peut être calculée par l'équation :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = (T_e - T_L) \frac{P}{2} \quad (\text{III.56})$$

Où, T_L est le couple résistant qui est donné par un signal d'échelon dans cette simulation, P est le nombre de pôles, J est l'inertie du rotor et ω_r est la vitesse du rotor en rad / sec.

En conclusion le sous-modèle T_e et ω_r est illustrée à la figure III.115.

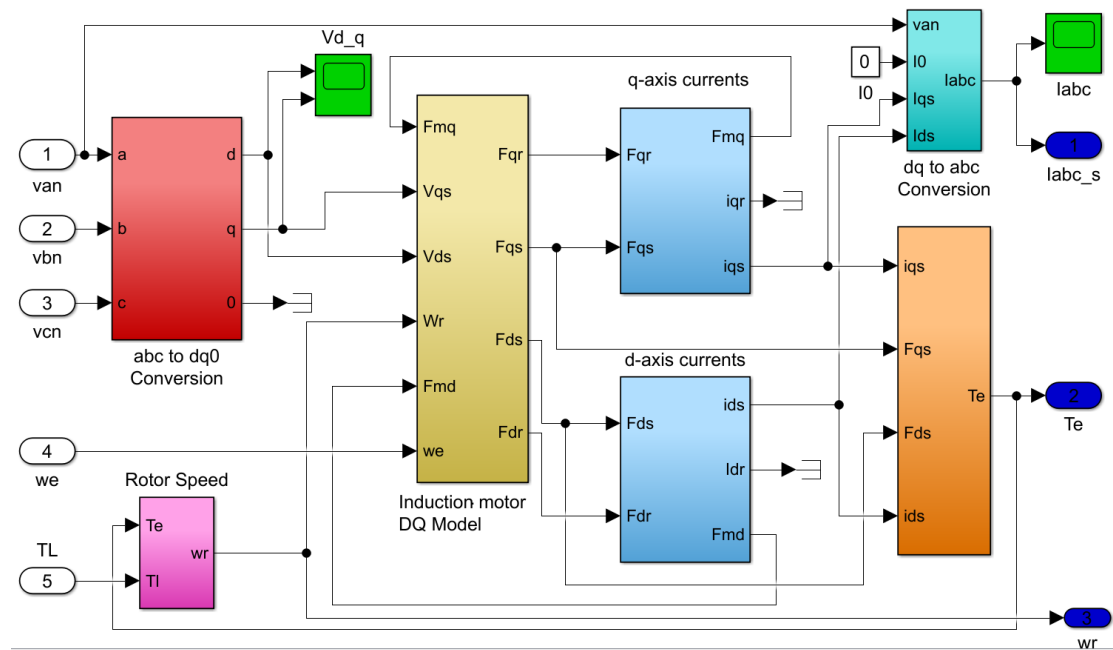


Figure III.15: Modèle SIMULINK d'un moteur asynchrone à cage

III.3.2 Modèle à étudier

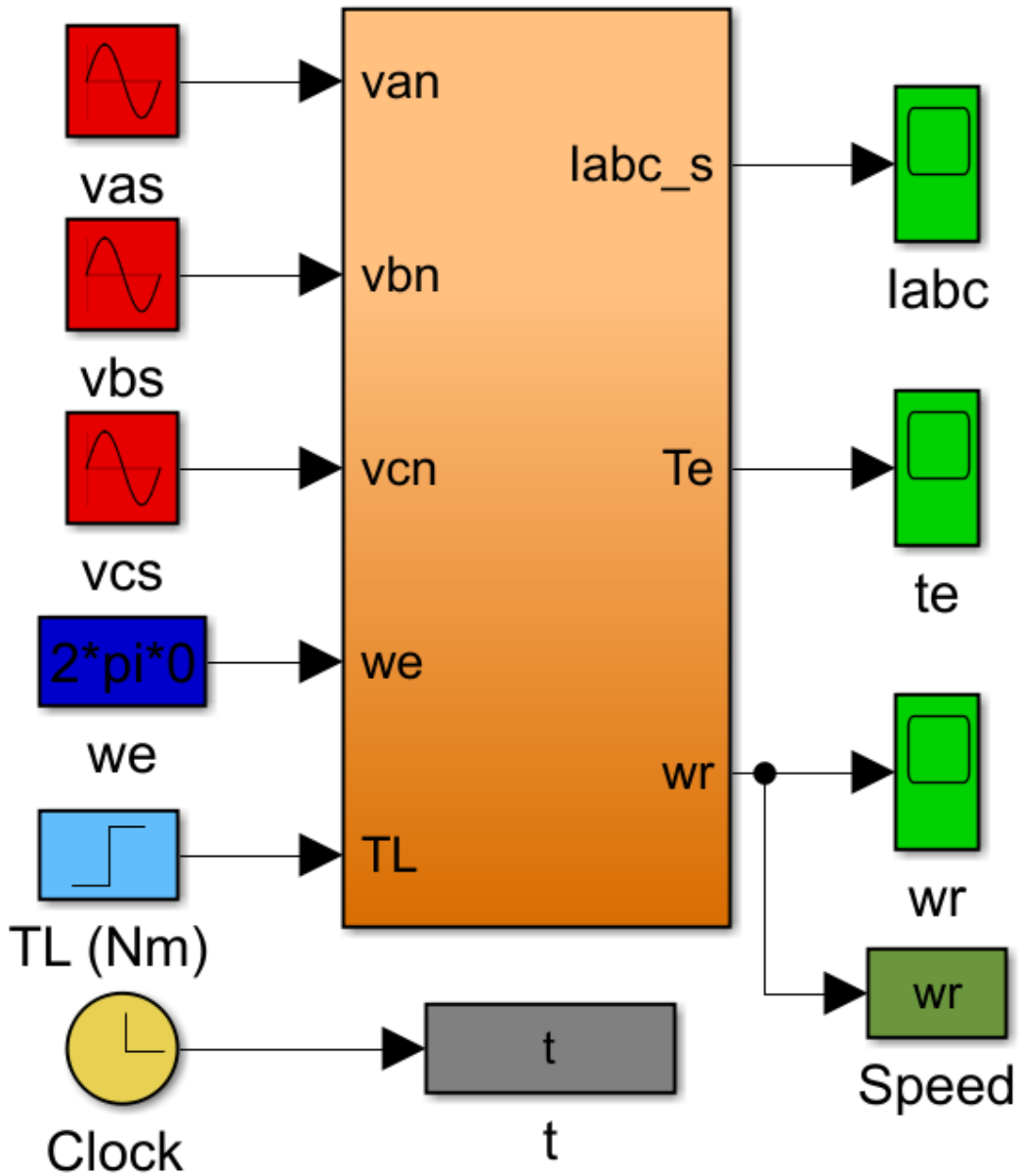


Figure III.16: Modèle global du moteur asynchrone à cage

III.3.3 Simulation et résultats

Les paramètres de la machine asynchrone à cage citées dans le chapitre I se résume de la manière suivante :

Type : triphasé, 4 pôles, $r_s = 6.2800\Omega$, $r_r = 13.9993\Omega$, $L_{ls} = 0.0248H$, $L_{lr} = 0.0236H$

et $J = 0.0032Kg / m^2$

Chapitre III : Simulation de la machine asynchrone

Pour étudier le fonctionnement du moteur asynchrone à cage en régime transitoire et permanent, une étude de simulation est démontrée. A $t=0$, le moteur est à l'arrêt. Au moment de l'alimentation, le moteur atteint progressivement sa vitesse nominale. Le couple résistant est initialement maintenu nul puis à l'instant $t=0,3$, le couple résistant est porté à 5 N.m. Les figures montrent les résultats d'une simulation informatique utilisant le modèle Simulink.

