الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DR. YAHIA FARES DE MEDEA

FACULTE DE TECHNOLOGIE

Département du Génie Électrique



Mémoire de Fin d'Études

Présenté pour l'obtention du Diplôme
De Master en Electrotechnique

Option : Commande et électronique industrielle

Thème

Implémentation de la commande directe du couple de la machine asynchrone

Proposé et dirigé :

Dr NOUREDDINE HENINI

Présenté par :

Mr. BENTEGRI MOHAMED AMINE

Melle BELAZOUGUI CHAHIRA

PROMOTION (2016-2017)

REMERCIEMENTS

Nous disons merci

Au Dieu le tout puissant le très Miséricordieux, qui nous a donné la force de faire ce Modeste travail.

Merci pour nos aimables familles.

Merci pour nos professeurs,

Surtout pour notre cher professeur M^{r} Noueeddine Henini pour son encadrement, sa patience et son aide jusqu'à l'achèvement de ce travail.

Merci pour les jurys

Merci pour tous ce qui nous ont tendus la main d'aide.

Un Remerciement spécial aux étudiants de la 2éme année Master de la Spécialité de génie électrique spécifiquement commande électroniques et industrielles .

Nous remercions vivement toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin, à la réalisation de ce travail.

B.M.Amine

B.Chahira

Dédicace

Nous dédions ce modeste travail accompagné d'un profond amour:

A ma mère : mon ange gardien, ma belle mére de tendresse d'amour et de foie en dieu.

A mon père : le phare de mes nuits sombres, mon école de volonté,

patience et honnêteté.

A mes chères frères

A mes sœur

A tous mes oncles, à leurs femmes et leurs enfants

A tout mes tantes à leur marié et leurs enfants

A mes camarades d'auditoires et tous ceux de la faculté des Sciences et Techniques

de l'Université de "Dr yahia farse de médéa"

A mon binôme "chahira" et tout mes aimis

"Je ne oublie ma grand-mère et mon grand pére" Dieu ait pitié d'eux"

A ma grande famille Bentegri Et famille Moussaoui

B.M.Amine

DEDICACES

En premier lieu .nous tenons à remercier allah .notre créateur pour nous avoir donné la force pour complir ce travail.

Je dédie ce projet de fin d'étude :

A mes parents, dont je leurs souhaite une longue vie et parfaite santé.

A mes chère sœurs

A mes chers frères

Et surtout ma grande mère et mon grand père

Et a mon cher Loai et Anasim

Je remercier Mr. Noureeddinehenini et Mr .Telemsani

A notre promoteur pour son soutien et ses conseils considérables.

A toute mes amis (habiba et souad et afaf....ect)

Et à tous ceux qui m'aiment

En fin, A tous ceux qui m'ont aidé de prés ou de loin à la finalité de mon projet

A tous mes camarades de la promotion 2017/2018

B.Chahira

ملخص:

المحرك اللا تزامني بواسطة مزاياه (بساطة التصميم والصيانة،انخفاض التكلفة،وخاصة غياب مجموعة الفرش-المجمع)هو الآلة الاكثر استخداما في الصناعة ومع ذلك كان تطور النظم التى تستخدم المحركات الغير المتزامنة التي تعمل على تردد متغير ممكنا بفضل أشباه الموصلات ذات القوة العالية في الأداء التي تتكون منها المحركات الستاتيكية التي ترتبط مع أنظمة التحكم . ان اقحام التحكم المباشر في العزم في منتصف الثمانينات فتح آفاق جديدة في مجال التحكم ,غير انه في هذا النوع الكلاسيكي من التحكم فإن تردد المحول الستاتيكي يتغير مما ينتج تذبذبات غير مرغوب فيها في العزم والتدفق . يرتكز العمل المطروح في هذه المذكرة على دراسة التحكم المباشر في العزم لمحرك لاتزامني حيث عملنا على تحسين هذا النوع من التحكم للحد من الذبذبات في العزم والتدفق .ولتحقيق هذا الهدف قمنا بتطوير طريقة DTC التي تستند إلى اتباع نهج عملي. بالمحاكات في الزمن الحقيقي بإستعمال بطاقة DSPACE

الكلمات المفتاحية: النهج التجريبي,DTC,المحرك اللاتزامني. التحكم، التخلفية، التبديل، العاكس،

Résumé :

Le moteur asynchrone de par ses avantages incontestés (simplicité de conception et d'entretien, faible coût, et surtout absence de l'ensemble balais-collecteur), est de loin le moteur le plus utilisé en industrie. Toutefois le développement des systèmes utilisant les moteurs asynchrones fonctionnant à fréquence variable a été possible grâce aux semi-conducteurs de puissance de hautes performances, qui constituent les convertisseurs statiques associés aux systèmes de commande. L'introduction de la commande directe du couple DTC au milieu des années quatre-vingt a ouvert un nouvel horizon dans le domaine de la commande. Cependant, dans la commande DTC classique, la fréquence de l'onduleur change et ceci conduit à des oscillations de couple et de flux indésirables. Le travail proposé dans ce mémoire porte sur la commande directe du couple du Moteur Asynchrone. Nous attacherons à améliorer ce type de commande afin, de réduire les oscillations du couple et du flux. .par la simulation en temps réel à l'aide de la carte DSPACE.

Mots Clés : Approche empirique, DTC, MAS, Régulateur ,Hystérisis, Commutation, Onduleur,

Abstract:

The asynchronous motor by its undisputed advantages (simplicity of design and maintenance, low cost and especially together brooms – manifold), the motor is by far the most used in industry. However the development of systems using asynchronous motors operating at variable frequency was possible thanks to semi –conductor power of high performance, which constitute the static converters associated with control systems. The introduction of DTC control in the eighties mid has opened a new horizon in the field of control. However, in the classical DTC control leads to oscillations in torque and flux. The work proposed in this thesis focuses on the direct torque control of Asynchronous Motor. We will strive to improve this type of control to reduce the oscillations of torque and flux. by simulation in real time using the plate DSPASE.

