الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليـــم العالـــي والبحـــث العلمـــــــي

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

جامعـــة محمد البشير الابراهيمي برج بوعراريج -

UNIVERSITE MOHAMED EL BACHIR EL IBRAHIM DE BORDJ BOU ARRERIDJ

Faculté *des Sciences et de la technologie*

كلية العلوم و التكنولوجيا

***Département Electromécanique* قسم الالكتروميكانيك**

Mémoire

Présenté en vue de l'obtention du diplôme de

MASTER

Département : Electromécanique

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commande électrique

Présentée par : ***BECHAR Abdelhalim &*** **SEBIA Rayane**

Thème

Modélisation et Identification fréquentielle du Moteur Asynchrone à Cage MASC

Soutenue le: **01/07/2025** ***Devant le jury composé de :***

Nom & Prénom	*Grade*	*Qualité*	*Etablissement*
Mr.Nezzari Idhir	*MCB*	*Président*	*Univ-BBA*
Mr. MABREK Abdelhakim	*MCB*	*Encadrant*	*Univ-BBA*
Mr. ZAIDI Elyazid	*MCB*	*Examinateur*	*Univ-BBA*

Anne anniversaire :2024/2025

Remerciements

Je remercie « ALLAH » le tout puissant de m'avoir donné le courage ainsi que la force pour pouvoir finir ce modeste travail.

Je tiens à remercier tous ceux qui ont participé à la réussite de mon travail :

- *Pour commencer, mes remerciements s'adressent naturellement à* ***Monsieur MABREK Abdelhakim MCB*** *à l'université de BBA, d'avoir bien voulu m'encadrer et pour toutes les idées et l'aide qu'il m'a procurée pendant toute la durée de ce Mémoire, ainsi que pour son grand encouragement. Je remercie également tous les membres du jury* ***Dr. Nezzari Idhir, Dr. ZAIDI Elyazid*** *pour l'intérêt qu'ils ont porté à mon travail :*

Je ne peux oublier l'ensemble des personnes que j'ai côtoyées pendant mon cursus d'études, qu'elles trouvent ici mes remerciements les plus distingués. Je remercie également tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de ce travail.

Enfin je ne pourrais terminer ces remerciements sans une pensée à l'ensemble de mes enseignants, qu'ils trouvent ici, dans ces lignes, l'expression de ma profonde gratitude.

BBA, le01/17/2025

Résumé

ملخص: تناولنا في هذه الدراسة نهجًا جديدًا لبناء نموذج مبسط لمحرك حثي باستخدام اختبار استجابة التردد عند السكون (SSFR). تُوفر هذه التقنية تقديرًا دقيقًا للمعلمات بغض النظر عن ظروف تشغيل المحرك أو الحمل، نظرًا لأن الاختبار يُجرى عند السكون. نخطط لتمثيل نموذج استجابة التردد عند السكون باستخدام دوائر مكافئة متعددة الأقفاص، بعد تحديد الآلة تجريبيًا والتحقق من صحتها، نجحت النماذج في دراسة سلوك نموذج استجابة التردد عند السكون في حالات السكون العابرة والمستقرة. مما يسمح لنا بدراسة ما قبل الرومان العابرة بدقة السنجاب، تحديد المعلمات، قصر الدائرة، استجابة التردد، نقطة السكون

الكلمات المفتاحية: محرك قفص

Résumé : Cette étude propose une nouvelle approche pour constituer un modèle simplifié du moteur à induction. En employant le test d'arrêt de réponse en fréquence (SSFR). Cette technique peut fournir une estimation précise des paramètres sans se soucier des conditions d'opération du moteur ou de la charge, étant donné que le test se déroule à l'arrêt. Nous envisageons de représenter la MAS à l'aide de circuits équivalents à cage multiple, ce qui nous offre la possibilité de considérer avec précision les préromaines transitoires.

Après avoir identifié et validé expérimentalement la machine, les modèles ont été couronnés de succès dans l'étude du comportement transitoire et permanent de la MAS.

Mots Clés : Moteur à cage, Identification des paramètres, Court-circuit, Réponse en fréquence, Point d'arrêt.

Abstract: This study proposes a new approach to constructing a simplified model of an induction motor by employing the Standstill Frequency Response (SSFR) test. This technique can provide accurate parameter estimation regardless of motor operating conditions or load, since the test is performed at a standstill. We plan to represent the SAM using multiple-cage equivalent circuits, which allows us to accurately consider transient pre-romans. After experimentally identifying and validating the machine, the models were successful in studying the transient and steady-state behavior of the SAM.

Keywords: Squirrel-cage motor, Parameter identification, Short circuit, Frequency response, Standstill point.

.

Dédicaces

Je dédie ce projet à :

En signe de respect et de reconnaissance aux

et à celle qui m'a procuré gentillesse et tendresse, ma chère mère(رحمها الله), A celle qui ne ménage aucun effort dans mon éducation et mon éducation, ET À celle qui m'a appris l'honnêteté et l'autonomie , mon cher père, A tous les membres de ma famille et à qui les destins souhaitent me réunir, tous les étudiants en électrotechnique.

BECHAR Abdelhalim

Dédicaces

Je dédie ce projet en signe de respect et de reconnaissance aux a ma très chère mère Autant de phrases aussi expressives soient-elles ne sauraient montrer le degré d'amour et d'affection que j'éprouve pour toi. Tu n'as cessé de me soutenir et de m'encourager durant toutes les années de mes études, tu as toujours été présente à mes côtés pour me consoler quand il fallait. A celle qui ne ménage aucun effort dans mon éducation et mon éducation, ET À celle qui m'a appris l'honnêteté et l'autonomie , mon cher père, puisse le tout puissant te donner santé, bonheur et longue vie afin que je puisse te combler à mon tour A tous les membres de ma famille et à qui les destins souhaitent me réunir, tous les étudiants en électrotechnique. En ce jour mémorable, pour moi , reçoit ce travail en signe de ma vive reconnaissance et ma profonde estime.

SEBIA Rayane

Sommaire

INTRODUCTION GENERALE 13

Chapitre 01 ..... *15*

GENERALITES SUR LA MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE 15

.*1.1* Introduction 15

1.2. Histoire de la modélisation des MASs 15

1.2.1. Observations et théories initiales : 15

1.2.2. Paramètres du schéma équivalent: 15

1.2.3. Modélisation plus avancée et analyse du régime transitoire 16

a. Références tournantes (d-q) : ..... **Error! Bookmark not defined.**

1.2.4 Prise en compte des non-idéalités et des effets complexes 16

1.3. Méthodes de modilisation modernes et tendances actuelles : 17

1.3.1. Identification paramétrique : 17

1.3.2. : Réduction d'ordre des modèles : 17

1.3.3. : Méthodes fondées sur l'intelligence artificielle : 17

1.3.4 : Inconvénients pour la modélisation et l'identification d'une MASC : 18

1.4 : Méthode fréquentielle 19

1 .4.1 : Principe de base : 19

1 .4.2 : Modélisation de l'impédance du rotor selon la fréquence : 19

1.4. 3 : Intégration dans le schéma équivalent : 20

1.4.4 : Avantages de la méthode fréquentielle : 20

1.5: Contraintes : 21

1.6 : Avantages de modélisation des MASC: 21

1.7 : Inconvénients de la modélisation des MASC : 22

1.8 : Méthode de réponse spectrale à l'arrêt (SSFR) : 23

1.8.1. Principe de la mesure SSFR : 23

1.8.2. Conditions de mesure: 24

1.8.3. Avenages de la méthode SSFR : 24

1 .8.4. Inconvénients de la procédure SSFR : 25

1.9. Conclusion 25

Chapitre 02 ..... *26*

MODELISATION FREQUENTIELLE 26

2.1. Introduction 26
2.2. Modélisation de la MAS par schémas équivalents : 26
2.2.1. Considérer l'effet de peau d'une MAS à cage ; 26
2.2.2. MAS à paramètres rotoriques distribués : 27
.2.2.3 Equations électriques : 27
2.3. Schéma équivalent généralisé de la MAS à cage. 29
2.3.1. Modèle avec une branche rotorique 29
2.3.2. Modèle à deux branches rotoriques 30
2.4. Conclusion 32

Chapitre 03 ..... *33*

IDENTIFICATION DE MACHINE ASYNCHRONE PAR LA METHODE FREQUENTIELLE 33

3.1. Introduction 33
3.2. Identification des schémas équivalents 33
3.2.1. Procédure utile à l'identification des paramètres 33
3.2.2. Estimation des constantes de temps 34
3.3. Identification expérimentale 36
3.3.1. Description du banc de mesures 36
3.3.2. Procédure d'identification des paramètres 38
3.4. Conclusion 41

Chapitre 04 ..... *43*

VALIDATION DANS LE DOMAINE TEMPOREL 43

4.1. Introduction 43
4.2. Modélisation de Park 43
4.2.1. Equations électriques en grandeurs de phases 43
4.2.2. Changement de base de Park 43
4.2.3. Modèle d'état 46
4.3. Modèle de Park modifié (SSFR3) 47
4.3.1. Modèle transitoire du moteur à induction 47
4.3.2. Réalisation de bloc de simulation 50
4.3.3. Résultats de simulation 51
4.4. Validation expérimentale 53

4.4.1. Description de banc de test....54
4.4.2. Procédure d'essai et résultat....54
4.4.3. Comparaison entre les modèles et l'expérience....56
4.5. CONCLUSION....56
CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES....57
ANNEXES....59
Annexe 1 structure des modèles....59
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES....61

Liste des figures

LISTE DES FIGURES

Figure 1-1 Synoptique de l'essai fréquentiel à rotor bloqué (SSFR).....24
Figure 2-1 Représentation des enroulements d'une MAS à cage.....28
Figure 2-2. Schéma équivalent de la MAS selon l'axe direct à n branches rotoriques.....29
Figure 2-3. Circuit équivalent à une branche rotorique.....29
Figure 2-4. Circuit équivalent à deux branches dans l'axe d.....30
Figure 2-5 . Circuit équivalent à trois branches dans l'axe d.....32
Figure 3-1 Schéma de principe de la méthode du modèle.....34
Figure 3-2 Diagramme de Bode de l'inductance opérationnelle $L_s(j\omega)$.....38
Figure 3-3 Estimation de la résistance R_s.....39
Figure 3-4 Estimation de l'inductance L_0.....39
Figure 3-5 Inductance opérationnelle de trois branches.....40
Figure 3-6 Paramètres identifiées du schéma équivalent (moteur *1 Kw).*.....41
Figure 4-1. Schéma équivalent monophasé du modèle classique de Park.....44
Figure 4-2. Représentation de model de Park (d'axes dq).....45
Figure 4-3. Simulation d'un démarrage sur le réseau de la MAS.....51
Figure 4-4 Simulation des courants statoriques selon les deux axes d, q.....52
Figure 4-5 Simulation des courants statoriques triphasé.....52
Figure 4-6 Couple électromécanique.....53
Figure 4-7 Vitesse rotoriuqe.....53
Figure 4-8. Banc expérimental de systeme d'entrainement.....54
Figure 4-9 . Caractéristiques du moteur (modèles et l'expérience).....55

Liste des tableaux

Liste des tableaux

Tableau 3-1. Les caractéristiques des machines utilisées.....37
Tableau 3-2.Essais expérimentaux de l'impédance des trois moteurs.....37
Tableau 3-3. Résultats d'identification des paramètres statoriques.....39
Tableau 3-4 Résultats d'identification des paramètres rotoriques.....41

Listes des Acronymes et Symboles

Listes des Acronymes et Symboles

Acronymes

ARMAX	Autoregressive moving average with external input.
ARX	Autorégressive witzexternat input.
CC	Court-circuit.
CCES	Court-circuit entre spires.
CEG	Circuit équivalente généralisé.
FPE	l'erreur de prédiction finale.
FRA	Analyse de la réponse en fréquence.
FT	Fonctions de transfert.
IDFRD	Identifiefréquenceréponse data".
IMO	Impédances opérationnelle.
INO	Inductances opérationnelle.
M.L.I	Modulation à largeur d'impulsion.
MAS	Machine asynchrone.
MASC	Machine asynchrone à cage d'écureuil.
OE	Modèle à erreur de sortie.
PSB	Power system block set.
RDF	Reconnaissance de formes.
RF	Réponse en fréquence.
SSFR	Réponse en fréquence à l'arrêt.
SSTR	Réponse temporels à l'arrêt.

Symboles

ai, bi : Paramètres des fonctions de transfert
b : Bruit de mesure
Cem : Couple électromagnétique (Nm)
Cr : Couple de charge (Nm)
$e_{d,q}$: Force électromotrice d'axe direct et quadrature (V)
F : Coefficient de frottement
F_s : Fréquence d'alimentation (Hz)
F_{sb} : Le composant harmonique qui est en fonction de défaut de CC.
G : Glissement
$G(p), H(p)$: Fonction de transfert
I_a, I_b, I_c : Courants des phases statoriques (A)
I_a, I_b, I_c : Courants des phases statoriques (A)
i_r : Vecteur courant rotor (A)
i_m : Vecteur courant magnétisant (A)
J : Fonction coût
J : Le moment d'inertie
L_m : Inductance de fuite mutuelle ramenée au stator (H)
$Z_s(p)$: Impédance opérationnelles d'une phase (**Ω**)
$L_s(p)$: Inductance opérationnelles d'une phase (**Ω**)
$L_d(p), L_q(p)$: Inductances opérationnelles d'axe direct et quadrature (**Ω**)
l_{ori} : Inductance de fuite ramenée au stator de la branche ni du rotor (H)
$L_{\sigma s}$: Inductance de fuite stator (H)
n : Entier naturel
P : Opérateur de Laplace
P : Le nombre de pair de pole
R_{ri} : Résistance ramenée au stator de la branche ni du rotor (**Ω**)
R_s : Résistance de l'enroulement statorique (**Ω**)
s, r : Indices stator et rotor respectivement
T'_{d0}, T''_{d0} : Constantes de temps transitoire et subtransitoire à circuit ouvert selon l'axe direct
T'_d, T''_d : Constantes de temps transitoire et subtransitoire de court-circuit selon l'axe direct
T'_q, T''_q : Constantes de temps transitoire et subtransitoire de CC selon l'axe quadrature
T'_{q0}, T''_{q0} : Constantes de temps transitoire et subtransitoire à circuit ouvert selon l'axe q
V_a, V_b, V_c : Tensions statoriques (V)
V_{dr}, i_{dr} : Composantes directes de la tension et du courant rotorique
V_{ds}, i_{ds} : Composantes directes de la tension et du courant statorique
V_{qr}, i_{qr} : Composantes en quadrature de la tension et du courant statorique
V_{qs}, i_{qs} : Composantes en quadrature de la tension et du courant statorique
X'_d, X'_q : Réactances transitoires d'axe direct et quadrature
X''_d, X''_q : Réactances subtransitoires d'axe direct et quadrature
$X_d(p), X_q(p)$: Réactances synchrones opérationnelles d'axe direct et quadrature
X_{mq}, X_{md} : Réactance de magnétisation statorique d'axe direct et quadrature
X_s : Réactance de fuite de l'enroulement statorique
y, u : Vecteur d'entrée et de sortie du système
Θ : Vecteur des paramètres (rad)
θ_r : Angle entre l'axe a du rotor et la référence d de la base (d, q) (rad)
Φ : Déphasage entre $\ddot{I}_s$ et V_s(rad)
θ_s : Angle entre l'axe a du stator et la référence d de la base (d, q) (rad)
ϕ_{dr}, ϕ_{qr} : Flux dus aux enroulements rotorique d'axe direct et quadrature
ϕ_{ds}, ϕ_{qs} : Flux dus aux enroulements statorique d'axe direct et quadrature
Φ_m :Flux dus au inductance magnétisante.
$\Phi_s, \phi_{r1}, \phi_{r2}$: Flux statorique, branche rotorique 1, et branche rotorique 2, respectivement
Ω : Fréquence rotorique (Hz)
ω_n : Fréquence du synchronisme (Hz)

INTRODUCTION GENERALE

De nos jours, une grande partie de l'énergie utilisée dans le secteur industriel provient de l'électricité. Cette énergie est principalement convertie en énergie mécanique via des moteurs électriques. Depuis la création de la machine asynchrone en 1889, celle-ci a connu une constante évolution et occupe désormais une position prépondérante dans l'industrie de la conversion d'énergie (environ 80 %). Ce succès est attribué à sa solidité, son exceptionnelle fiabilité, l'absence presque totale de maintenance requise, la facilité avec laquelle elle peut être mise en service, la simplicité de sa conception ainsi que son coût abordable.

Ce mémoire est composé de l'introduction actuelle, suivie de quatre chapitres détaillant divers aspects de nos travaux et enfin d'une conclusion globale. Chaque chapitre comprend une introduction qui approfondit le contexte et les défis des travaux réalisés, ainsi qu'une conclusion. Pour être plus précis, la structure de ce rapport de mémoire est organisé comme suit

Le premier chapitre offre un aperçu général sur la modélisation de la Machine asynchone. Dans cette optique, les techniques de modélisation sont exposées. On présente la méthode employée dans ce travail. Nous envisageons de représenter la MAS en nous appuyant sur l'identification expérimentale grâce à la méthode Réponse en fréquence a l'arrêt. On mentionne la définition de la méthode, son principe, son utilité ainsi que les conditions de mesure.