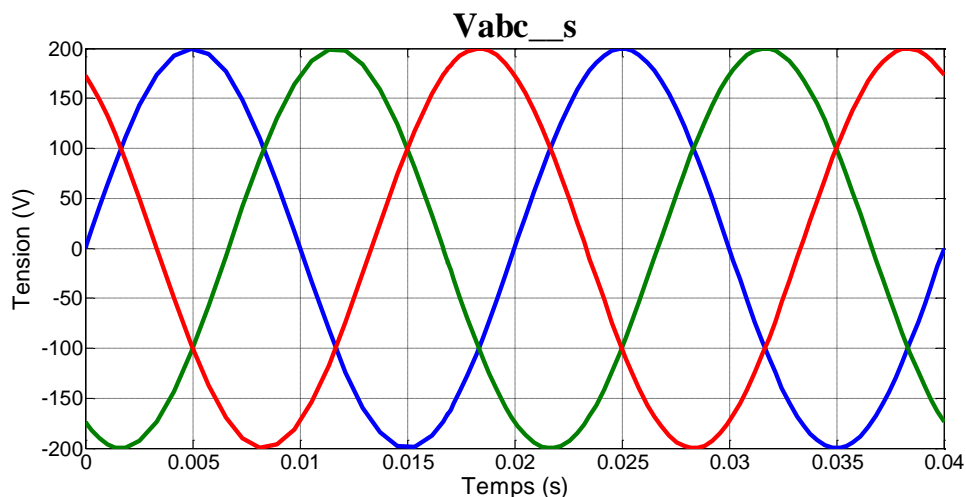


Figure III.17: Tensions statoriques triphasées

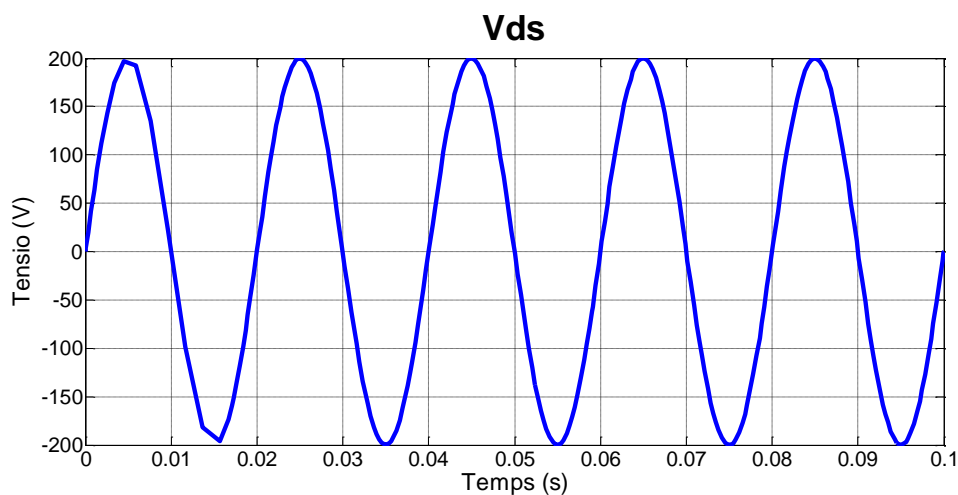


Figure III.18 : Tensions V_{ds}

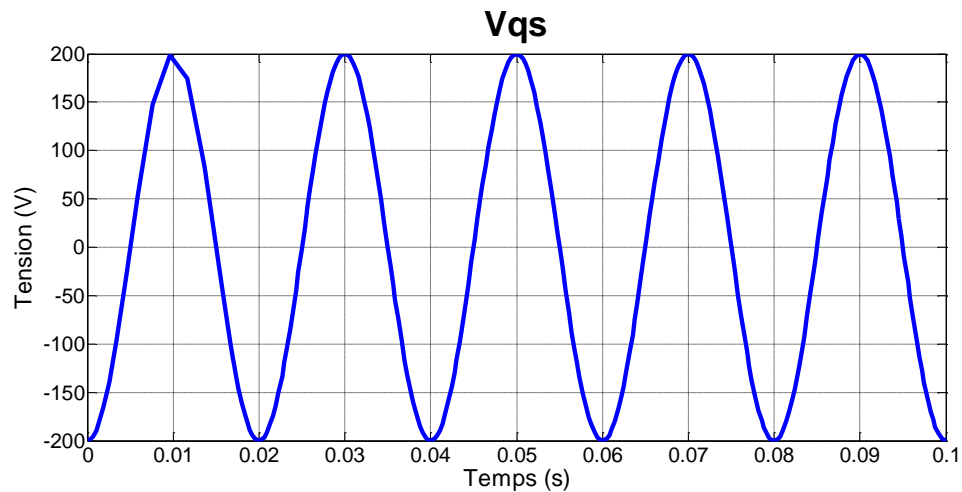


Figure III.19: Tensions V_{qs}

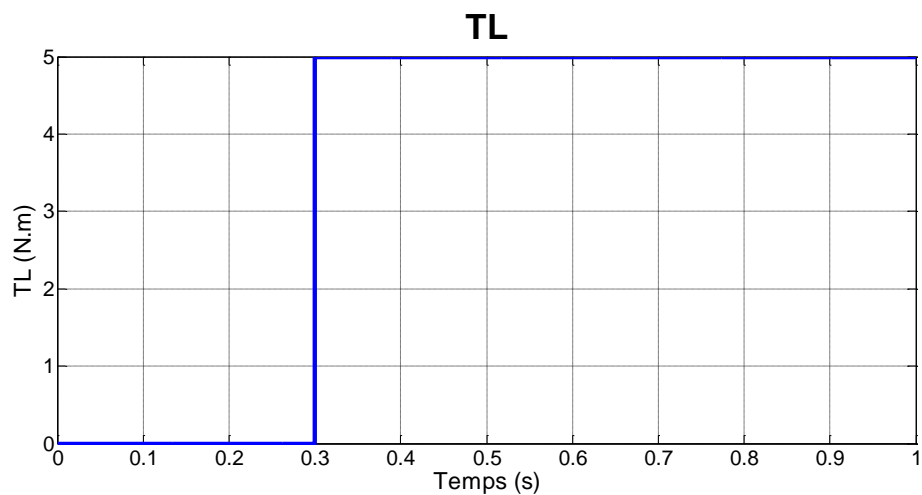


Figure III.20: Le couple de charge T_L