. **Keywords:** Empirical approach.DTC, Asynchronous Motor. Control . Hysteresis, Switching, Inverter,

Table de figure

Chapitre I

Figure I.1-Machine asynchrone à rotor bobiné 4

Figure I.2 Machine asynchrone à rotor à cage (en court circuit) 4

Figure I.3 Modèle d'une machine asynchrone triphasée 6

Figure I.4 : Représentation spatiale de la transformation triphasée / biphasée 11

Figure I.5 : Définition des axes réels de la machine asynchrone par rapport au référentiel (α-β) 12

Figure I.6 Définition des axes réels de la machine asynchrone par rapport au référentiel (x-y) 13

Figure I.7 Définition des axes réels de la machine asynchrone par rapport au référentiel (d-q) 14

Figure I.8 Caractéristiques électriques et électromagnétique du moteur asynchrone alimenté directement par le réseau (Cr=10Nm à t = 0.5s) 17

Chapitre II

Figure II.1 Schéma équivalent par phase ramené au stator 22

Figure II.2 Schéma équivalent par phase ramené a stator avec résistance de magnétisation 22

Figure II.3 montage de la mesure de résistance statorique 23

Figure II.4 Montage électrique 24

Figure II.5 Schéma équivalent en essai à rotor bloqué 24

Figure II.6 Montage électrique 26

Figure II.7 Schéma équivalent à vide 27

Figure II.8 Méthode de séparation des pertes ferromagnétiques et mécaniques 28

Figure II.9 Essai de ralentissement 30

Chapitre III

Figure III.1 Exemple d'évolution de l'extrémité de Φs pour Rs Is négligeable 35

Figure III.2 Sélection du vecteur tension selon la zone N 38

Figure III.3 (a)-Sélection des tensions correspondant au contrôle du flux. 41

Figure III.4 Correcteur à hystérésis à trois niveaux du couple 43

Figure III.5 Schéma de la structure générale du contrôle directe du couple. 45

Figure III.6 Résultat de simulation du contrôle direct du couple DTC 46

Figure III.7 Réponses du système pour une inversion de la vitesse. 47
Figure III.8 Résultat de simulation du DTC à base vitesse. 48
Figure III.9 Robustesse de la commande vis-à-vis la variation des Rr et J. 49

Chapitre IV

Figure IV.1 connexion de dSPACE et l'interface série 53
Figure.IV.2 Photo du banc d'essais de laboratoire 54
Figure IV.3 Carte de contrôle dSPACE DS1104 R&D, 55
Figure IV.4 Schéma synoptique de plate-forme expérimentale 57
Figure IV.5 Montage didactique à IGBT « PD3 et onduleur » 58
Figure IV.6 Développement d'une application temps réel sous Matlab/Simulink 59
Figure IV.7 Relève expérimental lors d'une inversion de la vitesse 61

Liste des tableaux

Chapitre II

Tableau II.1 mesure de la résistance statorique 23

Tableau II.2 résultats de l'essai à rotor bloqué 25

Tableau II.3 coefficient empiriques de distribution des réactances de fuite asynchrones (Selon AIEE test code) 25

Tableau II.4 résultats de l'essai à vid 27

Tableau II.5 Paramètres de la MAS 31

Chapitre III

Tableau III.1Table de commande tenant compte des deux cas du contrôleur de couple 44

Notation et symboles

MAS Moteur Asynchrone symétrique

DTC : Direct Torque Control.

Rs **: Résistance statorique par phase.**

Rr **: Résistance rotorique par phase.**

ls **:Inductance propre d'une phase statorique.**

lr **: Inductance propre d'une phase rotorique.**

Ms **Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.**

Mr **:Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.**

Msr **Inductance mutuelle stator par apport au rotor et M0 est sa valeur maximale.**

Mrs **:L'inductance mutuelle rotor par apport au stator.**

Vsabc **,** ***Vrabc*** **:Les tensions triphasées statoriques et rotoriques**

isabc **,** ***irabc*** **: Les courants triphasés statoriques et rotoriques**

ϕ*sabc* **,** **ϕ*rabc*** **:Les flux triphasés à travers les enroulements statoriques et rotoriques**

α **:Écart angulaire électrique entre une phase du stator et celle du rotor.**

p **Nombre de paire de pôles.**

θ **:Écart angulaire mécanique telle que α = pθ.**

Ω **:vitesse angulaire de rotation.**

ω **:vitesse angulaire électrique telle que ω=pΩ.**

Ce **:Couple électromagnétique.**

J :Inertie totale des parties mobiles.

Cr **:Couple de charge.**

θs **: Angle électrique formé par l'axe direct d et l'axe de la phase a du stator**

θr **: Angle électrique que forment l'axe direct d et l'axe de la phase a du rotor**

Ls **:Inductance cyclique du stator.**

Lr **:Inductance cyclique du rotor.**

IGBT :Insulated Gate Bipolar Transistor.

*** : Indice de référence.**

(d – q): Indice du repère synchrone (lié au champ tournant).

(α – β): Indice du repère fixe du stator.

ω : Pulsation électrique.

Ω : Vitesse mécanique.

g : Glissement ou la variation relative des vitesse statorique et rotorique

p: Nombre de paire de pôle.

V : Tension.

R : Résistance.

i : Courant .

Φ : Flux.

f : Fréquence.

θ : Angle entre axe du stator et un axe du rotor.

σ : Coefficient de dispersion Totale.

P.I : Correcteur, Proportionnel–Intégrateur.

J : Moment d'inertiel des masses tournantes.

f_r : Coefficient de frottement visqueux.

S : Opérateur dérivé de LAPLCE.

P(s) : Polynôme caractéristique.

A : Matrice d'état de système en mode de glissement.

k_R : Matrice de la contre-réaction du régulateur intégrateur.

T : Matrice de transformation

Q_C : étant la matrice de commandabilité du système.

Max, (min) : indice indiquant le maximum (minimum).

Kp ,ki : Coefficients de Proportionnalité et D'intégration

- **D'autres notations et symboles spécifiques peuvent être définis dans les chapitres, s'il y a lieu.**