Le chapitre 2 expose la modélisation de la machine à induction à cage d'écureuil, en optant pour l'approche réponse en fréquence (RF) relative à cette dernière. L'élément distribué du rotor implique l'introduction, en se basant sur les axes de Park, d'un nombre fini et aléatoire de circuits R-L présentant des constantes de temps distinctes. Cela permettrait d'approcher avec une précision raisonnable l'effet de peau dans les barres et les phénomènes transitoires rapides de MAS.

Chapitre 3:L'identification des paramètres des modèles SSFR se fait dans le domaine fréquentiel et en appliquant des techniques d'identification non linéaires. la réalisation d'un banc expérimental permettant la spectroscopie d'impédance de MAS. Dans un deuxième temps, nous essayons d'appliquer la méthodologie d'extraction de l'impédance rotorique que nous avons donné dans le chapitre précèdent à partir de mesures statoriques expérimentales.

Il convient de noter que la machine doit fonctionner en mode monophasé et conditions linéaires

Chapitre 4:

Dans cette section du projet, nous avons concentré nos efforts sur la validation du modèle fréquentiel dans le domaine temporel, suite à la démonstration de l'utilité des fonctions de transfert (FT) de troisième ordre pour décrire l'effet de peau dans les cages rotoriques des machines tournantes. Il s'agit de convertir ces résultats dans le domaine temporel pour reproduire le comportement dynamique des MAS. Ensuite, pour effectuer une comparaison entre le modèle dynamique classique de Park et le modèle suggéré pour un démarrage direct sur le réseau.

Chapitre 01

GENERALITES SUR LA MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

1.1. Introduction

La machine asynchrone (MAS)**,** aussi appelée moteur à induction (IM), est l'une des machines électriques tournantes les plus répandues dans l'industrie, Construction robuste et simple et son faible coût et sa maintenance réduite en font un choix privilégié pour une vaste gamme d'applications, allant des petits appareils électroménagers aux entraînements industriels de forte puissance [1].

Pour comprendre, analyser et contrôler le comportement de ces machines, la modélisation est une étape indispensable. Elle permet de représenter mathématiquement les relations entre les différentes grandeurs physiques (tensions, courants, flux, couples, vitesses) qui régissent le fonctionnement de la MAS. Une modélisation précise est cruciale pour plusieurs raisons comme : (Analyse des performances, Conception et optimisation, Développement de stratégies de commande, Simulation) [2]. La modélisation des MASs implique généralement la simplification des équations différentielles non linéaires complexes en des modèles plus maniables, tout en conservant une précision suffisante pour l'application visée [3].

1.2. Histoire de la modélisation des Machine asynchrone

1.2.1. Observations et théories initiales

Galilée Ferrari et Nikola Tesla (années 1880) : Leur travail de pionnier a conduit à l'invention du MAS. Les premières tentatives de « modélisation » étaient en grande partie descriptives, basées sur les principes de l'induction électromagnétique et de la génération d'un champ magnétique rotatif. Ils ont conceptualisé l'interaction entre le stator et le rotor.

1.2.2. Paramètres du schéma équivalent:

Le développement de schémas équivalents monophasés est inspiré par la théorie des transformateurs (début du 20e siècle), le concept de représentation du MAS à l'aide de

circuits équivalents a émergé. Le schéma est généralement simplifié au stator, y compris la représentation

- La résistance et la réactance de fuite du stator (R1, X1)
- La réactance de magnétisation (Xm) représentant le flux mutuel
- Une représentation du rotor ramené au stator (R2, X2)
- L'introduction du concept de glissement (s) pour tenir compte de la différence de vitesse entre le champ tournant et le rotor. La résistance rotorique ramenée était souvent exprimée en fonction du glissement (R2/s) pour représenter la puissance mécanique développée.

1.2.3. Modélisation plus avancée et analyse du régime transitoire

a. Références tournantes (d-q)

La transformation de Park (d-q) a été élaborée afin de faciliter l'analyse du régime transitoire et le contrôle des moteurs. Cette technique permet de convertir les variables triphasées (tensions, courants, flux) en un système de coordonnées tournant à la même vitesse que le champ magnétique (la vitesse électrique). Cette technique convertit les équations différentielles à coefficients variables en équations à coefficients fixes, ce qui simplifie l'analyse et la création de systèmes de contrôle.

b. Modèles d'espace d'état

Grâce à l'émergence de la théorie du contrôle moderne, les systèmes d'automatisation de contrôle ont été modélisés par le biais de modèles d'espace d'état, employant des matrices pour illustrer les liens dynamiques entre tensions, courants, flux et vitesse. Ces modèles sont indispensables pour élaborer des commandes vectorielles et d'autres méthodes de contrôle de pointe [4].

1.2.4 Prise en compte des non-idéalités et des effets complexes

a. Effet de peau **:** Comme évoqué précédemment, l'approche de modélisation a été modifiée afin d'intégrer l'effet de peau dans les barres du rotor, surtout pour les rotors à cage. Cela a mené à des modèles dans lesquels les paramètres rotoriques (R2′, X2′) se transforment en fonctions de la fréquence rotorique (et par conséquent, du glissement).

b. Saturation magnétique : Les modèles avancés prennent en considération la non-linéarité de la perméabilité du matériau magnétique (saturation). Il est possible d'intégrer cela en faisant dépendre la réactance de magnétisation (Xm) du niveau de flux.

c. Harmoniques spatiaux et temporels : Pour des études d'une grande précision, certains modèles peuvent intégrer les impacts des harmoniques présents dans les distributions de flux et les courants, attribués à la nature discrète des bobinages et aux imperfections de l'alimentation.

d. Analyse par éléments finis (MEF) **:** Grâce à une capacité de calcul renforcée, la MEF s'est imposée comme un instrument crucial pour étudier minutieusement le champ magnétique et les performances des MAS, en prenant en considération la complexité géométrique, la saturation et l'effet de peau de manière répartie. Cependant, ces modèles sont fréquemment trop sophistiqués pour être utilisés en temps réel dans les systèmes de régulation [5-6].

1.3. Méthodes modernes et tendances actuelles

1.3.1. Identification paramétrique

On utilise des méthodes d'identification en temps réel et hors temps réel pour définir avec exactitude les paramètres des modèles équivalents à partir de données expérimentales.

1.3.2. : Réduction d'ordre des modèles

Dans le cadre des simulations et du contrôle en temps réel, on utilise des méthodes de réduction d'ordre sur les modèles complexes (tels que ceux dérivés de la MEF) afin d'obtenir des modèles simplifiés tout en conservant une précision suffisante.

1.3.3. : Méthodes fondées sur l'intelligence artificielle

L'utilisation de l'apprentissage automatique et des réseaux neuronaux est envisagée pour représenter le comportement complexe des MAS, surtout en ce qui concerne les non-linéarités et les incertitudes [7].

1.4 : Inconvénients du modèle classique

Les désavantages du modèle traditionnel de modélisation se révèlent particulièrement significatifs dans le contexte de cette conception précise de rotor. Ainsi, voici une énumération des désavantages du modèle traditionnel lors de son application à la modélisation et l'identification d'une machine asynchrone à cage.

1.4.1 : Inconvénients pour la modélisation et l'identification d'une MASC

a. Effet de peau sur les barres rotoriques :

C'est un désavantage significatif pour les machines à cage. Lors du démarrage et avec un glissement important, la fréquence élevée des courants dans le rotor entraîne un effet de peau. Le courant se focalise sur la surface des barres, ce qui accroît la résistance du rotor et réduit la réactance de fuite. Le modèle traditionnel, qui utilise des paramètres rotoriques fixes, ne considère pas cette fluctuation notable, ce qui rend les prédictions du couple initial et du courant initial imprécises. En termes d'identification, cela veut dire que les paramètres déterminés à basse fréquence (tests à vide ou sous condition nominale) ne seront pas valides pour des fréquences élevées.

b. Impact de la géométrie des barres :

La configuration et la profondeur des barres tournantes (rotor à barre profonde) exercent une influence significative sur l'effet de peau, et par conséquent, sur les spécifications de l'appareil. Le modèle traditionnel, qui se base sur une unique résistance et une réactance rotorique, est incapable de capturer la complexité de ces effets géométriques. L'identification basée sur un modèle simple ne permettra pas de capturer les spécificités de ces rotors.

c. Négligence des fuites électriques entre les barres et les tôles :

Même si ces courants sont souvent faibles, ils peuvent avoir un impact, surtout dans des circonstances spécifiques ou en utilisant certains matériaux. Les modèles traditionnels les négligent.

d. Problème d'identification des paramètres rotoriques :

Les paramètres rotoriques (R2′, X2′) sont transférés au stator et ne peuvent pas être mesurés de manière directe. On les identifie généralement grâce à des tests (rotor bloqué) qui sont effectués à une fréquence souvent distincte de celle observée lors du fonctionnement normal ou au démarrage, période durant laquelle l'effet de peau est plus marqué. Le modèle traditionnel ne propose pas de méthode pour projeter ces valeurs selon la fréquence (ou le glissement).

e. Saturation magnétique : Même si la saturation peut influencer le stator ainsi que le rotor, elle a la capacité de changer les inductances mutuelles et de fuite, ce qui affecte le couple et les courants. Le modèle traditionnel qui suppose une inductance de magnétisation constante ne considère pas cette non-linéarité, ce qui peut causer des inexactitudes dans la modélisation et rendre l'identification des paramètres dépendante du point de fonctionnement.

f. Harmoniques temporelles et spatiales : La répartition discrète des encoches sur les bobinages statoriques et rotoriques produit des harmoniques de champ susceptibles d'affecter le couple et les courants, notamment lors du démarrage. Le modèle traditionnel de base présume l'existence de distributions sinusoïdales.

g. Température : La variation de la résistance des bobinages statoriques et rotoriques est influencée par la température. Dans le modèle traditionnel, on part du principe que les paramètres restent constants. Cependant, en pratique, ces derniers peuvent fluctuer de manière significative au cours de l'opération, influant ainsi sur les performances et la pertinence des paramètres déterminés à une température spécifique [8].

1.5 : Méthode fréquentielle

Dans le cadre de la modélisation des à cage (MASC), l'approche fréquentielle est une technique qui cherche à perfectionner l'exactitude des modèles en considérant la variation des paramètres de la machine en fonction de la fréquence des courants rotoriques (et par conséquent, du glissement). Cette fluctuation est essentiellement attribuée à l'effet de peau présent dans les barres du rotor [9]. Voici les principaux éléments de l'approche fréquentielle :

1 .5.1 : Principe de base :

La technique fréquentielle admet que la résistance (R2′) et la réactance de fuite (X2′) du rotor, lorsqu'elles sont mises en relation avec le stator, ne constituent pas des valeurs fixes mais varient en fonction de la fréquence des courants induits dans le rotor ($fr=s\cdot fs$).

1 .5.2 : Modélisation de l'impédance du rotor selon la fréquence :

Le cœur de cette approche consiste à élaborer des équations mathématiques concernant la résistance et la réactance de fuite du rotor en fonction de la fréquence. Il existe deux méthodes principales pour effectuer cette tâche :

a. Modèles analytiques : Ces modèles, qui s'appuient sur la géométrie et les caractéristiques des matériaux des barres rotoriques, exploitent la théorie de l'effet de peau afin d'élaborer des équations explicatives concernant les variations de la résistance et de l'inductance en fonction de la fréquence. Dans ces calculs, la profondeur de pénétration du courant est d'une importance cruciale. Par exemple, on peut dériver des formules spécifiques pour une barre de forme rectangulaire [9].

b. Modèles empiriques ou par éléments finis (MEF) **:** Lorsque la géométrie présente de la complexité ou pour obtenir une précision accrue, on peut faire appel à des données expérimentales ou à des simulations MEF afin d'établir des corrélations entre la fréquence et les paramètres du rotor. On peut représenter ces relations à l'aide de courbes ou de fonctions d'approche.

1.5. 3 : Intégration dans le schéma équivalent :

Les représentations des paramètres de schéma équivalent sont par la suite mises en application dans le schéma équivalent de la machine asynchrone. Cela implique que pour chaque fréquence rotorique (et donc chaque valeur de glissement), les valeurs de résistance et de réactance rotoriques employées dans le modèle varieront [10].

En se basant sur ce modèle équivalent dont les paramètres du rotor varient en fonction de la fréquence, on peut estimer avec plus de précision les performances de la machine dans divers états opérationnels, y compris :

a. Couple initial : L'effet de peau est à son apogée lors du démarrage (haute fréquence rotorique), et l'approche basée sur la fréquence permet de saisir l'accroissement de la résistance rotorique, contribuant ainsi à un couple initial plus fort.

b. Courant de démarrage : L'effet de la variation de la réactance de fuite en fonction de la fréquence a aussi un impact sur le courant à l'initialisation.

c. Caractéristique couple-vitesse : L'aspect de cette courbe est plus précisément illustré quand on considère l'effet de peau.

d. Efficacité : Nous avons amélioré la précision du calcul des pertes rotoriques dépendantes de la résistance [10].

1.5.4 : Avantages de la méthode fréquentielle :

a. Amélioration de la précision : Propose une illustration plus fidèle du comportement de la machine, notamment dans les états transitoires et à fort glissement.

b. Meilleure compréhension des rotors spéciaux : Indispensable pour l'étude et la conception des rotors à barre profonde et double cage, qui tirent leur fonctionnement de l'application de l'effet de peau.

c. Amélioration de la conception : Facilite la conception de machines dotées de performances optimisées au démarrage et en fonctionnement nominal.

1.5.5 : Contraintes :

a. Complexité Augmentée **:** Les modèles basés sur la fréquence sont plus compliqués à concevoir et à mettre en œuvre que les modèles traditionnels à paramètres fixes.

b. Besoin de données exactes **:** La précision du modèle est conditionnée par la qualité des données relatives à la géométrie et aux matériaux du rotor, mais également par la pertinence des modèles analytiques ou empiriques employés pour expliquer l'évolution des paramètres en fonction de la fréquence [11].

1.6 : Avantages de modélisation des MASC:

a: Compréhension approfondie du fonctionnement **:**

La modélisation, qu'elle implique des schémas équivalents ou des modèles plus élaborés, offre la possibilité de visualiser et d'interpréter les interactions électromagnétiques essentielles au sein de l'appareil. Il est donc possible d'examiner les flux, les courants induits, le couple produit, et ainsi de suite [13].

b. Anticipation des performances : Un modèle précis autorise la prévision du fonctionnement de l'appareil sous différentes conditions d'opération (charges variées, tensions d'alimentation, fréquences diverses). Cela englobe l'évaluation du couple, du courant, de la rapidité, de la puissance, du facteur de puissance ainsi que de l'efficacité.

C. Assistance en conception et amélioration : Les ingénieurs trouvent les modèles très utiles lorsqu'il s'agit de concevoir de nouvelles machines ou d'améliorer des modèles déjà existants. Ces derniers offrent la possibilité de modéliser l'effet de changements géométriques ou de matériaux sur les performances.

d. élaboration de stratégies de contrôle : La création de systèmes de contrôle performants (commande vectorielle, commande scalaire, etc.) nécessite une compréhension approfondie du modèle dynamique de l'appareil. Les modèles d-q, par exemple, sont indispensables à l'élaboration de ces stratégies.

e. Modélisation et analyse des pannes : Les modèles peuvent servir à reproduire des conditions de panne (court-circuit, déséquilibres) et étudier leurs impacts sur le fonctionnement de la machine et du système électrique.

f. Instrument didactique **:** La représentation est un excellent moyen de comprendre et d'apprendre le fonctionnement des machines asynchrones, en rendant les concepts

électromagnétiques abstraits plus tangibles par le biais de schémas, d'équations et de simulations.

g. Diminution des dépenses et des risques **:** L'utilisation de la simulation sur modèle offre la possibilité d'expérimenter diverses configurations et conditions opérationnelles sans la nécessité de fabriquer des prototypes onéreux ou de mettre en péril du matériel tangible.

h. Examen du système transitoire : Les modèles dynamiques (tels que les modèles d-q) offrent la possibilité d'examiner le fonctionnement de la machine durant les phases transitoires (comme le démarrage, l'arrêt et les variations de charge), ce qui est essentiel pour plusieurs applications [12].

1.7 : Inconvénients de la modélisation des MASC :

a. Modélisation précise : La prise en compte de tous les aspects physiques (effet de peau, saturation magnétique, harmoniques, etc.) avec une précision élevée peut rendre les modèles particulièrement complexes et ardus à concevoir et à simuler.

b. Importance de comprendre les paramètres de la machine **:** La précision du modèle est étroitement liée à la connaissance des paramètres de l'appareil (résistances, inductances). L'acquisition de ces paramètres peut impliquer des tests particuliers et des méthodes d'identification parfois sophistiquées.

c. Simplifications et approximations **:** Chaque modèle représente une simplification de la réalité. Il est essentiel de sélectionner les simplifications adéquates, et ce choix dépend de l'application ciblée. Un modèle trop simpliste peut mener à des prévisions imprécises

d. Validité du modèle : Un modèle conçu pour un certain domaine d'application peut ne pas être applicable dans d'autres circonstances (par exemple, un modèle linéaire peut manquer de précision lors de fortes saturations).

e. Effort de développement et de simulation : L'élaboration et la simulation de modèles complexes peuvent nécessiter une quantité considérable de temps et de puissance de calcul.

f. Complexité de la modélisation de phénomènes très locaux : Les modèles globaux (schémas équivalents, modèles d-q) peuvent éprouver des difficultés à représenter des phénomènes très localisés au sein de la machine. Par conséquent, des techniques telles que la méthode des éléments finis sont plus adaptées, bien qu'elles soient plus complexes.

f. Sensibilité aux changements de paramètres : Les performances effectives de la machine peuvent être différentes des prévisions du modèle si les paramètres de la machine fluctuent (comme dans le cas de la température) [13-14].