La figure III.20 montre le couple de charge qui a un signal de pas qui est initialement zéro et a une valeur de 5 N.m à $t=0.3$ s

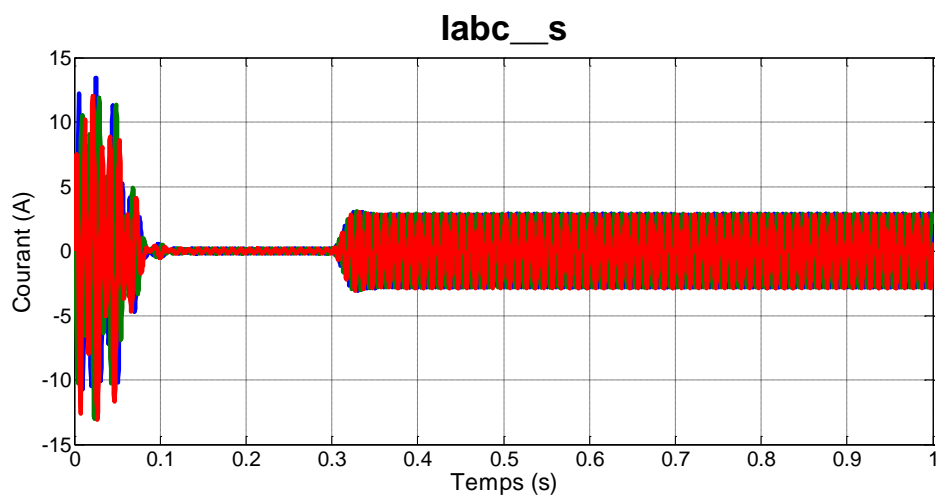


Figure III.21: Courants statoriques triphasés

La figure III.21 montre que la composante du courant statorique est maximale au démarrage lorsque T_L passe de 0 à 5 N.m, puis diminue progressivement jusqu'à la valeur constante (5 N.m) à $t=0.3s$.