TABLE DES MATIERES

Introduction générale…….... 1

Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone

I.1 Introduction…….. 3

I.2 Constitution de la machine asynchrone……. 3

I.3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone à cage…….. 5

I.4 Présentation de la machine…… 6

I.5 Hypothèses simplificatrices……. 6

I.6 Equations générales de la machine asynchrone triphasée ……... 8

I.6.1 Equations électriques…… 8

I.6.2 Equations magnétiques……. 8

I.6.3 Equations mécaniques…….. 9

I.7 Transformation de PARK……... 10

I.7.1 Différents repères……. 12

I.7.2 Référentiel (α-β)……. 12

I.7.3 Référentiel immobile par rapport au stator……... 12

I.7.4 Référentiel immobile par rapport au rotor……. 13

I.7.5 Référentiel immobile au champ tournant……... 14

I.8 Application de la transformation α β sur modèle de la M.A.S……. 15

I.8.1 Equations électriques…… 15

I.8.2 Equations magnétiques…… 15

I.8.3 Equations mécaniques……... 15

I.9 Résultats de simulation…… 16

I.10 Conclusion……... 17

Chapitre II : Identification des paramètres de la machine asynchrone

II.1 Introduction……. 19

II.2 Schéma équivalent de la machine asynchrone. En régime permanent…….. 20

II.3 Mesure la résistance statorique……. 23

II.4 Méthode des essais classiques ……. 24

II.4.1Essai à rotor bloqué…….. 24

II.4 .1.1 Calcul de R'r…… 25

II.4.1.2 Calcule de Xσs et X'σr……. 25

TABLE DES MATIERES

II.4.2 Essai à vide …….. 26

II.4.2.1 Calcul de la résistance Rμ et la réactance Xμ …….. 27

II.4.3 Méthode de séparation des pertes ……. 28

II.5 Détermination des paramètres mécaniques …… 29

II.5.1 Détermination du moment d'inertie J ; (méthode de Routin)……. 29

II.5.1.1 Essai de ralentissement …… 30

II.5.2 Détermination du coefficient de frottement fr…….. 31

II.6 Conclusion ……. 31

Chapitre III:Commande directe du couple (DTC) de la machine asynchrone

III .1 Introduction…….. 33

III .2 Principe de la commande DTC……... 33

III.3 Contrôle de flux et de couple électromagnétique…… 34

III.3.1 Contrôle du flux statorique……... 34

III .3.2 Contrôle de couple électromagnétique…… 36

II.4 Description de la structure de contrôle…… 37

III.4.1 Sélection du vecteur tension V_s……. 37

III.4.2. Les estimateurs……. 38

III.4.2.1 Estimation du flux statorique……. 38

III 4.2.2 Estimation du couple électromagnétique…….. 40

III.5 Elaboration du vecteur de commande…… 40

III.5.1 Elaboration du correcteur de flux ……... 40

III.5.2 Elaboration du correcteur du couple …… 42

III .5.2.1 Correcteur à hystérésis à trois niveaux…… 42

III.6 Elaboration de la table de commande …… 44

III .7 Structure générale du contrôle direct du couple …….. 44

III.8 Résultats de simulation et interprétation…… 45

II.8.1Commande avec boucle de vitesse……... 45

II.8.2.Inversion du sens de rotation…….. 46

II.8.3.Teste de la DTC à base vitesse…… 47

II.8.4. Robustesse vis-à-vis les variations paramétriques……... 48

III .9 Conclusion ……. 49

TABLE DES MATIERES

Chapitre IV : Commande directe du couple de la MAS en temps réel

IV.1 Introduction…….. 50

IV.2IV.2Control Desk…… 51

IV.3 CP 1104/CPL 1104 components……... 51

IV.3.1 Entrée analogique…….. 51

IV.3.2 sortie analogique……. 51

IV.3.3 Bit I/O…….. 52

IV.3.4 Esclave DSP numérique I/O (CP18)……. 52

IV.3.5 Incrémental Encoder interface…… 52

IV.3.6 Serial interface (CP 21, CP22)…….. 53

IV.4 Présentation du système expérimental…… 54

IV.5 Mise en oeuvre de DTC en temps réel……. 56

IV.5.1 Présentation du Système expérimental……. 56

IV.5.1.1. Circuits de puissance et de commande……. 57

IV.5.1.2. Utilisation du module Real Time Interface (RTI)……... 59

IV.5.1.3 Création d'un modèle en temps réel…….. 59

IV.5.1.4. Système d'acquisition « Control Desk »……... 60

IV.5.2. Résultats expérimentaux de la commande …… 60

IV.5.2.1. Acquisition avec la carte dSPACE DS1104…….. 60

IV.5.3 Exemple d'inversion de la vitesse 61

II.6 Conclusion……..... 62

Conclusion général……. 63

Introduction générale

La machine asynchrone (MAS) est une machine électrique, utilisée principalement dans les applications industrielles. Ses principaux avantages sont : sa construction simple, son coût de revient peu élevé, sa sûreté de fonctionnement, sa robustesse, et surtout sa maintenance simple et économique. A partir de ces considérations analogiques, elle est de plus en plus utilisée pour des commandes performantes en remplaçant du moteur à courant continu.

La principale difficulté qu'on rencontre dans la commande de cette machine réside dans l'absence totale du découplage entre le flux et le couple. Ces deux grandeurs dépendent toutes du courant statorique. Pour ce faire, ce découplage entre le couple et le flux,

Une méthode de commande classique consiste à contrôler le couple électromagnétique par l'intermédiaire du glissement, et le flux statorique par celui du rapport tension d'alimentation sur fréquence (loi U/f constant).Elle est assez simple à mettre en œuvre, mais elle ne permet pas d'obtenir des performances appréciables en dynamique, car les lois de contrôle découlent des expressions issues du régime permanent. Cette commande, dite scalaire, est beaucoup plus dédiée aux applications très peu exigeantes en performances dynamiques.

Cependant, le contrôle de la machine asynchrone n'est pas aussi simple que pour le machine à courant continu, en raison du fait que le flux magnétique et le couple sont des grandeurs fortement couplent.

Elle comprend généralement deux boucles de régulation, une pour la composante du courant d'axe direct (composant du flux) et l'autre pour celle d'axe en quadrature (composant du couple), un module de découplage éventuellement, un module de transformation de coordonnées(transformation de Park) utilisant la position du flux,

Le flux statorique et le couple sont estimes à partir du modèle de la machine lié au stator dans lequel la grandeur vitesse n'intervient pas, ce qui rend cette commande intéressante pour les applications sans capteur mécanique.

D'où la commande classique qui a besoin d'un grand nombre de calcul et de travailler en temps réel, nécessite l'utilisation la carte dSPACE "DS1104" due à ses performances "rapidité, temps réel".

Afin d'assurer le bon fonctionnement du processus réels, les étapes suivantes sont primordiales :

1) modélisation du processus

2) Connaissance des paramètres

3) Simulation par DSPACE

4) Implantation

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre des commandes sans capteur mécanique il consiste à étudier le contrôle direct du couple pour une machine asynchrone . Notre travail est structure en quatre chapitres donnes c i après :

Dans le premier chapitre nous présenterons une modélisation de la machine asynchrone dans le régime linéaire on utilisant la transformation de Concordia

Dans le deuxième chapitre on a utilisées et appliquées Les méthodes d'identification paramétriques pour le machine asynchrone.

Dans Le troisième chapitre est consacré à la présentation de la commande directe de couple, pour le régime linéaire de la machine asynchrone.

Dans Le quatrième chapitre, nous présenterons la Définition, composants et fonctionnement de la carte d SPACE, méthode de commande par orientation du flux rotorique, faire une simulation par le control desk de d SPACE et implantation dans le DSP de d SPACE pour valider les résultats obtenus en simulation par la réalisation d'un processeur réel comprenant l'ensemble onduleur-machine et microcontrôleur. La quelle, nous exposerons les principaux résultats obtenus.

En fin une conclusion générale résume les principaux résultats obtenus.