1.8 : Méthode de réponse spectrale à l'arrêt (SSFR)

La méthode SSFR (technique d'identification des systèmes par fonction de réponse spectrale) est une approche standardisée employée pour l'identification des machines synchrones et asynchrones à l'arrêt. L'objectif central de cette approche est d'utiliser les paramètres opérationnels liés à la technique SSFR pour la modélisation des machines électriques.

1.8.1. Principe de la mesure SSFR

L'étude des systèmes électriques (réseaux, associations convertisseurs - machines, …) nécessite le recours à une représentation sous forme de circuits des différents dispositifs le constituant. C'est en particulier le cas pour les machines électriques. Afin de faciliter l'étude de ces systèmes, leurs caractéristiques sont généralement représentées et exploitées dans le domaine fréquentiel en utilisant les diagrammes de Bode. Dans de nombreux cas, les modèles retenus ne sont valables que sur une plage de fréquences restreinte. Et ceci devient rapidement problématique lorsqu'une analyse fréquentielle fine s'avère Indispensable. La méthode S.S.F.R. (de l'anglais **s**tand**s** till fréquence **r**éponse, où réponse fréquentielle à l'arrêt) est utilisée pour déterminer les caractéristiques fréquentielles d'une machine tournante à l'arrêt. C'est une méthode normalisée pour l'identification des machines synchrones [15], qui a été étendue aux machines asynchrones.

La méthode S.S.F.R consiste à relever le spectre des grandeurs dites opérationnelles, lorsque l'on alimente en monophasé l'une des phases de la machine par une source de tension sinusoïdale de fréquence variable et de faible amplitude, la machine étant à l'arrêt. La plage de fréquences s'étend de quelques mhz à quelques centaines de Hz. Quelle que soit la nature de la machine, la configuration des essais est la suivante :

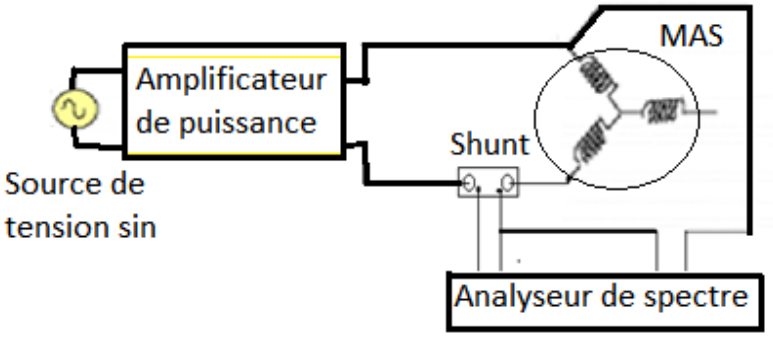


Figure 1-1 Synoptique de l'essai fréquentiel à rotor bloqué (SSFR)

1.8.2. Conditions de mesure:

Il est nécessaire d'effectuer ces essais avec une certaine rigueur afin d'éviter ultérieurement des erreurs dans l'estimation des paramètres de la machine. Plus particulièrement, les contacts et connexions doivent être réalisés avec soin de façon à minimiser la résistance qu'ils peuvent introduire. Il est également indispensable de maintenir une température constante tout au long des essais de façon à ce que les valeurs des résistances restent constantes, surtout pour les basses fréquences où les paramètres sont très sensibles à la température. Enfin, la dernière précaution à prendre est d'acquérir un nombre suffisant de points de mesure pour permettre une bonne estimation des paramètres il est recommandé de prendre une dizaine de points par décade. Parfois, il sera nécessaire d'effectuer un moyen âge sur les mesures, ce qui augmente très significativement la durée de l'essai [17].

1.8.3. Avenages de la méthode SSFR

Le principal avantage de cette méthode est qu'elle est peu contraignante pour la machine puisque le rotor est à l'arrêt et la tension d'alimentation faible [16].

Un autre avantage spécifique des méthodes de réponse en fréquence est qu'ils peuvent être exécutés, et avec des dépenses relativement négligeables, dans les usines, ou dans les centrales Ils posent une petite probabilité de risque aux machines étant examinées, et les informations dans

dès les deux axes directs et de quadrature sont disponibles, avec un certain changement de câblage d'essai (le cas des machines synchrones), et sont faire recours aux essais de court-circuit .En général il semblerait logique qu'une approche de domaine fréquentielle en décrivant les performances dynamiques de modèles de machine est préférable (parfois) à une approche de domaine temporelle. Le dernier est inhérent dans la plupart des formes d'essai décroissance de courant et d'identification de deux constantes de temps et de deux limites d'inductances décrémenter l'approche aux modèles du deuxième ordre.

Cependant pour les modèles dynamiques d'un ordre supérieur est fourni par l'approche de domaine de fréquence, puisque l'essai embrasse plus quatre décades, d'environ
0.01 hertz à travers à bien plus de 1000 hertz. Par rapport aux essais temporels, les essais fréquentiels permettent :

- d'identifier de manière satisfaisante les modèles d'ordre supérieur à deux, puisque le signal sinusoïdal permet d'exciter pratiquement toutes les fréquences avec la même amplitude,

de ne pas être gêné par rapport aux bruits de mesure puisque les signaux sinusoïdaux sont faciles à décolérer du bruit.

1 .8.4. Inconvénients de la procédure SSFR

Les inconvénients de la procédure SSFR sont liés à son propre mode opératoire puisque :

- la machine étant à l'arrêt, certains harmoniques d'espace apparaissant avec la rotation de la machine ne sont pas pris en compte dans le schéma équivalent,
- l'essai étant réalisé dans des conditions « petits signaux », la saturation n'est pas considérée.

Certains auteurs ont cependant proposé des facteurs de correction pour en tenir compte. D'un point de vue général [17].

1.9. Conclusion

Ce chapitre aborde l'histoire de l'évolution de la modélisation de la MAS, où l'on peut observer une expansion significative au fil des années. Nous évoquons aussi les stratégies et les techniques employées pour élaborer la modélisation.

La modélisation est un instrument essentiel pour la compréhension, la conception, le contrôle et l'analyse des machines asynchrones à cage. Toutefois, il est essentiel de comprendre les contraintes des diverses formes de modèles et d'opter pour la stratégie la mieux adaptée en fonction des buts et des moyens à disposition. Un modèle efficace représente un équilibre entre précision et complexité. Les modèles d-q de la machine asynchrone facilitent la simulation du comportement de la machine en état stationnaire équilibré. Avec rigueur, ils n'autorisent pas l'analyse des défauts et des cas de fonctionnement anormaux

Chapitre 02

MODELISATION FREQUENTIELLE

2.1. Introduction

Il est crucial d'avoir des modèles mathématiques précis pour améliorer les performance et l'opération optimale des machines électriques, qu'elles soient synchrones ou asynchrones. Pour élaborer des systèmes de contrôle efficaces, analyser la stabilité, simuler le comportement dynamique et même effectuer le diagnostic de pannes [18-19].

Dans le cadre de la modélisation des MASCs, l'approche fréquentielle est une technique qui cherche à perfectionner l'exactitude des modèles en considérant la variation des paramètres de la machine en fonction de la fréquence des courants rotoriques (et par conséquent, du glissement). Cette fluctuation est essentiellement attribuée à l'effet de peau présent dans les barres du rotor [20-21].

2.2. Modélisation de la MAS par schémas équivalents :

2.2.1. Considérer l'effet de peau d'une MAS à cage ;

Le mouvement du courant à travers les barres du rotor d'une machine asynchrone à cage peut être notable pour des fréquences de plusieurs dizaines de Hertz. Cela est associé à l'effet de peau, qui est indésirable parce qu'en présence d'une alimentation avec un taux d'harmonique significatif (comme c'est le cas avec une alimentation par onduleur à modulation de largeur d'impulsion), ces harmoniques entraînent des pertes par effet Joule dans le rotor, ce qui provoque une surchauffe dans le moteur [22].

Il est donc crucial de considérer cela lors du dimensionnement. L'effet de peau dans une barre se rapporte à l'intervention de son propre champ sur elle, Le tube de courant inférieur observe la circulation de tous les flux de fuite provenant de la barre, tandis que le tube de courant supérieur ne perçoit que la circulation des flux de fuite en surface. La réactance du tube de courant inférieur sera donc nettement plus grande que celle du tube de courant supérieur. Par conséquent, le courant qui en résulte aura une amplitude réduite et sera déphasé. Ainsi, l'ensemble du courant est chassé vers le haut de la barre en raison de l'effet de peau, ce qui entraîne une augmentation de la résistance (Figure 2-1). L'effet de peau se réfère également à

une réduction de l'inductance due à la diminution du volume où l'énergie magnétique est emmagasinée [22-23]. Cette modélisation est pertinente si :

• l'inductance magnétisante est indépendante de la fréquence. On suppose que cela se fera par le biais du feuilletage des tôles, ce qui devrait prévenir la formation des courants de Foucault.

• Rs et Lσs ne subissent pas l'effet de peau, une supposition que l'on peut considérer comme vérifiée grâce au processus d'enroulement.

2.2.2. MAS à paramètres rotoriques distribués :

Un modèle de Machine Asynchrone (MAS) à paramètres rotoriques distribués admet que la résistance et l'inductance du rotor ne sont pas des valeurs isolées, mais se répartissent le long des barres et des anneaux de court-circuit. À l'opposé d'une modélisation simplifiée où ces paramètres sont consolidés, la réalité démontre que chaque segment des barres rotoriques détient sa propre résistance et inductance élémentaires, reliées entre elles par les anneaux. Cette méthode décentralisée est cruciale pour examiner le comportement de la machine à glissement important (démarrage, forte charge) en raison de l'effet de peau [24]. Ce phénomène, qui se produit lorsque le courant alternatif haute fréquence se focalise à la surface, entraîne une modification de la résistance et de l'inductance effectives des barres [25]. Il est aussi essentiel de considérer les paramètres distribués pour appréhender les rotors à barre profonde et à double cage, qui utilisent l'effet de peau afin d'améliorer le couple au démarrage et le glissement en régime stable. Pour résumer, la modélisation à paramètres distribués fournit une compréhension plus fine et approfondie des performances de la MAS, spécialement en phase transitoire, tout en facilitant l'examen de conceptions rotoriques sophistiquées [26].

2.2.3. Equations électriques :

Il est courant de décrire les machines électriques, notamment les machines asynchrones, dans un cadre triphasé et équilibré selon le repère de Fresnel. Envisageons donc une machine asynchrone triphasée, dont le stator et le rotor sont schématiquement illustrés sur la figure 2.1. Les phases sont identifiées comme suit : (Sa, Sb, Sc) pour le stator et (Ra, Rb, Rc) pour le rotor. L'angle électrique α, qui change avec le temps, définit la position relative instantanée entre les deux axes Sa et Ra [27].

Il est possible de formuler les équations de tension statorique et rotorique en utilisant une représentation matricielle :

$$\begin{cases} \vec{V}_s = R_s \vec{I}_s + \dfrac{d\vec{\phi}_s}{dt} \end{cases} \quad \textbf{2.1}$$

$$\begin{cases} \vec{0} = R_{r_{j=1,n}} \vec{I}_{r_{j=1,n}} + \dfrac{d\left(\vec{\phi}_{r_{j=1,n}}\right)}{dt} - j\omega_r \left(\vec{\phi}_{j=1,n}\right) \end{cases} \quad \textbf{2.2}$$

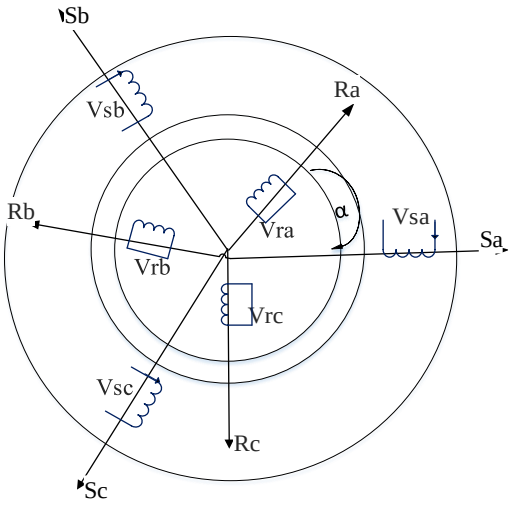


Figure 2-1 Représentation des enroulements d'une MAS à cage

En effet, l'analyse porte sur le fonctionnement réel en superposant un état d'équilibre à un régime transitoire où ces conditions initiales sont nulles [28-29].

Si n=3, alors (2.1) et (2.2) se transforment respectivement en :

$$V_s(p) = R_s i_s(p) + p\varphi_s(p) \quad \textbf{2.3}$$

$$\begin{cases} 0 = R_{r1} i_{r1}(p) + p\varphi_{r1}(p) - j\omega\varphi_{r1} \\ 0 = R_{r2} i_{r2}(p) + p\varphi_{r2}(p) - j\omega\varphi_{r2} \\ 0 = R_{r1} i_{r3}(p) + p\varphi_{r3}(p) - j\omega\varphi_{r3} \end{cases} \quad \textbf{2.4}$$

Les équations de flux sont données par :

$$\begin{cases} \varphi_s(p) = L_m[i_{r1}(p) + i_{r2}(p) + i_{r3}(p)] + L_s i_s(p) \\ \varphi_{r1}(p) = L_m i_r(p) + L_{\sigma r1} i_{r1}(p) + L_m i_s(p) \\ \varphi_{r2}(p) = L_m i_r(p) + L_{\sigma r2} i_{r2}(p) + L_m i_s(p) \\ \varphi_{r1}(p) = L_m i_r(p) + L_{\sigma r3} i_{r3}(p) + L_m i_s(p) \end{cases} \quad \textbf{2.5}$$

$$\begin{cases} L_s = L_m + L_{\sigma s} \\ L_{r1} = L_m + L_{\sigma s} + L_{\sigma r1} \\ L_{r2} = L_m + L_{\sigma s} + L_{\sigma r2} \\ L_{r3} = L_m + L_{\sigma s} + L_{\sigma r3} \end{cases} \quad \textbf{2.6}$$

Si on remplace (2.5) dans (2.3) et (2.4), et en pose ω=0, (la machine est à l'arrêt) on obtient :

$$\begin{cases} V_s(p) = R_s i_s(p) + p\varphi_s(p) \\ 0 = R_{r1} i_{r1}(p) + p[L_{r1} i_{r1}(p) + (L_m + L_{\sigma m}) i_{r3}(p) + L_m i_s(p)] \\ 0 = R_{r2} i_{r2}(p) + p[L_{r2} i_{r2}(p) + (L_m + L_{\sigma m}) i_{r1}(p) + L_m i_s(p)] \\ 0 = R_{r3} i_{r3}(p) + p[L_{r3} i_{r3}(p) + (L_m + L_{\sigma m}) i_{r2}(p) + L_m i_s(p)] \end{cases} \quad \textbf{2.7}$$

2.3. Schéma équivalent généralisé de la MAS à cage

Dans un premier temps, la topologie du schéma équivalent est sélectionnée pour représenter les phénomènes de fréquence (le nombre et la configuration des cellules à paramètres fixes ajoutées à la branche rotative) [30-31-32]. Ensuite, les grandeurs opérationnelles sont déterminées en fonction du type de machine (synchrones ou asynchrone), et traditionnellement caractérisées par des fonctions de transfert comportant un gain G0 et un ensemble de pôles et de zéros, tels que.

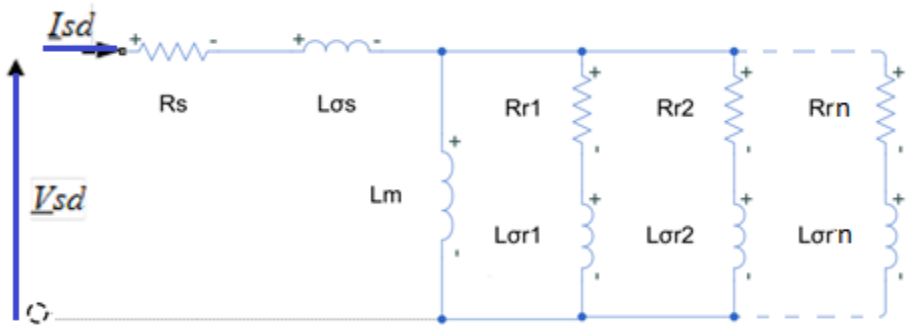


Figure 2-2. Schéma équivalent de la MAS selon l'axe direct à n branches rotoriques

$$\{ \quad L_d(p) = G_0 \frac{(1+pT_1)(1+pT_3)....(1+pT_n)}{(1+pT_2)(1+pT_4).....(1+pT_n)} \quad \textbf{2.8}$$

2.3.1. Modèle avec une branche rotorique

La branche rotorique est représentée par un seul circuit R-L comme le montre Figure (2.3).