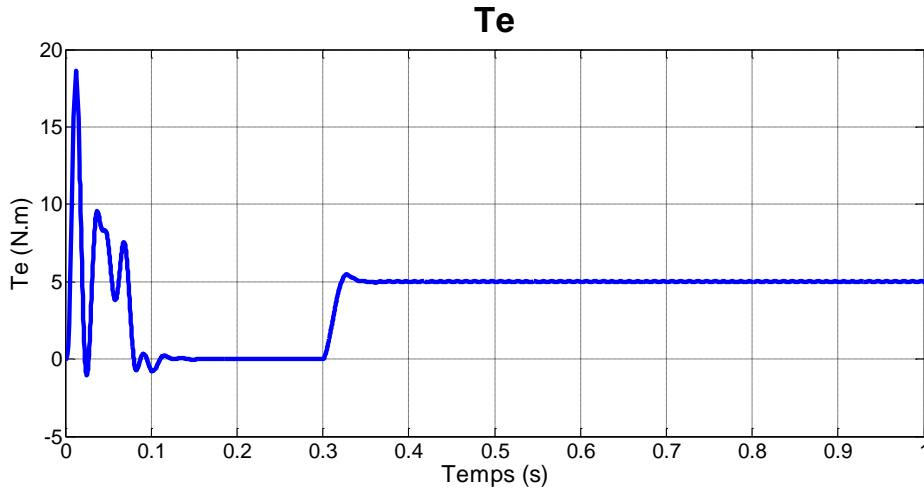


Figure III.22 : Formes d'onde pour le couple moteur T_e

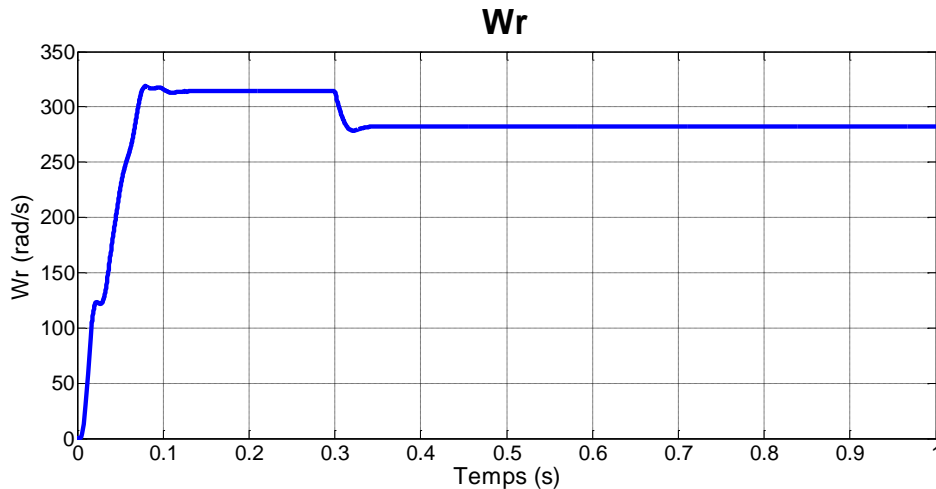


Figure III.23: Formes d'onde pour la vitesse ω_r

ω_r est en rad / sec

L'allure de la vitesse (figure III.23) présente des oscillations dans les premiers instants de démarrage avec un accroissement presque linéaire. Le régime établi (314 rad/sec) atteint au bout de (0.11 s). Après l'introduction du couple de charge à $t=0.3s$, la vitesse se dégrade au-dessous de sa valeur nominale 314 rad/sec à 270 rad/sec.

Le couple électromagnétique (figure III.22) admet une forte valeur (due au courant de démarrage bref mais important) avec des oscillations puis se rétablit à zéro (charge nulle) et en suite après $t=0.3s$ il atteint la valeur du couple de charge $T_L=5(N.m)$.

III.4 Conclusion

Nous avons implanté ce modèle sous l'environnement Matlab/Simulink afin de voir le comportement de la machine par l'analyse de ses grandeurs. Ce modèle de la machine asynchrone à cage peut être utilisé dans des systèmes d'entraînement de haute performance tels que la commande champ orienté, la commande de vitesse sans capteur. Ou la transformé en qd0 pour la surveillance de plusieurs défauts. .