I.1 INTRODUCTION

Le moteur asynchrone, appelé aussi « moteur à induction », a été inventé aux USA par Nikola Tesla vers 1890. Sur le plan constructif, il est le plus simple des moteurs électriques, donc le plus économique à l'achat. C'est aussi le plus répandu (~80% des moteurs utilisés en machines), dans une gamme de puissance allant de ~10 W à ~25 MW.**[1].**

L'étude de la machine asynchrone nécessite une modélisation, celle-ci nous permet de simuler l'évolution de quelques variables fondamentales de la machine asynchrone, ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement. On peut modéliser la machine asynchrone selon différentes méthodes, en fonction des objectifs recherchés. On développedansce premier chapitre les modèlessuivants :

- ❖ Le modèle mathématique en abc, représentant les équations différentielles régissant le fonctionnement de la machine. Ils sont utilisés pour l'étude des régimes permanents.
- ❖ Les modèles mathématiques de la transformation de Park ou de Concordia, utilisés pour l'étude desrégimes transitoires et aussi pour la commande directe du couple des moteurs. **[2].**

Ainsi, l'élaboration du modèle mathématique, sous forme dynamique, de la machineasynchrone est nécessaire pour observer et analyser les différentes évolutions de ses grandeursélectromécaniques d'une part et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire s'il y a lieu pourpallier aux différents effets contraignants qui peuvent accompagner, généralement, les opérationsde démarrage, de freinage et de variation de charge,…etc.**[4].**

I.2 Constitution de la machine asynchrone:

La machine asynchrone est constituée essentiellement de deux armatures:

- ✓ Une armature fixe appelée stator, porte dans ses encoches régulièrement réparties sur saface

interne trois enroulements identiques à p paires de pôles dont leurs axes sont décalés entre euxd'un angle électrique de $2\pi / 3$.

- ✓ Une armature mobile autour de l'axe de symétrie de la machine appelé rotor. On distinguedeux types :
    1. Un type dont le circuit électrique est identique à celui du stator ; c'est la machine à rotor bobiné. Les trois enroulements sont raccordés en étoile à trois bagues sur les quelles frottent trois balais fixes accessibles par la plaque à bornes et court-circuités pendant le fonctionnement de la machine.

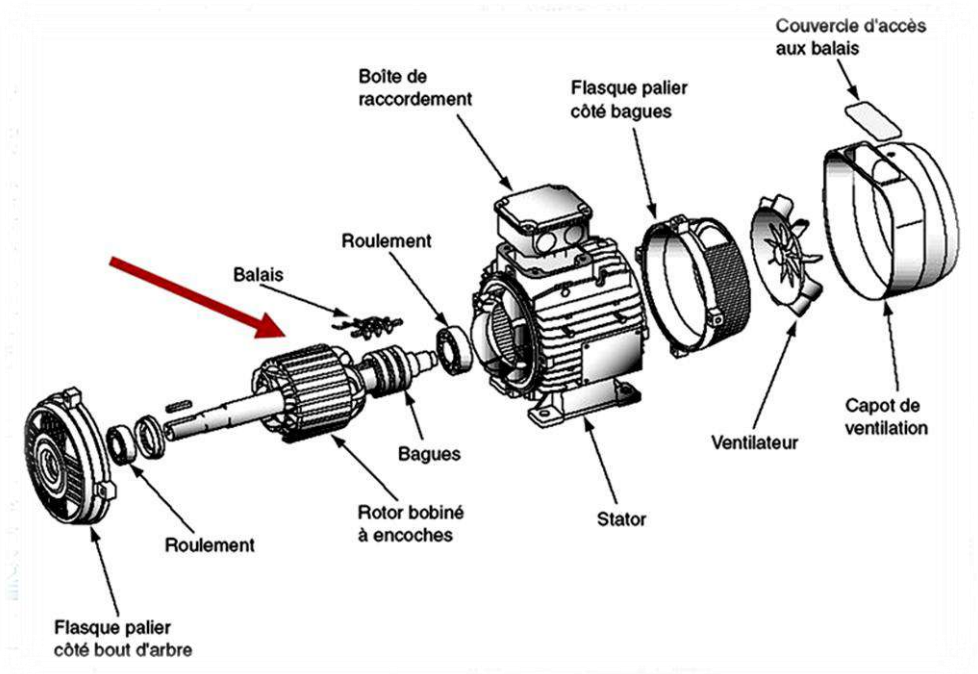


Figure I.1Machine asynchrone à rotor bobiné

2. Un second type dont le circuit électrique est formé d'un certain nombre de barres unepar encoche, reliées entre elles à chaque extrémité du rotor par des anneaux c'est la machine à rotor à cage d'écureuil. **[5] [6]**

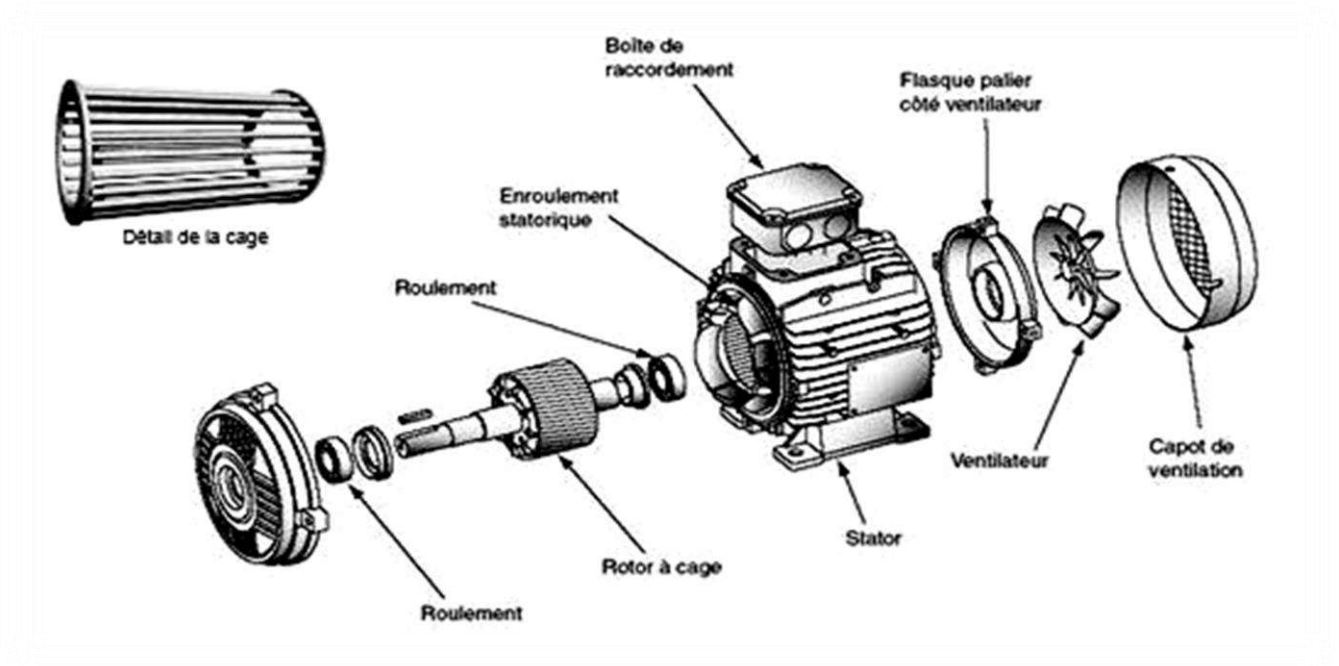


Figure I.2 Machine asynchrone à rotor à cage (en court circuit).