Figure 2-3. Circuit équivalent à une branche rotorique

L'inductance équivalente de la machine est donnée par (2.9), avec *p* l'opérateur de Laplace.

$$L_d(p) = (pL_{\sigma s}) + pL_m \,//\, (R_{r1} + pL_{\sigma r1}) \quad \textbf{2.9}$$

$$L_d(p) = \frac{R_{r1}(L_s + L_m) + p(L_m L_{\sigma r1})}{R_{r1} + p(L_m + L_{\sigma r1})} \quad \textbf{2.10}$$

On peut écrire l'équation (2.10) sous la forme :

$$L_d(p) = \frac{(1 + pT_d^{'})(L_s + L_m)}{1 + pT_{d0}^{'}} \quad \textbf{2.11}$$

De (2.11) les constantes de temps transitoire de court-circuit, et de circuit-ouvert sont respectivement dans (2.12) :

$$L_d(p) = L_{d0}\frac{(1 + pT_d^{'})}{(1 + pT_{d0}^{'})} \quad \textbf{2.12}$$

$$\begin{cases} L_{d0} = L_{\sigma s} + L_m \\ T_{d0}^{'} = \dfrac{L_m + L_{\sigma r1}}{R_{r1}} \\ T_d^{'} = \dfrac{L_{\sigma r1} + L_m}{R_{r1}} \end{cases} \quad \textbf{2.13}$$

2.3.2. Modèle à deux branches rotoriques

Pour le modèle d'ordre deux on ajoute une branche de résistance et une inductance parallèle.

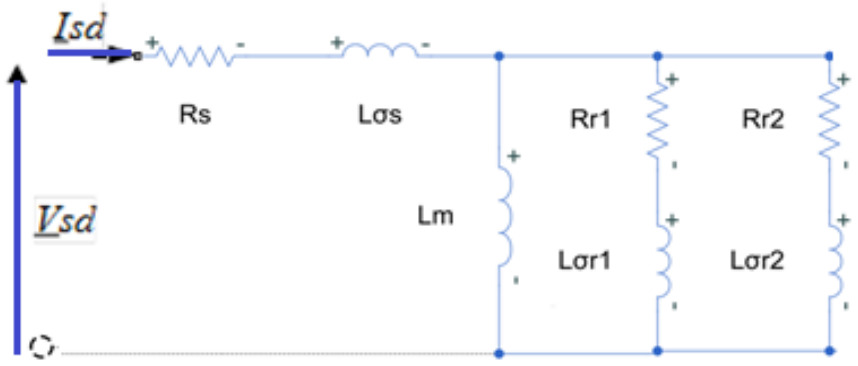


Figure 2-4. Circuit équivalent à deux branches dans l'axe d

L'inductance opérationnelle de deuxième ordre est déterminée à partir du circuit équivalent illustré sur la Figure 2.4 :

$$L_d(p) = \frac{(L_S + L_m)(R_{\sigma r1} + pL_{\sigma r1})(R_{\sigma r2} + pL_{\sigma r2}) + pL_S L_m (R_{\sigma r1} + pL_{\sigma r1} + R_{\sigma r2} + pL_{\sigma r2})}{(R_{\sigma r1} + pL_{\sigma R1})(R_{\sigma r2} + pL_{\sigma r2}) + pL_m (R_{\sigma r1} + pL_{\sigma r1} + R_{\sigma r2} + pL_{\sigma r2})} \quad \textbf{2.14}$$

Cette équation peut être simplifiée, avec $L_0 = (L_s + L_m)$:

$$L_d(p) = L_{d0} \frac{\begin{array}{c} 1 + p\left[(L_{\sigma r2} + L_s // L_m)/R_{\sigma r2} + (L_{\sigma r1} + L_s // L_m)/R_{\sigma r1}\right] \\ + p^2 (L_{\sigma r1} + L_s // L_m)(L_{\sigma r2} + L_{\sigma r2} // L_m // L_{\sigma r2})/R_{\sigma r1} R_{\sigma r2} \end{array}}{\begin{array}{c} 1 + p\left[(L_{\sigma r1} + L_m)/R_{\sigma r1} + (L_{\sigma r2} + L_m)/R_{\sigma r2}\right] \\ + p^2 (L_m + L_{\sigma r1})(L_{\sigma r2} + L_m // L_{\sigma r1})/(R_{\sigma r1} // R_{\sigma r2}) \end{array}} \quad \textbf{2.15}$$

Dans le but d'écrire tous les termes comme des constant de temps l'équation (2.15) devient :

$$L_d(p) = L_{d0} \frac{(1 + p(T_d^{'} + T_A) + p^2 T_d^{'} T_d^{''})}{(1 + p(T_{d0}^{'} + T_B) + p^2 T_{d0}^{'} T_{d0}^{''})} \quad \textbf{2.16}$$

Avec les paramètres T_A et T_B sont données par :

$$, \qquad T_B = \frac{(L_{\sigma r2} + L_m)}{R_{\sigma r2}} \; T_A = \frac{(L_{\sigma r2} + (L_s // L_m))}{R_{\sigma r2}} \quad \textbf{2.17}$$

$$L_d(p) = L_{d0} \frac{(1 + pT_d^{'})(1 + pT_d^{''})}{(1 + pT_{d0}^{'})(1 + pT_{d0}^{''})} \quad \textbf{2.18}$$

Dans l'équation (2.18) les constants de temps sont donnés par :

$$T_{d0}^{''} = \frac{L_{\sigma r2} + (L_m // L_{\sigma r1})}{R_{\sigma r2}} \quad \textbf{2.19}$$

$$T_d^{''} = \frac{L_{\sigma r2} + (L_m // L_{\sigma r1} // L_s)}{R_{\sigma r2}} \quad \textbf{2.20}$$

L'identification de la fonction de transfert de l'inductance opérationnelle ne se limite pas au modèle du second ordre, il est également possible d'obtenir des modèles d'ordres supérieurs par le biais de la même technique. Il est à noter que plus le niveau du modèle ne s'élève, plus la méthode de calcul ne se complexifie.

L'addition de branches parallèles composées de cellules élémentaires résistance-inductance mène à l'addition des autres couples pôles-zéros dans la fonction de transfert.

Pour les modèles de haut niveau, la fonction de transfert des CEGs peut être établie en incorporant d'autres constantes temporelles. L'équation fournit la fonction de transfert d'un modèle de troisième ordre.

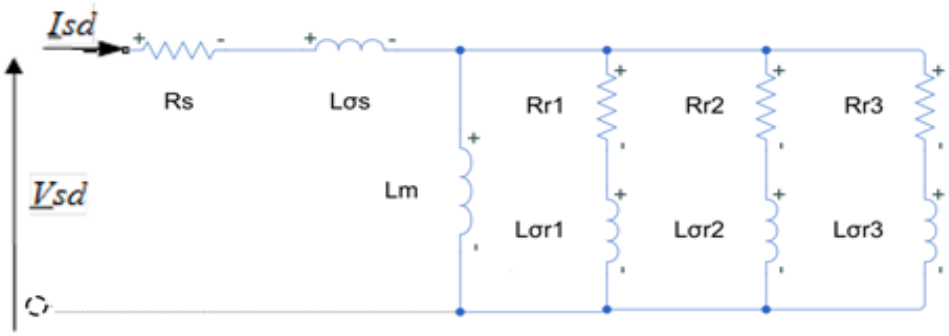


Figure 2-5 . Circuit équivalent à trois branches dans l'axe d

$$L_d(p) = L_{d0}\frac{(1+pT_1)(1+pT_3)(1+pT_5)}{(1+pT_2)(1+pT_4)(1+pT_6)} \qquad \textbf{2.21}$$

2.4. Conclusion

L'objet de ce chapitre, est la modélisation des machines alternatives (synchrone & asynchrone) par des circuits équivalents généralisés. L'introduction de plusieurs branches additionnelles au circuit rotorique permet de représenter et de tenir compte de certaines parties conductrices du rotor qui sont difficiles à modéliser, comme dans le cas par exemple dans les MAS à cage, à encoche profondes, et à rotor massif.

Chapitre 03

IDENTIFICATION DE MACHINE ASYNCHRONE PAR LA METHODE FREQUENTIELLE

3.1. Introduction

L'identification paramétrique de la machine asynchrone consiste à estimer les paramètres du modèle mathématique représentant le comportement dynamique de la MAS. Le modèle obtenu est utilisé dans le but de surveillance, de diagnostic qui donne les performances du moteur dans ses différents modes de fonctionnement ou pour une meilleure commande. En fonction du but affecté, la précision et la qualité du modèle peuvent différer [33].

3.2. Identification des schémas équivalents

L'identification des configurations équivalentes d'une machine asynchrone à cage vise à établir les valeurs des divers composants (résistances et réactances) de ces configurations, pour assurer que le modèle mathématique dérivé puisse représenter fidèlement le fonctionnement réel de la machine. La théorie des deux axes de Park a été largement élaborée, néanmoins, la fiabilité des modèles nécessite encore d'être perfectionnée vu la complexité grandissante des modèles de haut niveau. Il est ardu, à partir des schémas équivalents, de formuler des expressions simples pour décrire les modèles. Par ailleurs, les tests employés pour l'identification de ces modèles simplifiés se révèlent souvent inadéquats Une fois que le gain et les constantes temporelles sont déterminés, il devient aisé de créer un diagramme équivalent comportant le nombre souhaité de branches rotatives. Pour conclure, nous fournissons un exemple chiffré afin de corroborer notre méthode d'identification.

3.2.1. Procédure utile à l'identification des paramètres

L'extraction de l'impédance de fonctionnement pour déterminer l'inductance opérationnelle, il est nécessaire d'effectuer une série de mesures expérimentales sur la phase statorique de l'appareil. Cette impédance pourrait être exprimée par la relation suivante :

$$Z_d(j\omega) = \frac{V_s(j\omega)}{I_s(j\omega)} = R_s + j\omega L_d(j\omega) \qquad (3.1)$$

Avec R_s la résistance d'une phase, et $L_d(p)$ est l'inductance de l'axe direct. Alors l'inductance opérationnel est donnée par :

$$L_d(j\omega) = \frac{Z_d(j\omega) - R_s}{j\omega} \tag{3.2}$$

3.2.2. Estimation des constantes de temps

Dans le domaine de l'électrotechnique, on détermine d'abord les constantes de temps de la machine (dans des situations comme un court-circuit ou un test à vide, etc.), puis on en déduit les paramètres caractéristiques. En revanche, les techniques automatiques permettent de déterminer directement les paramètres. Comme l'indique la figure (3.1), le défi réside dans la recherche d'un minimum global. D'un critère fonction coût J(ε) en fonction des paramètres de la machine.

La principale difficulté réside dans le choix des algorithmes d'optimisation performants. Ceux-ci sont du type multi variable et leur convergence est très sensible aux choix des valeurs initiales Le modèle physique doit représenter fidèlement le fonctionnement dynamique de la machine en tenant compte de son alimentation. Sur ce point, une attention particulière doit être accordée à l'estimation paramétrique pendant le régime transitoire de manière à pouvoir évaluer l'aptitude des machines à supporter certains régimes sévères (surcharge) et à ajuster au mieux les dispositifs de réglage et de commande.

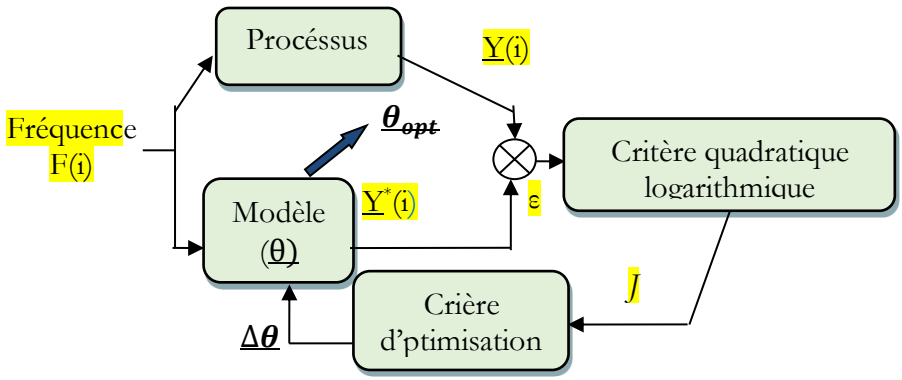


Figure 3-1 Schéma de principe de la méthode du modèle

a. Les structures de modèles

Dans la théorie de contrôle la distinction entre linéaire et non linéaire est basée sur le comportement dynamique. Le choix est influencé par le caractère du problème d'identification comme par exemple, la théorie dans laquelle les résultats de l'identification sont issus des systèmes linéaires.

Les systèmes linéaires représentent le secteur le plus intensivement développé dans le domaine de l'identification du système. Les structures du modèle utilisées sont du type ARX (Autorégressive witz externat input), OE (Output Error), et ARMAX (Autoregressive Moving Average witz External input). Tous les paramètres du modèle électrique peuvent être identifiés. Quelques structures de modèles sont mentionnées dans l'annexe I.

b. Modèle linéaire de la machine pour l'estimation des paramètres

Il existe deux méthodes pour aborder l'identification des paramètres a_0, a_1, a_2, b_2, b_1, b_0 de la fonction de transfert $G(p)$:

- Identification directe du modèle continu, avec la fonction de transfert de la machine est :

$$G(p) = \frac{b_0 + b_1 p + b_2 p^2}{a_0 + a_1 p + p^2} = \frac{v_s(p)}{i_s(p)} \tag{3.3}$$

- Identification indirecte du modèle discret, la fonction de transfert s'écrit sous la forme discrète :

$$G(z^{-1}) = \frac{B_1 + B_0 z^{-1} + z^{-2}}{1 + A_1 z^{-1} + A_0 z^{-2}} \tag{3.4}$$

Pour pouvoir estimer les coefficients de la fonction de transfert on doit passer en premier lieu aux équations aux différences. La méthode de moindres carrés récursifs, bien que primitive, est la méthode d'identification la plus couramment utilisée (surtout pour les systèmes automatiques). Elle s'applique dans le cas d'un modèle ou les paramètres interviennent linéairement, ce qui est le cas de notre système présenté par la MAS à l'arrêt [35].

c. Identification par le Toolbox IDFRD

En utilisant la routine IDFRD *''Identifie Frequency Response Data*'' disponible au MATLAB pour estimer le modèle de notre système à partir de la réponse en Fréquence. La structure de modèle à erreur de sortie (OE) ou la structure de modèle ARX sont deux versions à adoptés au choix. La structure ARMAX est uniquement applicable dans le domaine temporel, et inutile pour le domaine fréquentiel. Le modèle estimé par cette routine est donné par la FT : [36]

$$\frac{V_d(p) - R_s}{I_d(p)} = \frac{B(p)}{F(p)} + E(p) \tag{3.5}$$

$$B(p) = a1.\, p^n + a_2.p^{n-1} + a_3.\, p^{n-2} + \ldots + a_n.p^0 \tag{3.6}$$

$$F(p) = b1.\, p^n + b2.p^{n-1} + b3.\, p^{n-2} + \ldots + b_n.p^0 \tag{3.7}$$

Avec $E(p)$ est la perturbation de mesure, on met $L_d(p)$ sous la forme :

$$L_d(p)=\frac{(p-p_1)(p-p_2)...(p-p_n)}{(p-p_4)(p-p_5)...(p-p_m)} \tag{3.8}$$

Avec p_1, p_2, p_3 sont les racines de numérateur *B(p)*, et p_4, p_5, p_6 sont les racines de dénominateur *F(p)*.

$$L_d(p)=\frac{(p_1 p_2 ..p_n)\left(\frac{p}{p_1}+1\right)\left(\frac{p}{p_2}+1\right)...\left(\frac{p}{p_n}+1\right)}{(p_4 p_5 ...p_m)\left(\frac{p}{p_4}+1\right)\left(\frac{p}{p_5}+1\right)...\left(\frac{p}{p_m}+1\right)} \tag{3.9}$$

D'autre part on a :

$$L_d(p)=L_0\ \frac{(1+pT^1)(1+pT^2)...\left(1+pT^n\right)}{(1+pT_{d0}^1)(1+pT_0^2)...\left(1+pT_0^m\right)} \tag{3.10}$$

Par comparaison entre (3. 9) et (3.10*)* on trouve (3.11), et le programme qui donne le gain L_0et les constantes de temps est disponible dans L'annexe 1. A.

$$\begin{cases} L_0=\dfrac{p_1.p_2.p_3}{p_4.p_5.p_6} \\ T^1=-\dfrac{1}{p_1},\ T^2=-\dfrac{1}{p_2},\ T^n=-\dfrac{1}{p_n} \\ T_0^1=-\dfrac{1}{p_4},\ T_0^2=-\dfrac{1}{p_5},\ T_0^m=-\dfrac{1}{p_m} \end{cases} \tag{3.11}$$

3.3. Identification expérimentale

3.3.1. Description du banc de mesures

Les différents essais sonréalisés ont été effectués au Laboratoire d'Electromécanique de Bordj Bou Arreridj sur un banc destiné à la réalisation des tests fréquentielles à rotor bloqué. Le banc permet d'effectuer des tests répétitifs sur une gamme de fréquences allant du mHz à quelques centaines de Hz.