Conclusion générale et perspective

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre de la modélisation et simulation des machines asynchrones, et structuré en trois chapitres plus spécifiquement l'objet de notre travail.

L'objectif de ce mémoire était en premier lieu de connaître les constitutions du moteur asynchrone et son principe de fonctionnement, par suite les essais expérimentaux pour découvrir les paramètres du moteur.

En second lieu on s'est intéressé à l'aspect de la modélisation des machines asynchrones triphasées. Une première approche a consisté à traiter les modèles classiques de cette machine, la suite était de traiter trois modèles différents (modèle de performance, de défaut et de commande), par la formulation mathématique des équations régissant le fonctionnement de la machine en régime statique et dynamique.

En troisième lieu ce mémoire traite l'aspect lié à l'outil de simulation MATLAB/SIMULINK, puis à la modélisation et la simulation avec des paramètres réels mesurer à la salle de TP de l'université de Lille 1, l'interprétation des résultats obtenus montre que le modèle est très fiable.

Sachant que dans la littérature, il existe une multiplicité de modèles mathématiques associées à la machine asynchrone, chaque modèle est spécifique à un type de commande ou de défauts précis. La solution la plus raisonnable à notre avis est de formuler un modèle de surveillance de défaut en ligne sans capteur plus fiable (observateur).

Bibliographies

- [1] Ratnani, Punit L., and A. G. Thosar. "Mathematical modelling of an 3 phase induction motor using MATLAB/Simulink." *International Journal Of Modern Engineering Research (IJMER)* 4.6 (2014): 62-67.
- [2] Phukon, Lakhya Jyoti, and Neelanjana Baruah. "A generalized MATLAB simulink model of a three phase induction motor." *International Journal of Innovative Research in Science, Engineering and Technology* 4.5 (2015): 2926-2934.
- [3] Riguet abd elwahab, " Diagnostic de défauts de la machine asynchrone par analyse spectrale des courants (id, iq) de Park" *Mémoire de master Université Mohamed Khider Biskra*, juin 2018
- [4] Didier, Gaëtan. "Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances." *These de doctorat de l'université Henri Poincaré, Nancy-I* (2004).
- [5] Ondel, Olivier. *Diagnostic par reconnaissance des formes : Application à un ensemble convertisseur-machine asynchrone*. Diss. Ecole Centrale de Lyon, 2006.
- [6] Maitre, Julien. *Reconnaissance des défauts de la machine asynchrone : application des modèles d'intelligence artificielle*. Diss. Université du Québec à Chicoutimi, 2017.
- [7] https://projets-ma.plil.fr/mediawiki/images/2/25/Rapport_projet_numero32.pdf
- [8] Kumar, Mr Ajithanjaya, Mr Subrahmanya Bhat, and Rajkiran Ballal. "Experimental Investigations of Load Characteristics of Induction Motor Drive." *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*. Vol. 1065. No. 1. IOP Publishing, 2021.
- [9] https://fr.wikibooks.org/wiki/Méthode_des_éléments_finis
- [10] Bazine, Sadok. *Conception et implémentation d'un Méta-modèle de machines asynchrones en défaut*. Diss. Poitiers, 2009.
- [11] Didier, Gaëtan, et al. "Fault detection of broken rotor bars in induction motor using a global fault index." *IEEE Transactions on industry applications* 42.1 (2006): 79-88.