Les paliers permettent de supporter et de mettre en rotation l'arbre rotorique, ils sontconstitués de flasques et de roulements à billes insérés à chaud sur l'arbre. Les flasques,moulés en fonte, sont fixés sur le carter statorique grâce à des boulons ou des tiges deserrage. L'ensemble de ces constituants (le stator, le rotor et les paliers) forme alors lamachine asynchrone à cage d'écureuil. **[5] [6].**

I.3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone à cage

Les courants statoriques de pulsation créent un champ tournant à la vitesse dite de Synchronisme et qui a la même fréquence que le courant statorique. Ce champ traverse le bobinage rotorique et y induit des forces électromotrices "f.e.m". S N

Ces f.e.m produisent des courants car le bobinage du rotor est en court-circuit.

L'action des courants sur le champ tournant qui les a induits (d'après la loi de Lentz les courants induits s'opposent à la cause qui leurs à donner naissance) crée le couple. Ce moteur est souvent appelé machine à induction.

Si le rotor tourne à la vitesse de synchronisme, soit aussi rapidement que le champ tournant, le champ à travers chaque bobine rotorique est constant. Les f.e.m induites n'existent plus au rotor donc plus de courant ni de couple. S N

Il faut donc que vitesse de rotation du rotor diffère de vitesse de synchronisme pour qu'il y ait un couple d'où le nom de machine asynchrone.

Le fonctionnement du moteur est caractérisé par l'écart relatif entre ces deux vitesses ; il s'agit du glissement défini par :

$$g = \frac{\Omega_r - \Omega_s}{\Omega_r}$$

Contrairement à la machine à courant continu et la machine synchrone, seuls lesenroulementsstatoriques sont généralement reliés au réseau de tensions créent cette inductionmotrice.

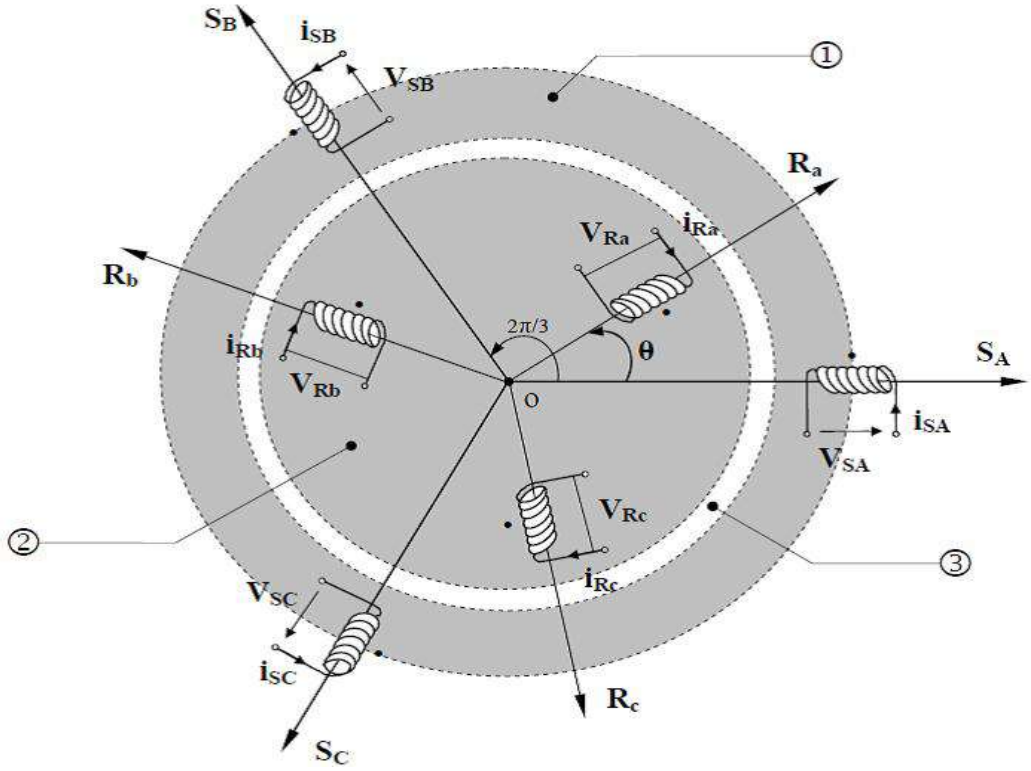
Les enroulements rotoriques ne sont pas reliés à aucune source de tension, maiscourt-circuitéssur eux-mêmes c'est la raison pour laquelle, on l'appelle aussi la machined'induction. **[6] [7]**

I.4 Présentation de la machine:

On considère, pour simplifier, une machine bipolaire. Ainsi le stator est composé detrois bobines identiques d'axes de références$S_aS_bS_c$régulièrement décalées entre ellesde$2\pi/3$.

L'axe de la phase Sa est pris comme référence angulaire. On admet que le rotor est équivalentà trois bobines d'axes de références $R_aR_bR_c$décalées entre elles également de $2\pi/3$.

Ces trois bobines sont évidemment court-circuitées sur elles-mêmes et la machine estreprésentée schématiquement sur la figure I.1 .**[7]**



①Partie fixe : Stator. ②Partie mobile : Rotor. ③Entrefer constant.

Figure I.3 Modèle d'une machine asynchrone triphasée.

I.5Hypothèses simplificatrices:

La modélisation est une étape principale dans la simulation et la réalisation. Le modèle de la machine

devrait comprendre le plus fidèlement possible l'ensemble des phénomènes de la machine, pour ainsi prédirele comportement en régime dynamique et stationnaire du système physique.

En tenir compte dans la modélisation de la machine asynchrone de tous les phénomènes physiques qu'ellescontiennent est très complexe. Donc il faut admettre quelques hypothèses

simplificatrices conventionnelles,qui tout de même n'altèrent point l'authenticité du modèle de la machine dans le cadre de ce travail **[3].**

Les hypothèses simplificatrices adoptées sont présentées comme suit:

- La saturation dans le circuit magnétique est négligée, cela permet d'exprimer les flux comme fonctions linéaires des courants.
- Le circuit magnétique est parfaitement feuilleté, afin de négliger les courants de Foucault.
- Les pertes par hystérésis et effet de peau sont négligées.
- L'épaisseur de l'entrefer est considérée constante sur toute la périphérie de la machine, en négligeant l'effet des encoches.
- La force magnétomotrice créée par chacune des phases est à répartition sinusoïdale, ce qui revient à ne considérer que la fondamentale. Ce qui signifie que le flux d'enroulement à travers chaque phase et l'inductance mutuelle entre un enroulement rotorique et statorique suivent une loi sinusoïdale en fonction de l'angle rotorique.
- De même, la machine est considérée comme symétrique et équilibrée.