MAS à quatre pôles couplés en étoile à 50 Hz de puissances différents, Les caractéristiques détaillées sont données par le tableau 3.1.

Tension U_n (V)	**Courant I_n (A)**	**Vitesse(tr/min)**	**PuissanceP_n(w)**	**Cosφ**
400	4.6	1410	1000	0.83

Tableau 3-1. Les caractéristiques des machines utilisées

L'idée principale est de déduire, par des essais expérimentaux, l'évolution des deux fonctions de transfert $Z_s(p)$,$L_s(p)$ en fonction de la fréquence, en vue de procéder à l'identification des paramètres du modèle de la machine asynchrone à l'arrêt. Les relations des fonctions de transfert de l'impédance et l'inductance opérationnelle sont donnes donnés par les relations (3.12) et (3.13) respectivement.

$$Z_s(j\omega) = \frac{V_s(j\omega)}{I_s(j\omega)} = R_s + j\omega L_s(j\omega) \quad \textbf{(3.12)}$$

$$L_s(j\omega) = \frac{Z_s(j\omega) - R_s}{j\omega} \quad \textbf{(3.13)}$$

Une série des mesures SSFR se fait sur un moteurs à l'arrêt et avec une tension réduite , les valeurs de l'impédance du moteur sont cités dans le tableau 3.2

Tableau 3-2. Essais expérimentaux de l'impédance des trois moteurs

Féequence (rad/s)	**$\underline{Z}_s(j\omega)$ Moteur 1 kW**
0.5781	8.3166 + 0.5270i
0.9990	8.4361 + 0.6553i
1.5771	8.5285 + 0.8565i
2.5007	8.8207 + 1.3199i
3.9647	9.0474 + 1.4740i
6.2832	9.6558 + 2.4213i
9.9903	10.4094 + 2.6102i
15.7708	11.0186 + 2.7630i
25.0071	11.4934 + 2.8820i
39.6469	11.7765 + 3.4366i
62.8319	11.9640 + 4.7311i
99.5885	12.2152 + 6.9269i
157.8336	8.3166 + 0.5270i
250.1336	8.4361 + 0.6553i
396.4690	8.5285 + 0.8565i
628.3185	8.8207 + 1.3199i
995.8849	9.0474 + 1.4740i
1578.3361	9.6558 + 2.4213i
2501.3361	10.4094 + 2.6102i
3964.6899	11.0186 + 2.7630i
6283.1853	11.4934 + 2.8820i

La figure (3.2) représente l'inductance opérationnelle du moteur.

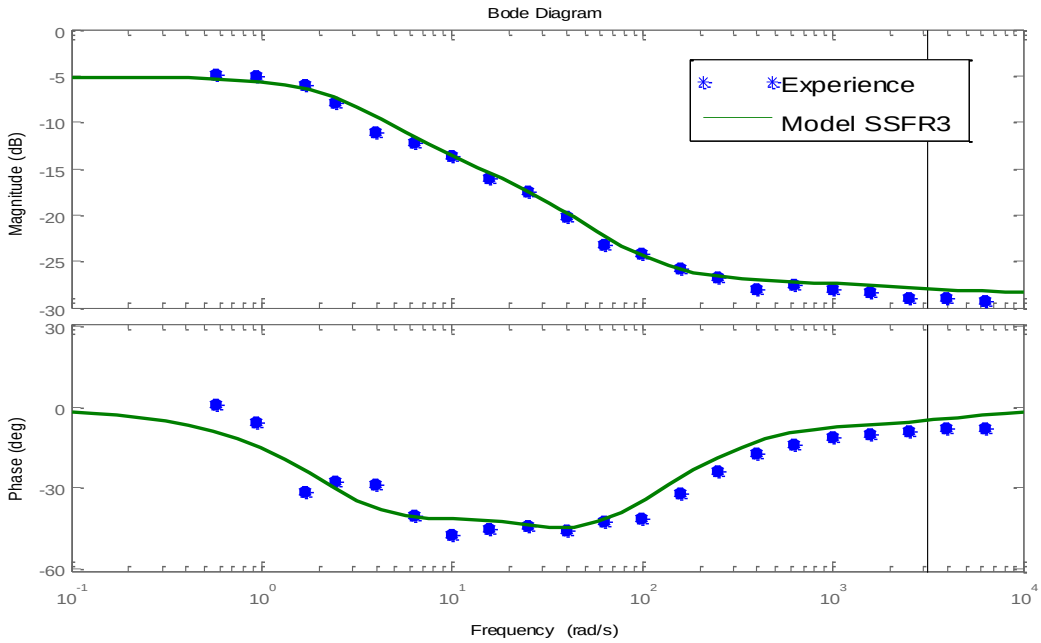


Figure 3-2 Diagramme de Bode de l'inductance opérationnelle $L_s(j\omega)$

3.3.2. Procédure d'identification des paramètres

La procédure d'identification des paramètres du schéma équivalent de la MAS est issue des considérations suivantes :

- quand la fréquence tend vers 0, la valeur d'IMO tend vers la résistance des enroulements statoriques R_s,
- quand la fréquence tend vers l'infini, le module de $Z_s(j\omega)$ tend asymptotiquement vers la valeur de la réactance obtenue si tous les termes résistifs sont négligés
- quand la fréquence tend vers 0, INO $L_s\ j\omega)$ se comporte comme l'inductance magnétisante $L_0 = L_m + L_{\sigma s}$
- quand la fréquence tend vers l'infini, INO se comporte comme l'inductance magnétisante L_0 en parallèle avec l'inductance de fuite rotorique $l_{\sigma r,}$

3.3.2.1. Identification des paramètres statoriques

Comme le montre Figure 3.3, quand la fréquence tend vers zéro, la valeur de IMO tend vers la valeur de résistance R_s et la phase tend vers 0.

$$\lim_{\omega \to 0} \left(Z_s(j\omega) \right) = R_s \qquad \textbf{(3.14)}$$

A l'opposé quand la fréquence tend vers l'infinie, $Z_s(j\omega)$ tend asymptotiquement vers la valeur de la réactance obtenue quand tous les termes résistives sont négligeables (figure 3.4).

$$\lim_{\omega\to\infty}\left(Z_s(j\omega)\right)=L_{\sigma s} \qquad \textbf{(3.15)}$$

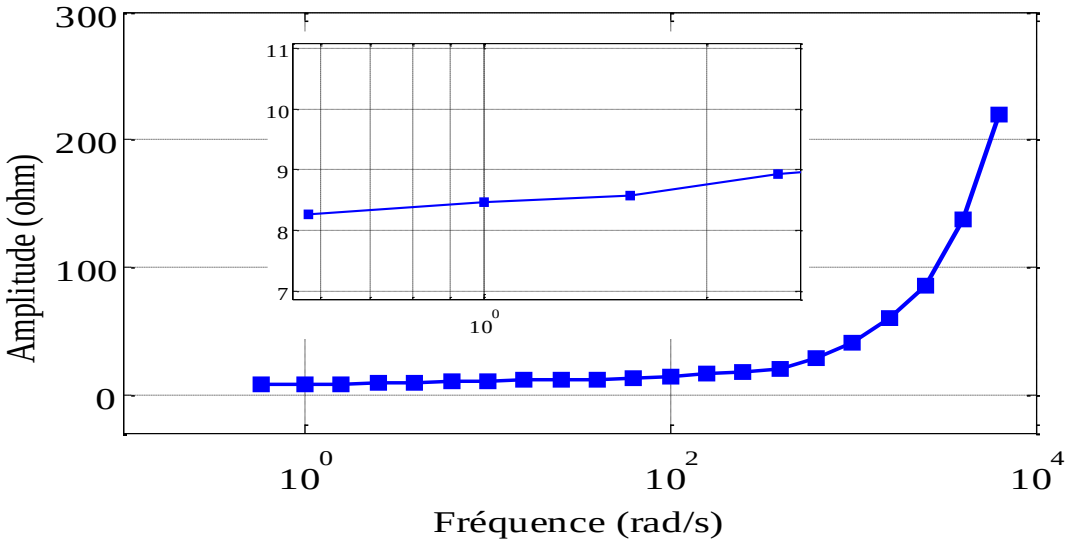


Figure 3-3 Estimation de la résistance R_s.

Commele m ontre la Figure 3.4, quand la fréquence tend vers zéro, la valeur de l'inductance opérationnelles tend vers :$L_0=L_{\sigma s}+L_m$. [37]

Afin de conserver la cohérence de son identification (c'est-à-dire une valeur de la phase de $L_s(j\omega)$ strictement négative quelle que soit la fréquence), la valeur de R_s, choisie pour l'obtenir est calculé par extrapolation 0 du gain de $Z_s\ (j\omega)$. L'inductance opérationnelle est ensuite identifiée par des modèles simples, doubles ou triples cages.

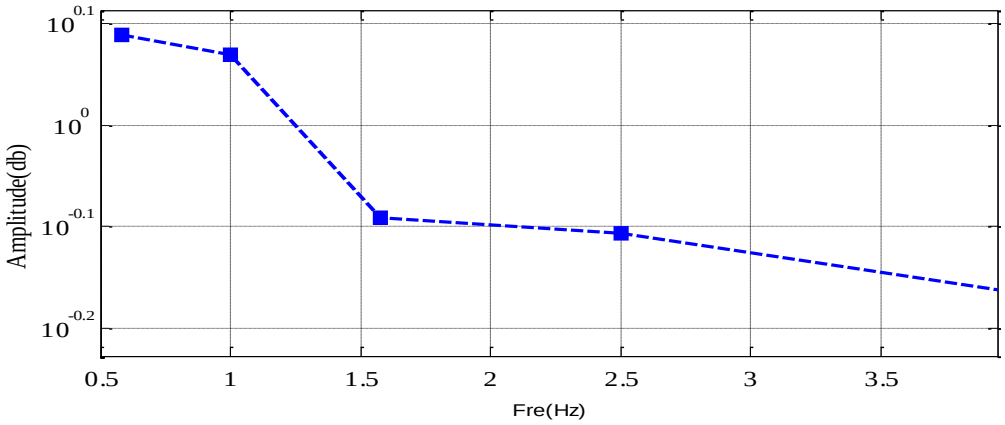


Figure 3-4 Estimation de l'inductance L_0

Le tableau 3.3 résume les résultats d'estimation

Tableau 3-3. Résultats d'identification des paramètres statoriques

	$R_s(\Omega)$	$L_{\sigma s}(H)$	$L_m(H)$

Moteur 1 kW	8.2645	0.0200	0.5327

3.3.2.2. Identification des paramètres rotoriques

La Figure 3.5. Présente le diagramme de Bode de FT $L_s(p)$ de moteur *1 kW* en fonction de la fréquence. On remarque une cohérence des courbes du modèle (gain et phase) avec les mesures SSFR expérimentale.

L'estimation par OE sur les données de réponse en fréquence. Avec un àjustement aux données d'estimation : 35,96 %, (prédiction) FPE : 0,002398, MSE : 0,01506

La FT de deuxième ordre qui définit le circuit équivalent à trois branches rotoriques est donnée par :

$$L_s(z) = \frac{0.03827\ \mathrm{z\hat{}3} + 88.62\ \mathrm{z\hat{}2} + 9262\ \mathrm{z} + 7.287\mathrm{e}04}{\mathrm{z\hat{}3} + 1968\ \mathrm{z\hat{}2} + 5.382\mathrm{e}04\ \mathrm{z} + 1.318\mathrm{e}05}$$

Et sous la forme pôles, zéros, et gain *:*

$$L_s(z) = \frac{0.03827\ (p + 2207)\ (p + 100.7)\ (p + 8.568)}{(p + 1940)\ (p + 24.99)\ (p + 2.72)}$$

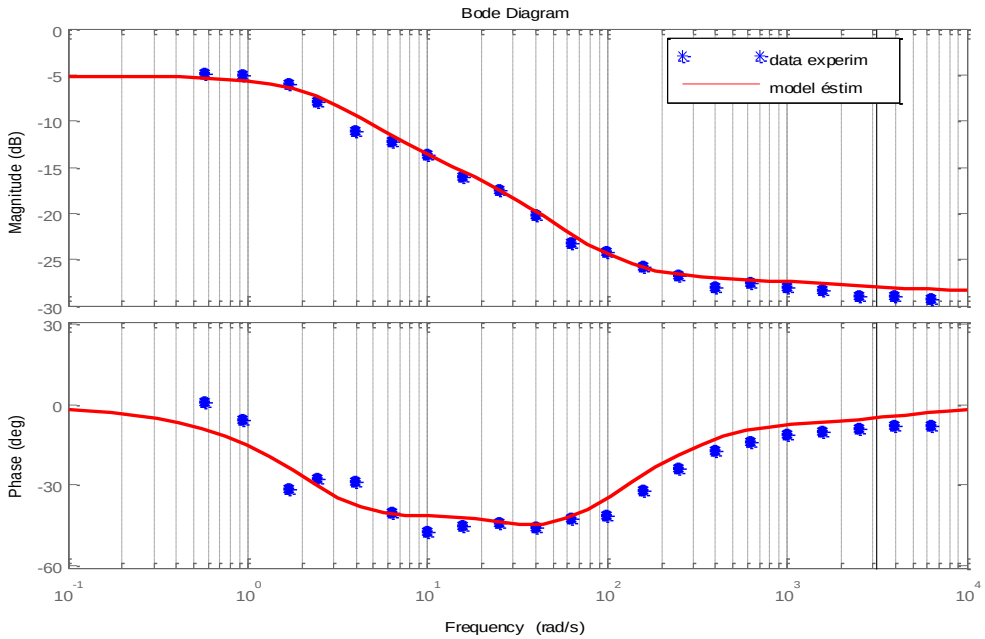


Figure 3-5 Inductance opérationnelle de trois branches

Le vecteur des paramètres [θ].

$$[\theta] = \begin{bmatrix} L_0 = 0.5527 \\ T^1 = 0.1167 \\ T^2 = 0.0099 \\ T^3 = 0.0005 \\ T_0^1 = 0.3677 \\ T_0^2 = 0.0400 \\ T_0^2 = 0.0004 \end{bmatrix}$$

Le tableau 3.4 présente les valeurs estimées.

Tableau 3-4 Résultats d'identification des paramètres rotoriques

Constantes de temps de court-circuit	$T^1[s]$	$T^2[s]$	$T^3[s$
	0.1167	0.0099	0.0005
Constantes de temps de circuit ouvert	T_0^1[s]	T_0^2[s]	T_0^3[s]
	0.3677	0.0400	0.0004
Résistances rotoriques	R_{r1} **[Ω]**	R_{r2} **[Ω]**	R_{r3}**[Ω]**
	2.9854	11.7004	62.56
Inductances rotoriques	$L_{\sigma r1}$ **[H]**	$L_{\sigma r2}$ **[H]**	$L_{\sigma r3}$ **[H]**
	0.3134	0.0270	0.0790

Le circuit équivalent du moteur *1 kW* est donné par :

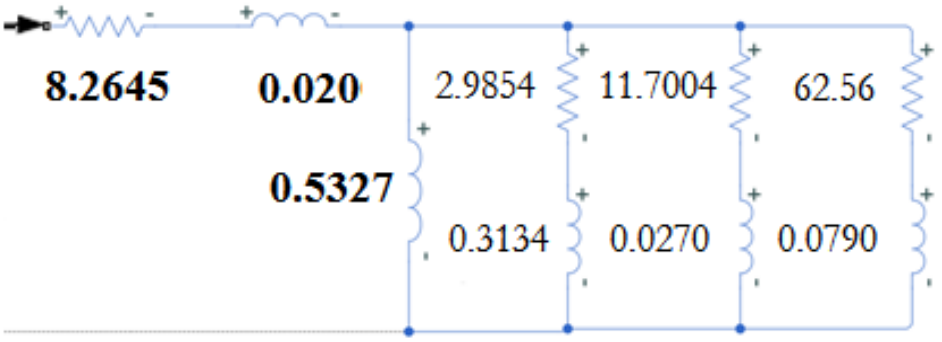


Figure 3-6 Paramètres identifiées du schéma équivalent (moteur *1 Kw)*.

3.4. Conclusion

La structure de plus en plus complexe des schémas équivalents des machines a nécessité des outils d'identification des paramètres adaptés. Une méthodologie basée sur des mesures de réponse fréquentielle de la machine à l'arrêt a ainsi été détaillée pour la MAS, le banc expérimental a été présenté.

On a démontré l'application de la méthode un moteur de 1 kW, Les résultats des tests SSFR effectués sur cet machine conduit à des modèles fréquentiels coïncidant de façon très satisfaisante avec les mesures expérimentales.