Bibliographie

- [12] Schaeffer, E. " *Diagnostic des machines asynchrones: modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation de défaut*. Diss. Thèse de doctorat, 1999.
- [13] Lacombe, Guillaume. *Définition et réalisation d'une nouvelle génération De logiciel pour la conception des moteurs du futur*. Diss. Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG, 2007.
- [14] Riaz, Mahmoud. "Simulation of electric machine and drive systems using matlab and simulink." *University of Minnesota*, <http://www.ece.umn.edu/users/riaz> (2015).
- [15] Chen, Shuo, and Rastko Živanović. "Modelling and simulation of stator and rotor fault conditions in induction machines for testing fault diagnostic techniques." *European Transactions on Electrical Power* 20.5 (2010): 611-629.
- [16] Sen, Paresh Chandra. " *Principles of electric machines and power electronics*". John Wiley & Sons, 2007.
- [17] Krause, Paul C., et al. *Analysis of electric machinery and drive systems*. Vol. 75. John Wiley & Sons, 2013.
- [18] Bellini, Alberto, et al. "Quantitative evaluation of induction motor broken bars by means of electrical signature analysis." *IEEE Transactions on industry applications* 37.5 (2001): 1248-1255.
- [19] Chang, Xianrong, Vincent Cocquempot, and Cyrille Christophe. "A model of asynchronous machines for stator fault detection and isolation." *IEEE transactions on industrial electronics* 50.3 (2003): 578-584.
- [20] Ong, Chee-Mun. *Dynamic simulation of electric machinery: using MATLAB/SIMULINK*. Vol. 5. Upper Saddle River, NJ: Prentice hall PTR, 1998.
- [21] Santos, P. M., et al. "A simplified induction machine model to study rotor broken bar effects and for detection." *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*. IEEE, 2006.
- [22] Filippetti, F., et al. "Development of expert system knowledge base to on-line diagnosis of rotor electrical faults of induction motors." *Conference Record of the 1992 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. IEEE, 1992.
- [23] Cruz, Sergio MA, and AJ Marques Cardoso. "Multiple reference frames theory: A new method for the diagnosis of stator faults in three-phase induction motors." *IEEE Transactions on Energy Conversion* 20.3 (2005): 611-619.
- [24] Asif, Muhammad Junaid, et al. "Mathematical Modelling of 3-phase Induction motor to study the Torque vs. Speed Characteristics using MATLAB Simulink."

Bibliographie

2016 19th International Multi-Topic conference (INMIC). IEEE, 2016.

- [25] Ratnani, Punit L., and A. G. Thosar. "Mathematical modelling of an 3 phase induction motor using MATLAB/Simulink." *International Journal Of Modern Engineering Research (IJMER)* 4.6 (2014): 62-67.
- [26] Ivan LIEBGOTT "Modélisation et simulation des systèmes muhi-physiques avec MATLAB/Simunlink 2020b"
- [27] Doumbia, Mamadou Lamine, and Abdoulaye Traoré. "Modélisation et simulation d'une machine asynchrone à cage à l'aide du logiciel Matlab/simulink." *MSAS, Bamako, July* (2002): 8-12.

Annexe

Programme de détermination des paramètres de la machine asynchrone a cage :[7]

```
global Xs Rr Xu Ru Xrp Rs Ls Lr ls lr M Iso

%ici on peut afficher des valeurs initiales avec tous les indice
'_init'

format long
Rr_init=9.616;
Ru_init=2472.641996;
Rs_init=5.64657;
Rs=Rs_init*(235+112)/((235+77));
Uso=220*sqrt(3);
Iso=1.55767;
Po=175.5;
cosphi=(Po/(sqrt(3)*Uso*Iso));
sinphi=sqrt(1-cosphi^2);
Qlcc=168.125351;
Iscc=1.9452667;
Plcc=109.15;
pfer=57.4307;
Nw=Qlcc/(3*Iscc*Iscc);
Xrp=Nw/2;
Xs=Xrp;
Xrp_init=Xrp;
Xs_init=Xs;

%initialiser le rapport de Xs/Xr'=1
Eu=sqrt((Uso/sqrt(3)-Iso*Rs*cosphi)^2+(Iso*Rs*sinphi)^2);
Qo=1001.429377;
Xu=3*(Eu)^2/Qo;
Xu_init=Xu;

%boucle d'itération
rap1=Xs/Xrp;
rap2=Xs/Xu;
Xup=(3*(Uso/sqrt(3))^2)/((Qo-3*Xs*(Iso)^2)*((1+rap2)^2));
Xsp=Qlcc*(rap1+rap2)/(3*Iscc^2*(1+rap1+rap2));
i=0;
% n'arrêter pas jusqu'a tous les valeurs ont une précision de 0.0001%
while
    (abs(Xu-Xup)>0.0001) & (abs(Xs-Xsp)>0.0001
    Xs=Xsp;
    Xu=Xup;
    rap1=Xs/Xrp;
    rap2=Xs/Xu;
    Xup=(3*(Uso/sqrt(3))^2)/((Qo-3*Xs*(Iso)^2)*((1+rap2)^2));
    Xsp=Qlcc*(rap1+rap2)/(3*Iscc^2*(1+rap1+rap2));
    i=i+1;
end

%stocker tous les résultats dans les variables globale et calculer
%les Valeurs utiles
i;
Xrp=Xs/rap1;
Xs=Xsp;
```