Dans ce chapitre, nous décrirons le modèle triphasé de la machine utilisant les hypothèses simplificatrices mentionnées ci-dessus, et le modèle biphasé équivalent.

Nous présenterons ensuite le modèle complet et réduit, dans le référentiel fixe et tournant, sous forme de représentation d'état.

Puis, nous présenterons un retour d'état linéarisation de la machine asynchrone qui consiste à appliquer une boucle interne permettant une linéarisation exacte ou partielle du système pour un cas idéal (connaissance parfaite du système) et après un changement convenable de coordonnées de l'espace d'état.

Ainsi nous mettrons l'accent sur un retour d'état non-linéaire permettant l'obtention d'un modèle mieux adapté aux systèmes approximatifs, tels que les systèmes d'inférence floue, tout en gardant décentralisée la commande du moteur.

I.6Equations générales de la machine asynchrone triphasée

Dans les conditions précédentes, les équations des circuits électriques statoriques et rotoriques se présentent sous forme matricielle donnée ci-après, voir la figure I.3.

I.6.1Equations électriques

Les équations électriques du modèle de la machine asynchrone triphasé s'écrivent respectivement :

pour le stator $[V_{s\,abc}] = R_s[I_{s\,abc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{s\,abc}]$(I.1)

pour le rotor$[V_{r\,abc}] = R_r[I_{r\,abc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{r\,abc}]$(I.2)

avec :

R_s , R_r : Les résistances par phase respectivement du stator, et du rotor.

et :

$[v_{s\,abc}]= [v_{as},v_{bs},v_{cs}]^T$: Vecteur de tension statorique .

$[i_{s\,abc}]= [i_{as},i_{bs},i_{cs}]^T$: Vecteur de courant statorique .

$[\Phi_{s\,abc}]= [\Phi_{as},\Phi_{bs},\Phi_{cs}]^T$: Vecteur de flux statorique.

$[v_{rabc}]= [v_{ar},v_{br},v_{cr}]^T$: Vecteur de tension rotorique .

$[i_{r\,abc}]= [i_{ar},i_{br},i_{cr}]^T$: Vecteur de courant rotorique .

$[\Phi_{r\,abc}]=[\Phi_{ar},\Phi_{br},\Phi_{cr}]^T$: Vecteur de flux rotorique.

I.6.2 Equations magnétiques

Les hypothèses simplificatrices citées antérieurement conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants de la machine asynchrone, ces relations s'écrivent matricielle-ment comme suit :

Pour le stator : $[\Phi_s]=[L_{ss}]\,[I_s] + [M_{sr}][I_r]$ (I.3)

Pour le rotor : $[\Phi_r]=[L_{rr}]\,[I_r] + [M_{rs}][I_s]$ (I.4)

Où $[L_{ss}]$, $[L_{rr}]$, $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ sont les matrices d'inductances telles que :

$$[L_{ss}]=\begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \quad , \quad [L_{rr}]=\begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}]= [M_{rs}]=M_0\begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta+\frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta-\frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta-\frac{2\pi}{3}) & \cos\theta & \cos(\theta+\frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta+\frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta-\frac{2\pi}{3}) & \cos\theta \end{bmatrix}$$

Avec :

- ✓ l_s : Inductance propre d'une phase statorique.
- ✓ l_r : Inductance propre d'une phase rotorique .
- ✓ m_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques .
- ✓ M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.
- ✓ M_0 : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator etune phase du rotor obtenu lorsque les axes sont alignés.
- ✓ L_{ss} ,L_{rr} : représentent respectivement les matrices d'inductances statorique etrotorique.
- ✓ M_{sr} : correspond à la matrice des inductances mutuelles stator- rotor.

En remplaçant (1.3) et (1.4) dans (1.1) et (1.2), on obtient le système suivant :

$$[V_s] = R_s[i_s] +[L_{ss}] \frac{d}{dt}[i_s] + \frac{d}{dt}\{[M_{sr}][I_r]\} \quad (I.5)$$

$$[V_r] = R_r [i_r] +[L_{rr}] \frac{d}{dt}[i_r] + \frac{d}{dt}\{[M_{rs}][I_s]\} \quad (I.6)$$

I.6.3 Equations mécaniques

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire de la variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse) **[8]** :

➢ Equation du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est donné par l'expression générale suivante :

$$C= P[I]^T\left\{\frac{\delta}{\delta\theta}[L][I]\right\}$$

Avec :

$$[L]=\begin{bmatrix}[L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_{rr}]\end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [I]=\begin{bmatrix}[I_s] \\ [I_r]\end{bmatrix}$$

Les sous matrices $[L_{ss}]$ et $[L_{rr}]$ contiennent des termes constants d'où la possibilité desimplification on a donc :

$C_{em}= P[I_s]^T\left\{\frac{\delta}{\delta\theta}[M_{sr}][I_r]\right\}$(I.7)

➢ Equation de la vitesse

Elle est la solution de l'équation fondamentale de la dynamique :

$\frac{J}{P}\frac{d\omega_m}{dt} = C_{em} - C_{ch} - \frac{f}{P}\omega_m$(I.8)

Puisque $\omega_m = P.\Omega_m$ on a:

$J\frac{d\Omega_m}{dt} = C_{em} - C_{ch} - f\Omega_m$ (I.9)

Avec :

- P : Nombre de paires de pôles.
- f : Coefficient de frottement visqueux.
- J: Moment d'inertie totale des masses tournantes.
- ω_m: Vitesse angulaire électrique du rotor (égale à P fois la vitesse de rotation mécanique Ω_m).
- C_{ch}ou C_r: Couple résistant de la charge montée sur l'arbre du rotor. visqueux.

Nous aboutirons ainsi à un système de six équations différentielles et une expression du couple dont certains coefficients font intervenir des fonctions sinusoïdales dues au mouvement de rotation du rotor, d'où la complexité de la résolution analytique.

Afin de surmonter cette difficulté, on considère les enroulements biphasés équivalents aux enroulements statorique et rotorique.