Chapitre 04

VALIDATION DANS LE DOMAINE TEMPOREL

4.1. Introduction

Dans ce chapitre nous intéresserons à la modélisation de la MAS dans le domaine temporel par la mise en équation on choisit le moteur de 1 kW., on donnera de manière explicite le modèle mathématique de la machine asynchrone (Equations électriques et mécaniques) dans son référentiel triphasé. Dans un dernier lieu, on donnera la simulation numérique des différentes grandeurs de la MAS. Le modèle mathématique d'une MASC nous facilite largement son étude et permet sa commande dans les différents régimes de fonctionnement transitoire ou permanent. La représentation de la machine asynchrone par des équations selon le système triphasé donne un modèle, dont les équations sont à coefficients variables en fonction du temps. Dans le but de faciliter leur résolution, on a recours à une modélisation dite « transformation de Park », qui consiste à transformer le système triphasé en système à deux axes orthogonaux.

4.2. Modélisation de Park

4.2.1. Equations électriques en grandeurs de phases

On a généralement recours à une représentation triphasée et équilibrée de la MAS dans un repère de Fresnel. Prenons donc en compte l'illustration schématique de la figure 4.1, où les phases sont identifiées respectivement par (Sa, Sb, Sc) et (Ra, Rb, Rc).
L'angle électrique variable dans le temps définit la disposition relative instantanée entre les deux axes Sa et Ra.Les formules des tensions statoriques et rotoriques sont exprimées dans la structure matricielle ci-après :

$$\begin{cases} [V_s]_{abc} = R_s[I_s]_{abc} + \frac{d}{dt}[\psi_s]_{abc} \\ [V_r]_{abc} = R_r[I_r]_{abc} + \frac{d}{dt}[\psi_r]_{abc} \end{cases} \quad \textbf{(4.1)}$$

4.2.2. Changement de base de Park

La transformation de Park est une transformation du repère triphasé fixe par rapport au stator dans un repère biphasé. Cette transformation permet de réduire la complexité du système, Le

choix de vecteurs propres judicieux permet d'exprimer la matrice de transformation de Park sous la forme orthonormée suivante:

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \textbf{(4.2)}$$

Le fait que $[P(\theta)]$ soit orthonormée implique que son inverse est égale à sa transposée. Les vecteurs de tensions dans la nouvelle base s'expriment sous la forme suivante:

$$\begin{cases} [V_s]_{dqo} = [P(\theta_s)]^t [V_s]_{abc} \\ [V_r]_{dqo} = [P(\theta_r)]^t [V_r]_{abc} = 0 \end{cases} \quad \textbf{(4.3)}$$

nous obtenons les deux expressions suivantes de tensions dans le repère (d-q) :

$$\begin{cases} [V_s]_{dq} = R_s[I_s]_{dq} + \frac{d}{dt}[\psi_s]_{dq} + \frac{d\theta_s}{dt}\begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}[\psi_s]_{dq} \\ [V_r]_{dq} = R_r[I_r]_{dq} + \frac{d}{dt}[\psi_r]_{dq} + \frac{d\theta_r}{dt}\begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}[\psi_r]_{dq} \end{cases} \quad \textbf{(4.4)}$$

Les équations de flux sont données par (4.5):

$$\begin{cases} [\psi_s]_{dq} = L_s[I_s]_{dq} + L_m[I_r]_{dq} \\ [\psi_r]_{dq} = L_r[I_r]_{dq} + L_m[I_s]_{dq} \end{cases} \quad \textbf{(4.5)}$$

Telle que L_s et L_r sont respectivement les inductances cycliques statorique et rotorique. Avec L_m est directement proportionnel à la mutuelle entre le stator et le rotor.

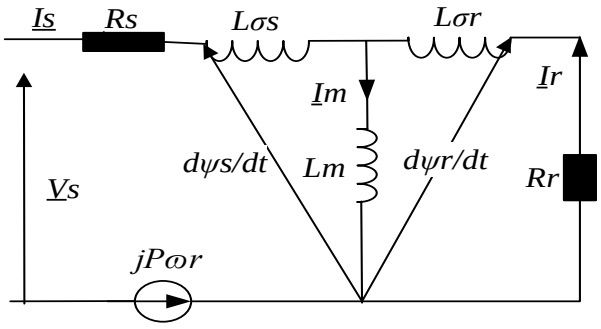


Figure 4-1. Schéma équivalent monophasé du modèle classique de Park

Les angles $\theta_s$et θ_r représentent respectivement les angles entre l'axe a du stator ou du rotor et la référence *d* de la base *(d, q)*. La figure 4.2, représente les trois systèmes d'axes qui ont tourné à des vitesses différentes.

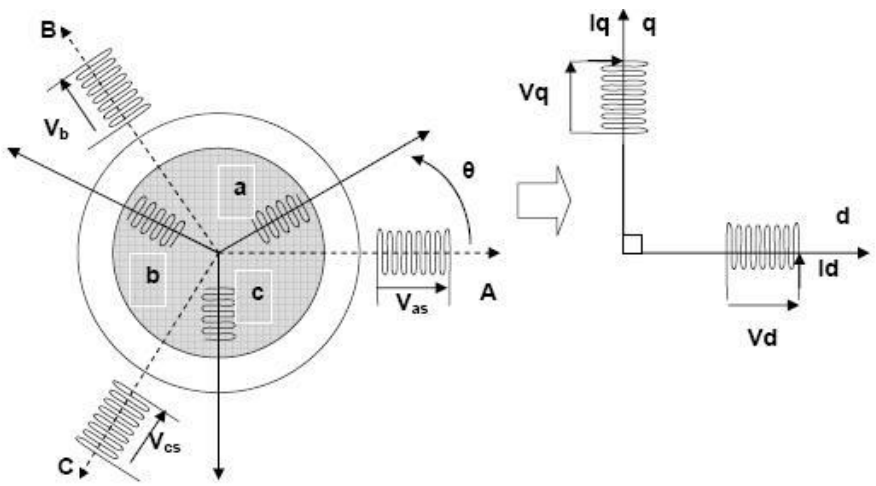


Figure 4-2. Représentation de model de Park (d'axes dq).

A tout instant nous pouvons éxprimer la relation liant les angles entre eux par:

$$\alpha = \theta_s - \theta_r \qquad \textbf{(4.6)}$$

En choisissant le repère *dq* fixe , et dont l'axe *d* est confondu à l'axe R_a du rotor, c'est à dire que l'angle θ_r ainsi que sa dérivée $d\theta_r/dt$sont nuls à tout instant. Cela implique aussi que $d\theta_s/dt = P\omega_r$,ou *P* désigne le nombre de paires de pôles de la machine. On peut alors exprimer les équations rotoriques finales:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \dfrac{d\varphi_{ds}}{dt} - \varphi_{qs}\omega_r \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \dfrac{d\varphi_{qs}}{dt} + \varphi_{ds}\omega_r \\ 0 = V_{dr} = R_r i_{dr} + \dfrac{d\varphi_{dr}}{dt} \\ 0 = V_{qr} = R_r i_{qr} + \dfrac{d\varphi_{qr}}{dt} \end{cases} \qquad \textbf{(4.7)}$$

les expressions des flux sont :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r i_{ds} + L_m i_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \end{cases} \qquad \textbf{(4.8)}$$

La substitution des équations des flux dans (4.7) donne :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + L_s \dfrac{di_{ds}}{dt} + L_m \dfrac{di_{dr}}{dt} - \omega_r \left(L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \right) \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + L_s \dfrac{di_{qs}}{dt} + L_m \dfrac{di_{qr}}{dt} + \omega_r \left(L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \right) \\ 0 = R_r i_{dr} + L_r \dfrac{di_{dr}}{dt} + L_m \dfrac{di_{ds}}{dt} \\ 0 = R_r i_{qr} + L_r \dfrac{di_{qr}}{dt} + L_m \dfrac{di_{qs}}{dt} \end{cases} \qquad \textbf{(4.9)}$$

4.2.3. Modèle d'état

Dans le but de visualiser les caractéristiques de la machine basée sur le modèle de Park, le dernier système d'équations (4.9) peut être exprimé sous la forme :

$$[L]\frac{d[I]}{dt} = -[R][I] + [V] \qquad \textbf{(4.10)}$$

$$\frac{d[I]}{dt} = \left[-[R][I] + [V] \right][L]^t \qquad \textbf{(4.11)}$$

$$: \qquad [R] = [R1] + \omega_r [R2] \qquad \textbf{(4.12)}$$

Cette expression représente la forme équivalente de l'équation d'état **:**

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU \qquad \textbf{(4.13)}$$

$$\frac{d[I]}{dt} = \left[\left[-[R1] - \omega_r [R2] \right][I] + [V] \right][L]^t \qquad \textbf{(4.14)}$$

$$[R1] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \qquad \textbf{(4.15)}$$

$$[R2]=\begin{bmatrix} 0 & -L_s & 0 & -L_m \\ L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \textit{(4.16)}$$

$$[L]=\begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \quad \textit{(4.17)}$$

$$[V]=\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \textit{(4.18)}$$

$$[I]=\begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad \textit{(4.19)}$$

4.3. Modèle de Park modifié (Standstill Frequency Response 3)

Nous suggérons d'abord une transformation du modèle traditionnel de Park par l'intégration de branches rotoriques. Ce modèle innovant sera facile à utiliser pour simuler les régimes transitoires de la machine asynchrone (démarrage direct sur un réseau triphasé).

Un modèle de simulation numérique, élaboré avec MATLAB-Simulink, est suggéré pour établir une comparaison entre le modèle traditionnel de Park (où la résistance et l'inductance du rotor sont constantes en fonction de la fréquence) et le modèle SSFR3 modifié de Park (où l'impédance du rotor varie en fonction de la fréquence).

4.3.1. Modèle transitoire du moteur à induction

Les équations des tensions statoriques et rotoriques de modèle SSFR3 sont écrites sous forme vectorielle suivante :

$$\begin{cases} \vec{Vs} = R_s I_s + \dfrac{d\varphi_s}{dt} \\ 0 = R_{r1} I_{r1} + \dfrac{d\varphi_{r1}}{dt} \\ 0 = R_{r2} I_{r2} + \dfrac{d\varphi_{r2}}{dt} \\ 0 = R_{r3} I_{r3} + \dfrac{d\varphi_{r3}}{dt} \end{cases} \qquad \textbf{(4.20)}$$

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \dfrac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_r \varphi_{qs} \\ V_{ds} = R_s I_{qs} + \dfrac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_r \varphi_{ds} \\ 0 = R_{r1} I_{dr1} + \dfrac{d\varphi_{dr1}}{dt} \\ 0 = R_{r2} I_{dr2} + \dfrac{d\varphi_{dr2}}{dt} \\ 0 = R_{r3} I_{dr3} + \dfrac{d\varphi_{dr3}}{dt} \\ 0 = R_{r1} I_{qr1} + \dfrac{d\varphi_{qr1}}{dt} \\ 0 = R_{r2} I_{qr2} + \dfrac{d\varphi_{qr2}}{dt} \\ 0 = R_{r3} I_{qr3} + \dfrac{d\varphi_{qr3}}{dt} \end{cases} \qquad \textbf{(4.21)}$$

Avec

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = (L_m + L_s) I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \varphi_{qs} = (L_m + L_s) I_{qs} + L_m I_{qr} \\ \varphi_{dr1} = (L_m + L_{r1}) I_{dr1} + L_m (I_{ds} + I_{dr1}) \\ \varphi_{dr2} = (L_m + L_{r2}) I_{dr2} + L_m (I_{ds} + I_{dr2}) \\ \varphi_{dr3} = (L_m + L_{r3}) I_{dr3} + L_m (I_{ds} + I_{dr3}) \\ \varphi_{qr1} = (L_m + L_{r1}) I_{qr1} + L_m (I_{qs} + I_{qr1}) \\ \varphi_{qr2} = (L_m + L_{r2}) I_{qr2} + L_m (I_{qs} + I_{qr2}) \\ \varphi_{qr3} = (L_m + L_{r3}) I_{qr3} + L_m (I_{qs} + I_{qr3}) \end{cases} \qquad \textbf{(4.22)}$$

Pour la simplification on pose

$$\begin{cases} I_{dr} = I_{dr1} + I_{dr2} + I_{dr3} \\ I_{qr} = I_{qr1} + I_{qr2} + I_{qr3} \end{cases} \qquad \textbf{(4.23)}$$

Alors les équations non linéaires de la machine s'écrivent en définitive:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + (L_m + L_s)\dfrac{dI_{ds}}{dt} + L_m \dfrac{dI_{dr}}{dt} - \omega_r (L_m + L_s) I_{qs} - \omega_r L_m I_{qr} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + (L_m + L_s)\dfrac{dI_{qs}}{dt} + L_m \dfrac{dI_{qr}}{dt} + \omega_r (L_m + L_s) I_{ds} + \omega_r L_m I_{dr} \\ 0 = R_{r1} I_{dr1} + (2L_m + L_{r1})\dfrac{dI_{dr1}}{dt} + L_m \dfrac{dI_{ds}}{dt} \\ 0 = R_{r2} I_{dr2} + (2L_m + L_{r2})\dfrac{dI_{dr2}}{dt} + L_m \dfrac{dI_{ds}}{dt} \\ 0 = R_{r3} I_{dr3} + (2L_m + L_{r3})\dfrac{dI_{dr3}}{dt} + L_m \dfrac{dI_{ds}}{dt} \\ 0 = R_{r1} I_{qr1} + (2L_m + L_{r1})\dfrac{dI_{qr1}}{dt} + L_m \dfrac{dI_{qs}}{dt} \\ 0 = R_{r2} I_{qr2} + (2L_m + L_{r2})\dfrac{dI_{qr2}}{dt} + L_m \dfrac{dI_{qs}}{dt} \\ 0 = R_{r3} I_{qr3} + (2L_m + L_{r3})\dfrac{dI_{qr3}}{dt} + L_m \dfrac{dI_{qs}}{dt} \end{cases} \qquad \textbf{(4.24)}$$

La complexité de ce système (4.24) s'accroît avec l'augmentation du nombre de branches en parallèle au rotor. Cela pose le problème de sa résolution.

Nous obtenons :

$$[R1] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{r1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{r2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{r3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{r1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{r2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{r3} \end{bmatrix} \qquad \textbf{(4.25)}$$

$$[R2]=\begin{bmatrix} 0 & -(L_m+L_s) & 0 & 0 & 0 & -L_m & -L_m & -L_m \\ L_m+L_s & 0 & L_m & L_m & L_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \textit{(4.26)}$$

$$[L]=\begin{bmatrix} L_m+L_s & 0 & L_m & L_m & L_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_m+L_s & 0 & 0 & 0 & -L_m & -L_m & -L_m \\ L_m & 0 & 2L_m+L_{r1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ L_m & 0 & 0 & 2L_m+L_{r2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ L_m & 0 & 0 & 0 & 2L_m+L_{r3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 & 0 & 0 & 2L_m+L_{r1} & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 & 0 & 0 & 0 & 2L_m+L_{r2} & 0 \\ 0 & L_m & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2L_m+L_{r3} \end{bmatrix} \quad \textit{(4.27)}$$

$$[V]=\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \qquad [I]=\begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr1} \\ I_{dr2} \\ I_{dr3} \\ I_{qr1} \\ I_{qr2} \\ I_{qr3} \end{bmatrix} \quad \textit{(4.28)}$$

,

4.3.2. Réalisation de bloc de simulation

La simulation du modèle SSFR3 est effectué avec MATLAB-SIMULINK ,. Les équations différentielles du moteur peuvent être complétées par les équations de mouvement exprimées par (4.29) et (4.30).

$$J\frac{d\omega_r}{dt}=C_{em}-C_r-F\omega_r \quad \textit{(4.29)}$$

$$C_{em}=\frac{3}{2}PL_m(I_{qs}I_{dr}-I_{ds}I_{qr}) \quad \textit{(4.30)}$$

Avec J représente le moment d'inertie de la machine étudiée, C_{em} son couple électro-magnétique et F son frottement visqueux, C_r son couple de charge et P le nombre de pairs de poles. La figure ci-dessous représente le modèle Simulink dans Matlab , issu de cette étude, utilisé pour les simulations.