Annexe

```
Xu=Xup;  
Ru= (3*(Uso/sqrt(3))^2)/pfer*(1/(1+rap2)^2);  
Rr= (Plcc/(3*Iscc^2)-Rs)*(1+rap1)^2-(rap1)^2*(Xsp^2/Ru);  
w=2*pi*50;  
M=sqrt((Ru)^2+Xu^2)/w;  
ls=Xs/w;  
Ls=ls+M;  
lr=Xrp/w;  
Lr=lr+M;
```

Résumé

Dans ce travail, nous avons présenté En premier lieu, Le modèle de circuit équivalent du moteur à induction pour déterminer les paramètres réels de la machine, afin de les utiliser dans la simulation. Dans un deuxième temps, nous présentons, explicitement les étapes de construction des modèles mathématiques de la machine asynchrone à cage d'écureuil. (Vecteur d'espace sous Matlab Simulink, L'approche des circuits électriques magnétiquement couplés dans le cas équilibré et déséquilibré et un model en vue de la commande le plus récent). Enfin La mise en œuvre le modèle dynamique d-q plus fiable de la machine asynchrone, en vue de sa commande, simulées à l'aide de MATLAB/Simulink, qui peut être utilisé dans des systèmes d'entraînement de haute performance, tels que la commande champ orienté, la commande de vitesse sans capteur. Ou le transformé en qd0, pour la surveillance de plusieurs défauts.

Mots clés : Machine électrique, Modélisation, Simulation, Matlab, Simulink

ملخص

في هذا العمل قدمنا أولاً، نموذج الدائرة المكافئ للمحرك التعريفي لتحديد المعلمات الفعلية للآلة، من أجل استخدامها في المحاكاة. ثانيًا، نقدم صراحة مراحل بناء النماذج الرياضية لآلة قفص السنجاب غير المتزامن. (ناقل الفضاء تحت Matlab Simulink، نهج الدوائر الكهربائية المقترنة مغناطيسيًا في الحالة المتوازنة وغير المتوازنة ونموذج لأحدث ترتيب). أخيرًا، تنفيذ نموذج dq الديناميكي الأكثر موثوقية للآلة غير المتزامنة، بهدف التحكم بها، تمت محاكاته باستخدام MATLAB / Simulink، والتي يمكن استخدامها في أنظمة القيادة عالية الأداء، مثل مجال التحكم الموجه، والتحكم في السرعة بدون مستشعر. أو حولته إلى qd0 لرصد عيوب عديدة.

الكلمات المفتاحية: آلة كهربائية، نمذجة، محاكاة، ماتلاب، سيمولينك

Abstract

In this work, we presented first, the equivalent circuit model of the induction motor to determine the actual parameters of the machine, in order to use them in the simulation. Secondly, we explicitly present the stages of construction of mathematical models of the asynchronous squirrel cage machine. (Space vector under Matlab Simulink, the approach of magnetically coupled electric circuits in the balanced and unbalanced case and a model for the most recent order). Finally, the implementation of the more reliable dynamic dq model of the asynchronous machine, with a view to its control, simulated using MATLAB / Simulink, which can be used in high performance drive systems, such as the control field oriented, speed control without sensor. Or transformed it into qd0, for monitoring several faults.

Keywords: Electric motor, Modeling, Simulation, Matlab, Simulink