I.7 Transformation de PARK

la transformation de Park a pour but de traiter une large gamme de machines de façon unifiée en le ramenant à un modèle unique, Cette conversion est appelée souvent transformation des axes, fait correspondant aux deux enroulements de la machine originale suivie d'une rotation, les enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique. Cette transformation ainsi, pour l'objectif de rendre les inductances mutuelles du modèle indépendantes de l'angle de rotation **[9].**

I.7.1 Différents repères

L'isotropie du moteur asynchrone permet une grande souplesse dans la composition des équations de la machine selon deux axes à l'aide des composantes de Park, cela nécessite l'utilisation d'un repère qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes, se ramène pratiquement à trois référentiels (systèmes biphasés) orthogonaux comme illustré à la figure I.4**[3]**

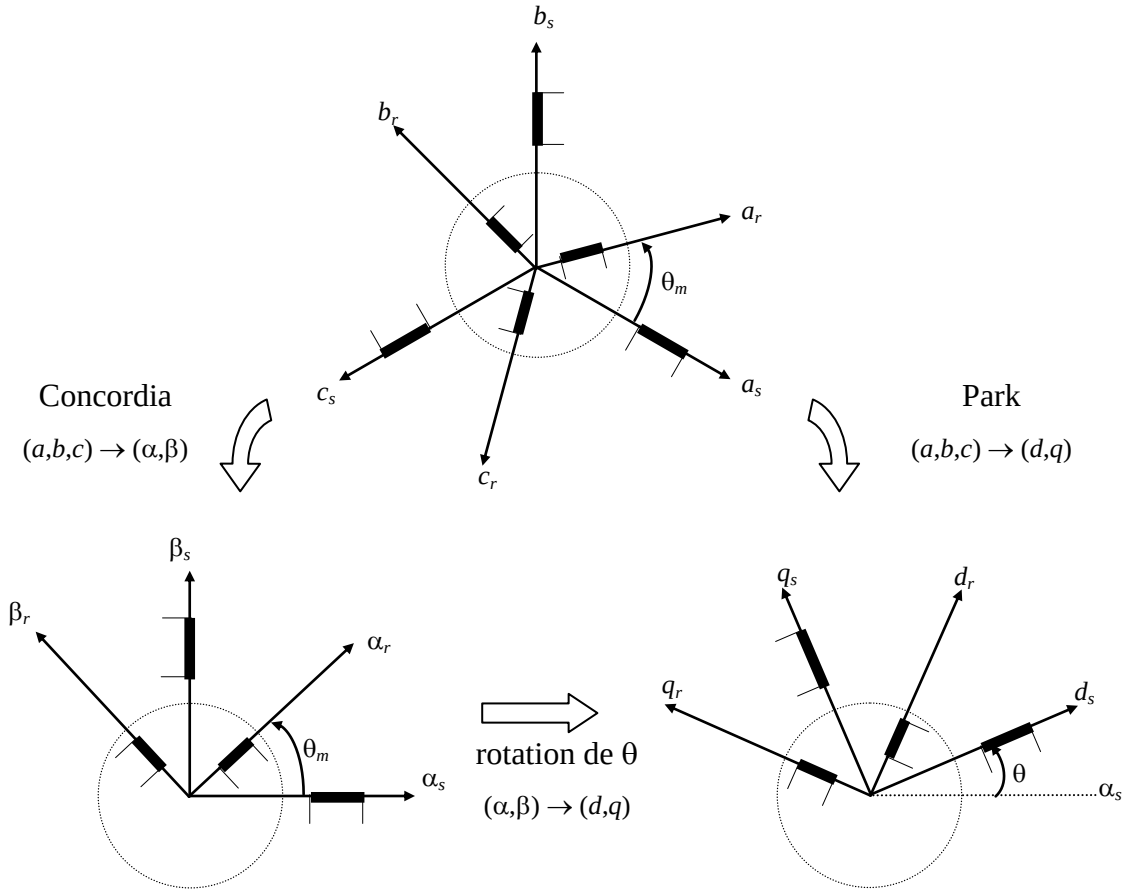


Figure I.4 : ***Représentation spatiale de la transformation triphasée / biphasée***

- ✓ Référentiel lié au stator d'axe (α, β) lorsque (ω_a=0) .
- ✓ Référentiel lié au rotor d'axe (x, y) lorsque (ω_a=ω_r) .
- ✓ Référentiel lié au champ tournant d'axe (d, q) lorsque (ω_a=ω_s).

où :

ω_{0bs} : Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.

I.7.2 Référentiel (α-β)

Dans cette considération, on choisit le système d'axe (α-β), c'est-à-dire le système d'axe biphasé est immobile par rapport au système d'axe triphasé, la vitesse de rotation des axes (α-β)est donc nulle (ω_a=0). Ce qui permet de réduire la complexité des équations (I.5 et I.6).

Lepassage du système triphasé au système biphasé est assuré par la matrice de Concordia (I.10).

$$[T] = \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \text{(I.10)}$$

L'application de la transformation de concordiaaux courants, aux tensions et aux flux de la machine des grande statorique et rotorique permet d'écrire:

$$\begin{bmatrix} x_{s\alpha} \\ x_{s\beta} \\ x_{so} \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad ; \quad \begin{bmatrix} x_{r\alpha} \\ x_{r\beta} \\ x_{ro} \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$$

I.7.3 Référentiel immobile par rapport au stator

Il se traduit par les conditions :

$$\omega_{Obs} = \frac{d}{dt}\theta_{Obs} = 0 \text{ (I.11)}$$

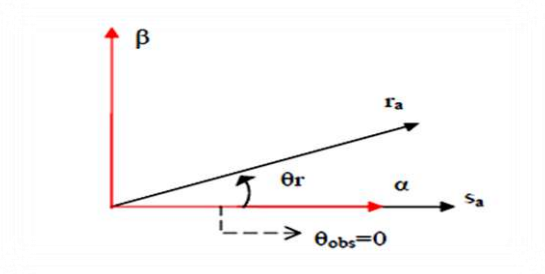


Figure I.5 Définition des axes réels de la machine asynchrone par rapport au référentiel (α-β)

Les équations de système prennent la forme:

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = r_s i_{s\alpha} + \dfrac{d}{dt}\phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = r_s i_{s\beta} + \dfrac{d}{dt}\phi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = 0 = r_r i_{r\alpha} + \dfrac{d}{dt}\phi_{r\alpha} + \omega_r \phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = r_r i_{r\beta} + \dfrac{d}{dt}\phi_{r\beta} - \omega_r \phi_{r\alpha} \end{cases} \quad \text{(I.12)}$$

C'est le repère le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il possède des tensions et des courants réels et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif. **[10].**

I.7.4 Référentiel immobile par rapport aurotor

Il se traduit par les conditions:

$$\omega_{Obs} = \frac{d}{dt}\theta_{Obs} = \omega_r \quad \text{(I.13)}$$

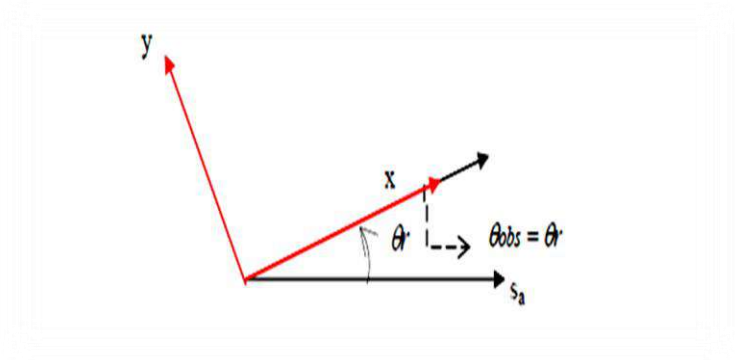


Figure I.6 Définition des axes réels de la machine asynchrone par rapport au référentiel (x-y)