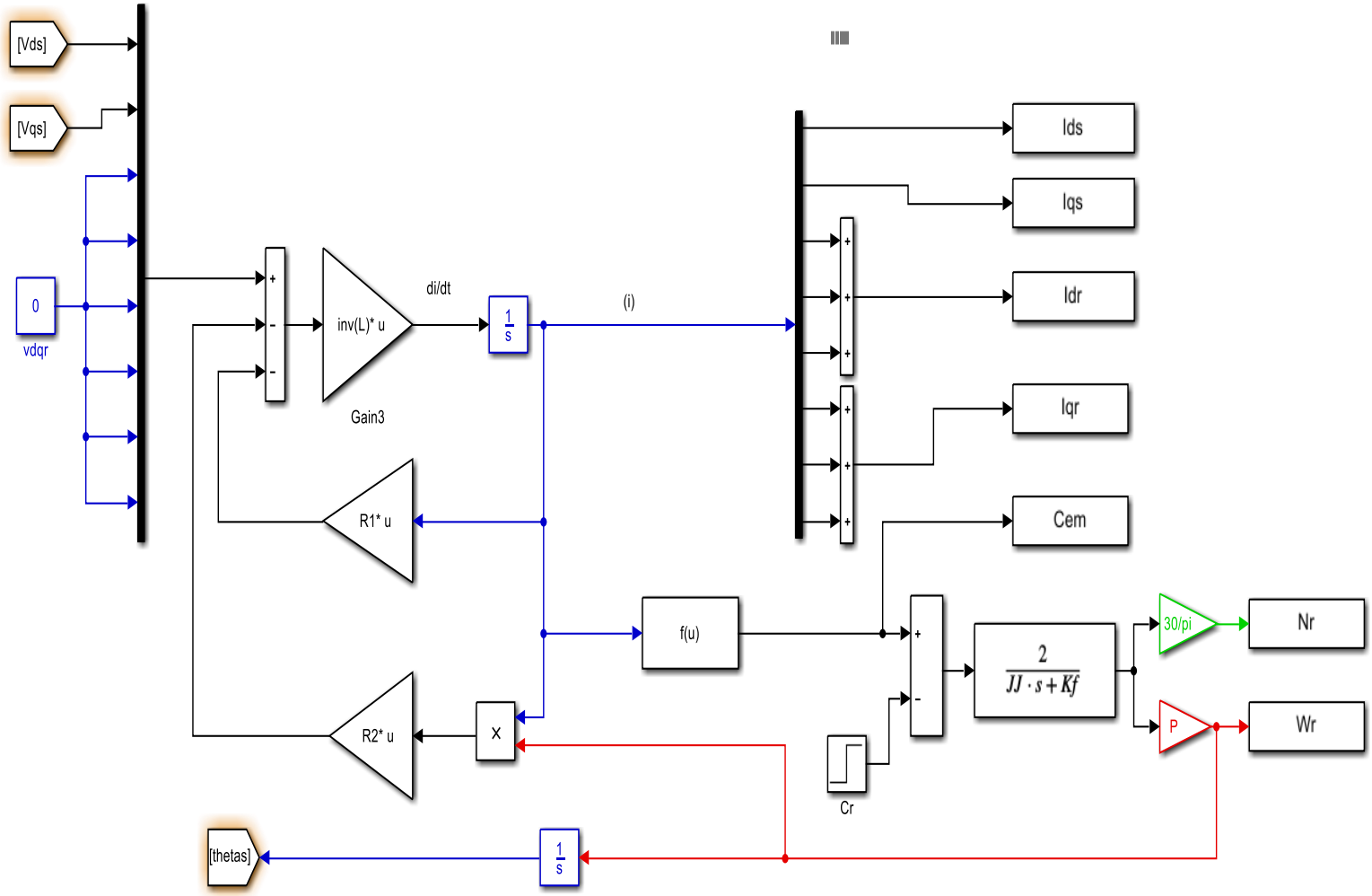


Figure 4-3. Le schéma block de model de moteur dans Matlab-Simulink

4.3.3. Résultats de simulation

Une fois le modèle de la machine à cage est établi on peut élaborer l'aspect à la simulation sous l'environnement Matlab /Simulink, ce qui offre la possibilité d'observer et d'interpréter en temps réel les phénomènes et les grandeurs visualisées.

La figure (4.4), illustre l'évolution temporelle des courants statoriques ids, et iqs en régime transitoire et en régime permanent.

La figure (4.5) montre qu'en régime transitoire l'allure du courant statorique i_{as} présente des oscillations très importantes par rapport au courant nominal d'où un fort appel de courant

presque *15 A* au régime transitoire et se stabilise au bout de *0.2 s* à une valeur de 2 A correspond au courant absorbé à vide.

A t=0.5s on applique un couple résistant $T_r = 6N.m$, à cet instant on remarque que le courant augmente à sa valeur nominale en charge *In=8A.*

La figure .4.6 montres qu'au démarrage le couple électromécanique présente une série d'oscillations élevées, atteints une valeur maximale de 20 N.m, qui s'amortissent au cours de l'accélération du moteur et se stabilise à une valeur nulle (fonctionnement à vide), au moment où on applique un couple de charge, nous remarquons que le couple électromécanique vient compenser le couple de charge ce qui impose la diminution de la vitesse (figure 4.7). Cette dernière subit en régime transitoire un accroissement presque linéaire puis se stabilise à une valeur proche de vitesse de synchronisme 1500tr/min. A t=0.5s la vitesse diminue à la valeur de *1485 tr /min* .

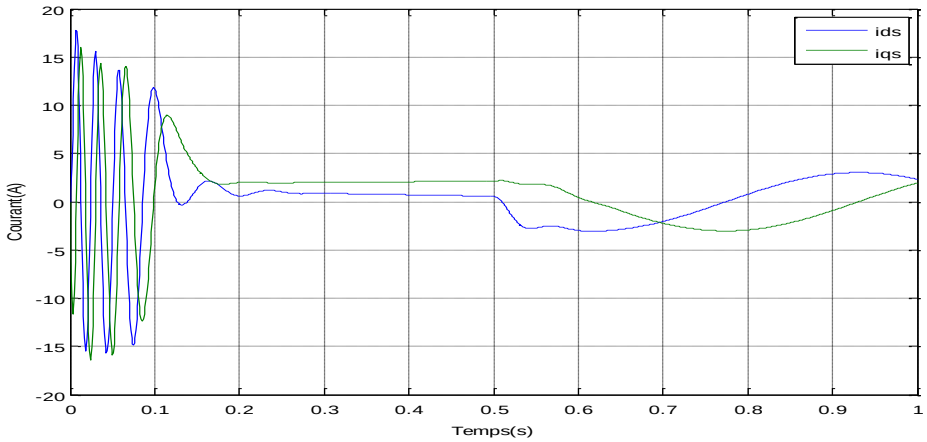


Figure 4-4 Simulation des courants statoriques selon les deux axes d, q

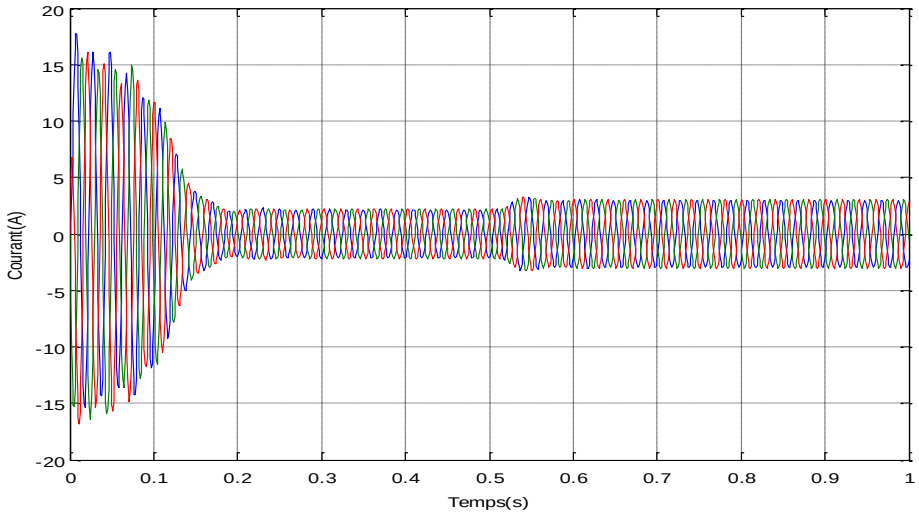


Figure 4-5 Simulation des courants statoriques triphasé

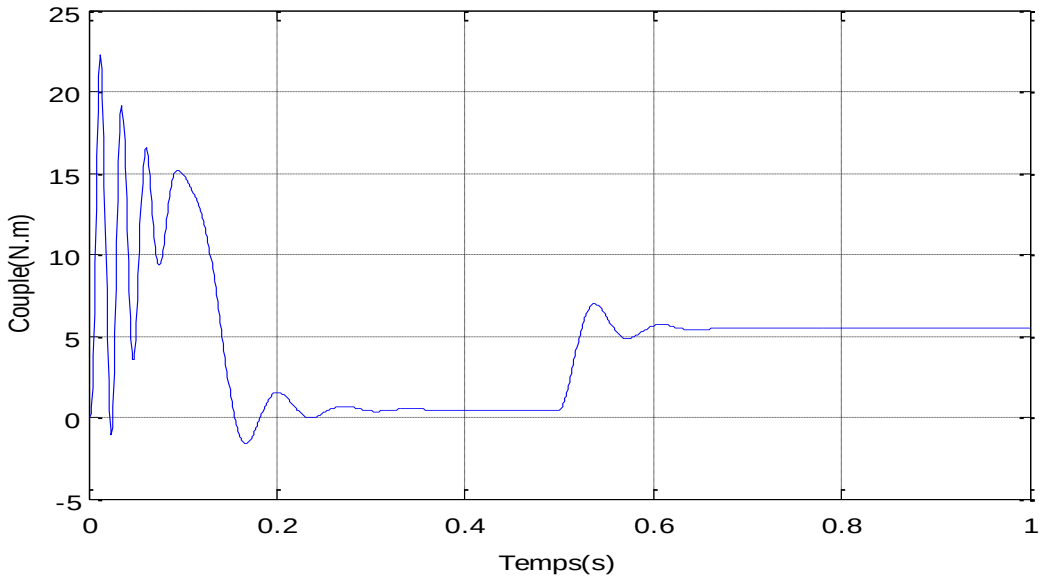


Figure 4-6 Couple électromécanique

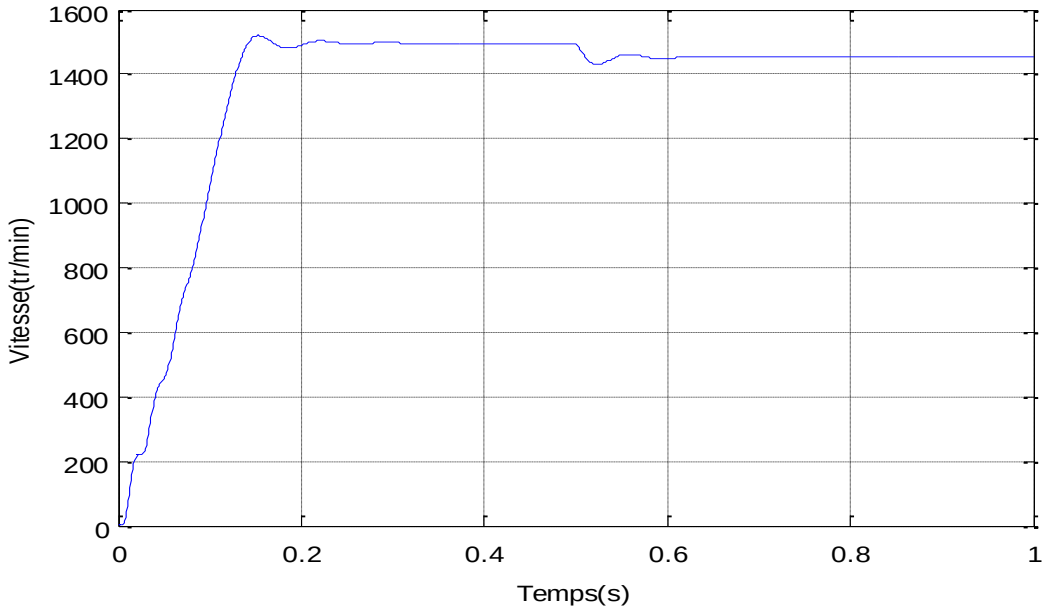


Figure 4-7 Vitesse rotorique

4.4. Validation expérimentale

La nécessité d'une validation expérimentale des modèles d'étude présentés dans ce chapitre apparaît pour la raison de l'insuffisance méthodologique de la comparaison des modèles basés sur le modèle classique de Park et sur le schéma équivalent d'ordre trois (SSFR 3), pour que soit validées l'un ou l'autre de ces modèles .

4.4.1. Description de banc de test

A cet effet, nous avons effectué l'étude expérimentale sur le moteur asynchrone de *0.25 kW* utilisé pour l'identification des paramètres de schéma équivalente dans le chapitre précédant.

La figure 4.8 montre les appareilles utilisées dans notre expérience :

(1)Alimentation stable triphasé *400 v, 50 Hz.*

(2)Moteur asynchrone à deux pôles de puissance *1 KW.*

(3)Dynamo-frein accouplé à l'arbre du moteur et représente la charge mécanique.

(4)Unité de commande connectée au dynamo-frein via un câble de raccordement à sept broches avec connecteur rond à sept broches, il permettre de commander le système dans les Catre quadrant de fonctionnement, impose le couple de charge souhaité et affiche la vitesse et le couple instantané, et fait l'enregistrement des caractéristiques (courant des phases statoriques, vitesse, couple).

(5) Sonsor-Cassy avec leur software, transmis les caractéristiques courant des phases statoriques, vitesse et couple par des câbles. La connexion au PC et assurée via un port USB.

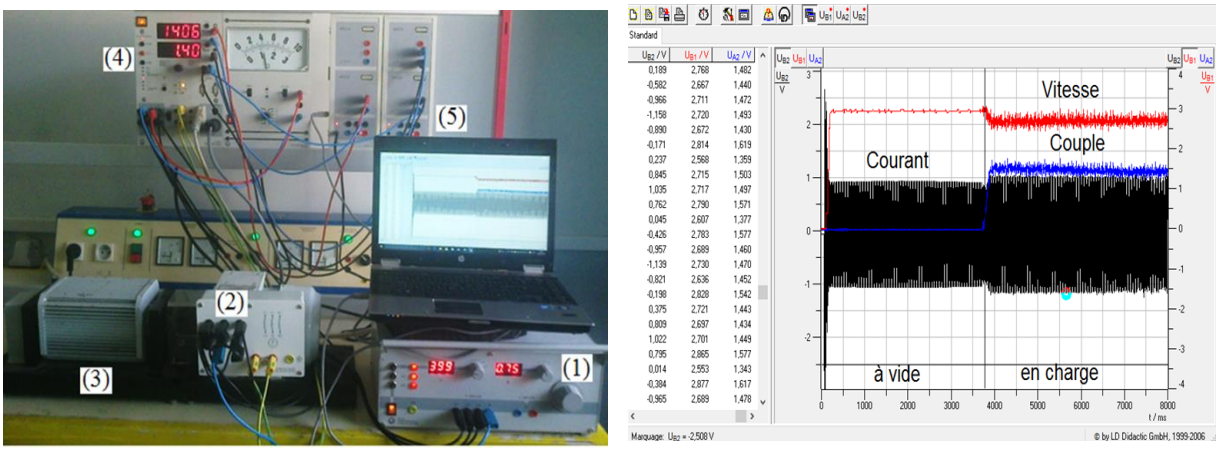


Figure 4-8. Banc expérimental de système d'entrainement.

4.4.2. Procédure d'essai et résultat

Au premier temps le moteur démarre directement sur le réseau 400 v /50Hz via la source de tension trépasse pour visualiser le comportement réel au régime transitoire, en suite on applique un couple de charge de *6 N.m* égale au couple nominal de notre moteur.

Le logiciel Cssy_Lab nous permet de visualiser l'évolution instantanée des trois grandeurs.

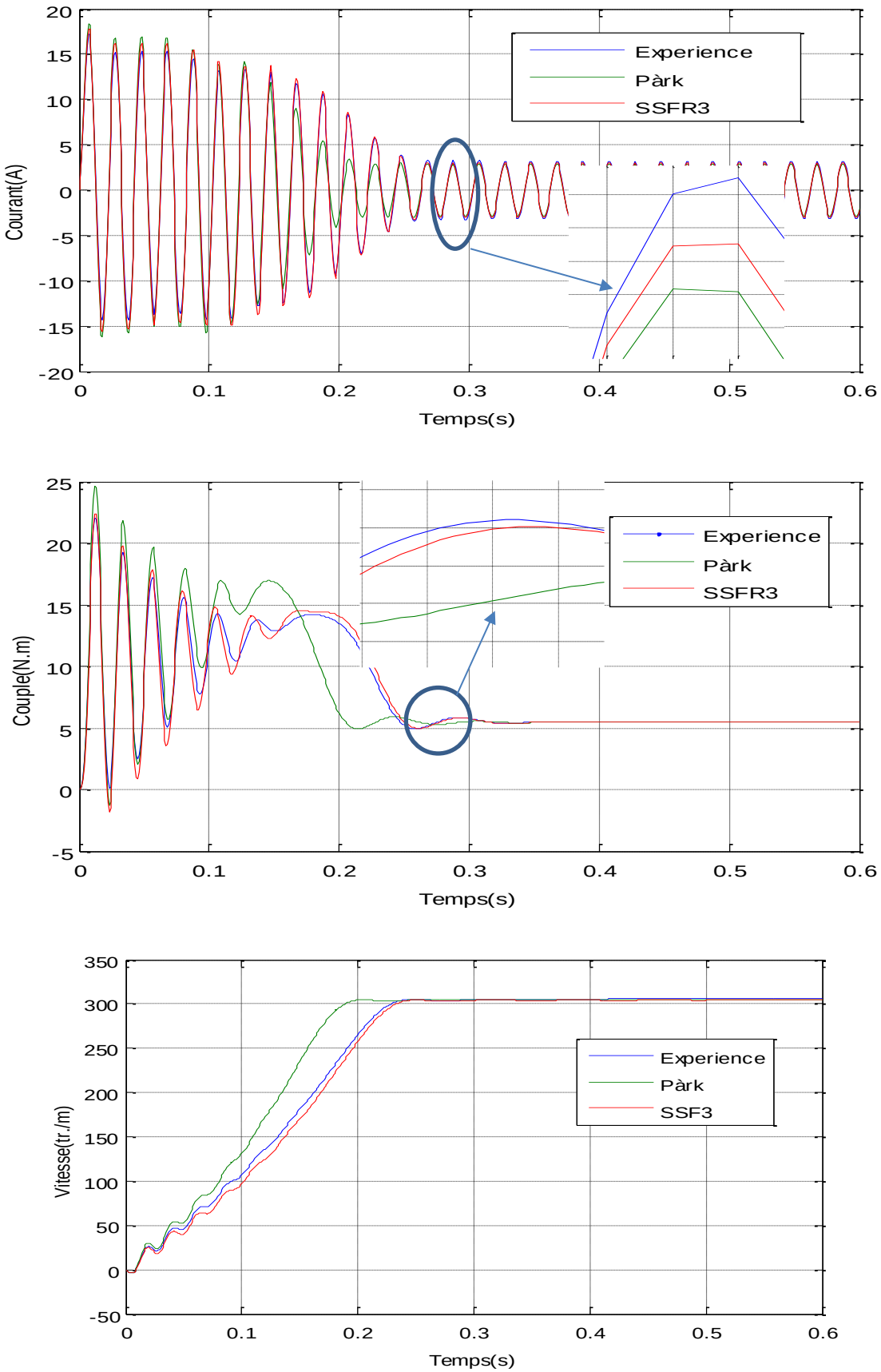


Figure 4-9 . Caractéristiques du moteur (modèles et l'expérience)

4.4.3. Comparaison entre les modèles et l'expérience

La figure (4.9) montre le démarrage à vide du modèle classique (marron) et du modèle avec prise en compte des régimes transitoires (en bleu). La prise en compte de l'effet de peau dans les barres rotoriques se traduit par une montée en vitesse plus lente par rapport au modèle classique de Park.

- Le modèle SSFR3 indiquant juste que la dynamique lente du système est légèrement accélérée
- Le niveau de courant en régime permanent est plus faible pour le modèle classique. C'est en conformité avec le modèle SSFR3. Pour un même niveau de flux, le modèle SSFR3 doit fournir plus de courant.
- La vitesse rotorique est peu différente entre le cas linéaire et le cas saturé. Il est également remarquable que le couple maximal soit supérieur avec le modèle SSFR3.

4.5. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons proposé un nouveau modèle qui prends en compte les phénomènes transitoires de la MAS par une modification de modèle de Park classique.

Après la validation de ce modèle dans le domaine fréquentiel dans le chapitre président, nous avons essayé de valider dans le domaine temporel afin de simuler le comportement dynamique de la MAS. Puis, on fait une comparaison de modèle dynamique de Park classique par rapport au modèle proposé par un démarrage direct de la MAS.

Une validation expérimentale est effectuée sur le même moteur présenté dans la simulation.

Ce nouveau modèle présente une avancée notable pour la simulation des régimes dynamiques et augmente la finesse de modélisation.

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

a. Conclusion générale

Dans ce travail, nous nous sommes intéressés à la modélisation fréquentielle fine de type circuit de la MASC afin de reproduire précisément les perturbations harmoniques dans les courants des barres rotorique. Après avoir étudié le modèle de la machine asynchrone issue de la littérature (modèle de Park), nous avons proposé un modèle dit multibranche rotorique ou SSFR3 basé sur des essais fréquentiels à l'arrêt.

Dans le but de comparer la précision de ce modèle, il a été nécessaire de réaliser l'identification de leurs paramètres. Dans ce cadre, nous nous sommes penchés sur les mesures SSFR en vue de l'identification

Cette expérience SSFR, consolide la confiance en cette méthode pour la détermination des paramètres nécessaires aux études et analyses transitoires et dynamiques.

Dans le premier chapitre, et à partir de l'approche de mesures SSFR, nous avons proposé un modèle fréquentiel de la MASC, tenant en compte le phénomène complexe des courants de Foucault et prise en considération de la nature distribuée du rotor à cage.

Dans le troisième chapitre, pour reproduire la méthodologie théorique mise en œuvre dans le premier chapitre. Il s'agit en effet de réaliser une mesure fréquentielle d'impédance de la machine asynchrone à l'arrêt sur une gamme de fréquences allant de la dizaine de milli hertz au kilohertz. Pour nos expérimentations, nous avons utilisé un MASC de puissances 1 kW, pour les résultats des tests SSFR conduit à des modèles fréquentiels coïncidant de façon très satisfaisante avec les mesures expérimentales.

Dans le chapitre quatre, on propose un nouveau modèle qui prend en compte les phénomènes transitoires de la MAS, par une modification de modèle de Park classique. Après la validation dans le domaine fréquentielle au précédent chapitre nous essayons de faire valider dans le domaine temporel afin de simuler le comportement dynamique de la MAS. A raison de l'insuffisance méthodologique de la comparaison entre les modèles basés sur le modèle classique de Park et sur le schéma équivalent d'ordre deux SSFR 3, une validation

expérimentale est effectuée sur le même moteur présenté dans la simulation. Ce nouveau modèle présente une avancée notable pour la simulation des régimes dynamiques et augmente la finesse de modélisation

b. Perspectives

Un effort supplémentaire devrait être accompli afin de satisfaire les exigences industrielles, qui se traduisent par une modélisation plus fine prenant en compte le phénomène de saturation magnétique dans la machine. Des perspectives intéressantes qui n'ont pas été élaborées dans le présent travail à des raisons matérielles, et sont résumées dans les points suivants :

- D'abord applicatives, il serait en et intéressant d'étudier l'influence et l'importance des effet transitoires dans des machines de très fortes puissances (de l'ordre de quelques centaines de kilowatts).Par ailleurs, en plus des moteurs asynchrones, il est possible, également de s'intéresser à d'autres types de machines, à savoir; les moteurs asynchrones à double stator et les moteurs synchrones à aimants permanents, etc.

- l'applicabilité de la méthode proposée avec l'utilisation des commandes robuste, par exemple la commande vectorielle qui nécessite la connaissance des paramètres fidèles de rotor ce qui est possible par l' SSFR

.

ANNEXES

Annexe 1 structure des modèles

A. Structure du modèle ARX

Cette structure est basée sur l'erreur d'équation et est exprimée par :

$$y(t) = -a_1 y(t-1) - \ldots - a_n y(t-n) + b_1 u(t-1) + \ldots + b_m u(t-m) + e(t)$$

Le vecteur de paramètre peut être estimé comme *e(t)*, un bruit blanc. Soient les polynômes :

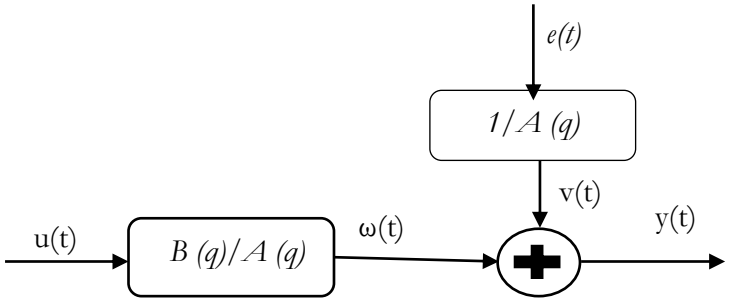
$$A(q) = 1 + a_1 q^{-1} + \cdots + a_n q^{-n}$$

$$B(q) = b_1 q^{-1} + \cdots + b_m q^{-m}$$

$$G(q) = \frac{B(q)}{A(q)}; H(q) = \frac{1}{A(q)}$$

Ou q^{-1} est l'opérateur du retard $(q^{-1}y(t)=y(t-1))$.

Ce modèle SISO est schématisé dans la figure (2.9).

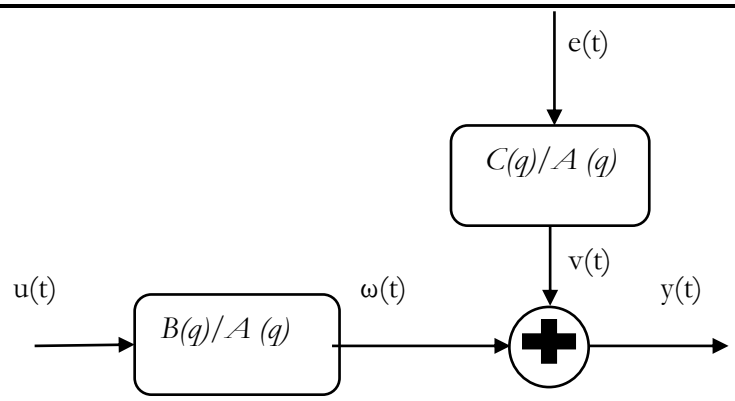


B. Structure de modèle ARMAX

L'inconvénient de la structure d'ARX est que ce dernier ne peut pas toujours limiter la perturbation. Une description donnant plus de considération sur la flexibilité, consiste à considérer l'équation d'erreur pendant la réalisation de la variable moyenne. Un tel modèle est exprimé par:

$$A(q)y(t) = B(q)u(t-nk) + C(q)e(t)$$

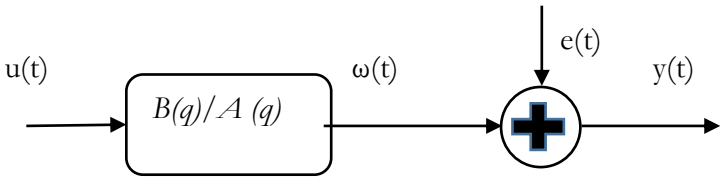
$$C(q) = 1 + c_1 q^{-1} + \cdots + c_p q^{-p}$$



C. Structure de modèle erreur de sortie (OE)

Dans les approches basées sur l'équation d'erreur, les fonctions de transfert G et H ont un dénominateur commun constitué par le polynôme A. Une telle approche physique consiste à composer des fonctions de transfert G et H indépendantes.

On considère la perturbation comme un bruit blanc *y(t)= ω (t) +e(t).* La sortie *ω(t)* non bruitée est modélisée par : $y(t) = \frac{B(q)}{F(q)} u(t - nk) + e(t)$



REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

[1] : Caron, J. P, Hautier, J. P. (1995), ''Modélisation et commande de la machine asynchrone'', (Vol. 10). Paris-Technip.[2] : Baghli, L. ''Modélisation et commande de la machine asynchrone''. Les Éditions du Net. (2015).[3] : Brudny, J. F, ''Modélisation de la denture des machines asynchrones''. Phénomène de résonance. Journal de Physique III, 7(5), 1009-1023. (1997)[4] : Hakim, A, Ali, M.. ''Etude et conception d'un moteur asynchrone monophasé à condensateur permanent '', Doctoral dissertation, Université Mouloud Mammeri (2023).[5] : Djaborebbi, A. ''Etude et commande d'une machine asynchrone doble étoile'', Doctoral dissertation.[6] : Chevalier, T,''Modélisation et mesure des pertes fer dans les machines électriques, application à la machine asynchrone'' Doctoral dissertation, Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG. (1999).

[8] : Bracikowski , N. ''Modélisation multi-physique par modèles à constantes localisées; application à une machine synchrone à aimants permanents en vue de son dimensionnement'' Doctoral dissertation, Ecole Centrale de Lille (2012).

[9] : Belhaj, M. ''Modélisation Fréquentielle de la machine asynchrone en vue de l'analyse des perturbations conduites basses fréquences, Doctoral dissertation, Université de Nantes, (2007).

[10] : Yassa, N., Yassine, H, ''Modélisation de la machine asynchrone double étoile en vue du diagnostic du défaut de court-circuit entre spires statoriques'', Doctoral dissertation

[11] : Didier, G. ''Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances'', Thèse de doctorat de l'université Henri Poincaré, Nancy-I. (2004).

[12] : Refrafi, O. ''Modélisation et simulation de la machine asynchrone ā cage en vue de sa commande'', These de doctorat

[13] : Canat, S. ''Contribution à la modélisation dynamique d'ordre non entier de la machine asynchrone à cage'', Doctoral dissertation, Institut National Polytechnique Toulouse, (2005).

[14] : Doumbia, M. L., & Traoré, A. (2002). Modélisation et simulation d'une machine asynchrone à cage à l'aide du logiciel Matlab/Simulink. MSAS, Bamako, July, 8-12.

[15] : Abdelhakim, M., Elyazid, Z., ''Advanced startup transient model of a dual-cage induction motor for a broken rotor bar fault using a standstill test.'' Studies in Engineering and Exact Sciences, 5(2), e11979-e11979. (2024).

[16] : Issameddine, B, Bilal, M, '' Modélisation et simulation d'une machine asynchrone pour une commande en courant'', Thèse de doctorat (2024).

[17] : Mabrek, A. ''Méthode SSFR pour le diagnostic des machines électriques ''Doctoral dissertation, (2018).

[18] : Didier, G, ''Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances''. These de doctorat de l'université Henri Poincaré, Nancy-I, (2004) [19] :Kutt, F., Racewicz, S., Michna, M. ''SSFR test of synchronous machine for different saturation levels using finite-element method''.IECON 2014-40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (pp. 907-911). IEEE (October, 2014).

[20] :Revol, B. ''Modélisation et optimisation des performances CEM d'une association variateur de vitesse–*machine asynchrone''*, Doctoral dissertation, Université Joseph-Fourier-Grenoble I, (2003).

[21] Ralikalakala. L, Mojela, M, "Standstill Impedance Variation Test For Inverter-fed Induction Motor with Broken Rotor Bar Fault," 2024 International Conference on Artificial Intelligence, Computer, Data Sciences and Applications (ACDSA), Victoria, Seychelles, 2024, pp. 1-6, doi: 10.1109/ACDSA59508.2024.10468049.

[22] :Retière, N. ''Etude des defauts dans les associations onduleur-machine asynchrone. Exemple d'une chaine de traction'', Doctoral dissertation, Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG, (1997).

[23] :Thomsen, O. V. ''Developpent and industrial application of a practical model for simulation of saturated deep bar induction machines''. In *Proceedings of 1994 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting* (Vol. 1, pp. 137-142). IEEE. (October, 1994).

[24] :Canay, I. M. ''Détermination of the model parameters of machines from the réactance opératoires x/sub d/(p), x/sub q/(p)(evaluation of stands till fréquence réponse test''. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, *8*(2), 272-279. (1993).

[25] :Keyhani, A.,Tsai, H,''Identification of high-roder synchronous generator models from SSFR test data'', *IEEE transactions on energy conversion*, *9*(3), 593-603. (1994).[26] :Ouhrouche, M. A,''*Contributions à l'étude et à l'application industrielle de la machine asynchrone''*. Doctoral dissertation, (1998).[27] :Retière, N, ''Étude des defauts dans les associations onduleur-machine asynchrone. exemple d'une chaine de traction'', Doctoral dissertation, Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG (1997).
[28] :Nicolas, I. M, Diallo D, Chrzan P. J, R. ''Modeling and experimental study of 3-phase short-circuits of a double-cage induction machine''. *Electric Machines &Power Systems*, *27*(4), 343-362 (1999).
[29] : Fang, C. H., Lin, S. K., & Wang, S. J. ''On-line parameter estimator of an induction motor at stands till''. Control engineering practice, 13(5), 535-54, (2005).
[30] : Rdjeai, H,''Contribution à l'amélioration des modèles mathématiques des machines synchrones'', Doctoral dissertation. (2018)
[3I] : Allingham, D., Welsh, J. S., Godoy, B. I., & Tusek, J. ''On the use of indirect inference in equivalent circuit parameter estimation of a synchronous machine''. In 2009 Australasian Universities Power Engineering Conference (pp. 1-5). IEEE. (September, 2009).[32] : Carlson, R., Sadowski, N., Grander, L. O., Rüncos, F., Ogawa, C., & Fo, F. D.'' Modeling the starting performance of high power solid rotor salient pole synchronous motors''. Electric power systems research, 79(12), 1717-1721, (2009).[33] : Bouzida, A., & Boumaza, M. A. ``Diagnostic de défauts au rotor par l'approche de l'estimation paramétrique``. PFE, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger. (2005).
[34] : Mohammed Obaid Mustafa, Damiano Varagnolo, George Nikolakopoulos, Thomas Gustafsson, Detecting broken rotor bars in induction motors with model-based support vector classifiers, Control Engineering Practice,Volume 52,2016,Pages 15-23,

[35] : Mohamed, M., & Rafik, M. (2018). *Identification d'une machine asynchrone à cage* (Doctoral dissertation, Université Mouloud Mammeri).

[36] : Retière, N. (1997). *ETUDE DES DEFAUTS DANS LES ASSOCIATIONS ONDULEUR-MACHINE ASYNCHRONE. EXEMPLE D'UNE CHAINE DE TRACTION* (Doctoral dissertation, Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG).

[37] : A. BELQORCHI, ''*Application de la méthode de la réponse fréquentielle à l'arrêt SSFR, sur une machine synchrone à pôles saillants de grande puissance''*, thèse de Maitrise Sciences Appliquées École polytechnique de MONTRÉAL, 2014.