Les équations de système prennent la forme:

$$\begin{cases} V_{Sd} = r_S i_{Sd} + \dfrac{d}{dt}\Phi_{Sd} - \omega_r \Phi_{Sq} \\ V_{Sq} = r_S i_{Sq} + \dfrac{d}{dt}\Phi_{Sq} + \omega_r \Phi_{Sd} \\ V_{rd} = 0 = r_r i_{rd} + \dfrac{d}{dt}\Phi_{rd} \\ V_{rq} = 0 = r_r i_{rq} + \dfrac{d}{dt}\Phi_{rq} \end{cases} \quad \text{(I.14)}$$

Ce système est utilisé pour étudier les processus transitoires dans les machines synchrones

I.7.5 Référentiel immobile au champ tournant

Il se traduit par les conditions:

$$\omega_S = \frac{d}{dt}\Phi_{obs} = \omega_{obs} \quad \text{(I.15)}$$

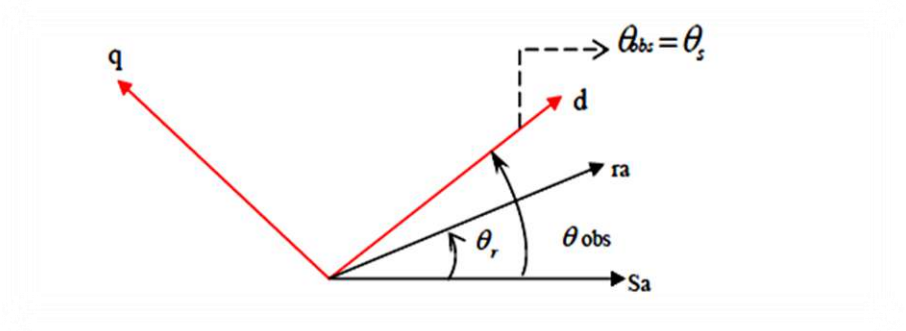


Figure I.7Définition des axes réels de la machine asynchrone par rapport au référentiel (d-q)

Les équations de système prennent la forme:

$$\begin{cases} V_{Sd} = r_S i_{sd} + \dfrac{d}{dt}\Phi_{Sd} - \omega_S \Phi_{Sq} \\ V_{Sq} = r_S i_{rq} + \dfrac{d}{dt}\Phi_{Sq} + \omega_S \Phi_{Sd} \\ V_{rd} = 0 = r_r i_{rd} + \dfrac{d}{dt}\Phi_{rd} - (\omega_S - \omega_r)\Phi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = r_r i_{rq} + \dfrac{d}{dt}\Phi_{rq} + (\omega_S - \omega_r)\Phi_{rd} \end{cases} \quad \text{(I.16)}$$

Avec:

$w = w_s - w_r$(I.17)

Ce référentiel est le seul qui n'introduit pas de simplification dans la formulation des équations. Il fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent, raison pour laquelle ce référentiel est utilisé en commande.**[11].**

I.8 Application de la transformation αβ sur modèle de la M.AS.

L'application de la transformation de αβ (CONCORDIA) aux modèles matriciels électrique et magnétique permet d'obtenir les équations suivantes :

I.8.1 Equations électriques

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = r_s i_{s\alpha} + \dfrac{d}{dt}\phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = r_s i_{s\beta} + \dfrac{d}{dt}\phi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = 0 = r_r i_{r\alpha} + \dfrac{d}{dt}\phi_{r\alpha} + \omega_r \phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = r_r i_{r\beta} + \dfrac{d}{dt}\phi_{r\beta} - \omega_r \phi_{r\alpha} \end{cases} \quad \text{(I.18)}$$

I.8.2 Equations magnétiques

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + L_m i_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + L_m i_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + L_m i_{s\alpha} \\ \Phi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + L_m i_{s\beta} \end{cases} \quad \text{(I.19)}$$

I.8.3 Equations mécaniques

Le couple développe par la machine est donne par

$$C_{em} = p(\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad \text{(I.20)}$$

L'équation mécanique de la machine asynchrone a P paire pole est donne par

$$J\frac{d\Omega}{dx} = c_{em} - c_r + \mathrm{kF}\Omega \quad \text{(I.21)}$$

Avec: $\Omega = \frac{\omega_r}{p}$

En substitution l'expression du couple en déduit l'équation mécanique suivante

$$J\frac{d\Omega}{dx} = \left[p(\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \right] - c_r + \mathrm{kf}\Omega \qquad \text{(I.22)}$$

En utilisation les expressions (I.18), (I.19) et après arrangement, nous aurons le système suivant

$$\begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}\left[\frac{L_r}{L_m} V_{s\alpha} - V_{r\alpha} - \frac{R_s L_r + R_r L_s}{L_m} i_{s\alpha} - \omega_r \left(\frac{L_s L_r}{L_m} - L_m \right) i_{s\beta} + \frac{R_r}{L_m}\Phi_{s\alpha} + \omega_r \frac{L_r}{L_m}\Phi_{s\beta} \right] \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}\left[\frac{L_r}{L_m} V_{s\beta} - V_{r\beta} - \frac{R_s L_r + R_r L_s}{L_m} i_{s\beta} + \omega_r \left(\frac{L_s L_r}{L_m} - L_m \right) i_{s\alpha} + \frac{R_r}{L_m}\Phi_{s\alpha} - \omega_r \frac{L_r}{L_m}\Phi_{s\alpha} \right] \\ \frac{d\Phi_{s\alpha}}{dt} = V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} \\ \frac{d\Phi_{s\beta}}{dt} = V_{s\beta} - R_s i_{s\beta} \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{p^2}{J}(\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha}) - \frac{p}{J} c_r - \frac{\mathrm{kf}}{J}\omega_r \end{cases} \qquad \text{(I.23)}$$

I.9 Résultats de simulation :

Etant classique la première application, du modèle de la machine synchrone à aimants permanents est sa mise en œuvre dans la simulation numérique d'un démarrage direct sur un réseau triphasé équilibré de fréquence fixe**.**

la simulation a été effectuée sous l'environnement MATLAB/SIMULINK traitant le comportement d'une machine synchrone à aimant permanents triphasée de 3 KW, à note que les paramètres de la machine utilisée sont donnés en Chapitre II.

la Figure I.8 illustre les résultats obtenus pour un démarrage à vide et ceux du régime en charge (Cr = 10N.m) à l'instant t = 0.5s.

on constate, d'après les courbes de la Figure I.8, que la vitesse présente des oscillations dans les premiers instants de démarrage, la vitesse se stabilise à une valeur proche de 157 rad/s.

Comme on remarque aussi au début de démarrage des pics de courants assez importants qui sont présents et cela s'explique par la F.C.E.M qui est due à une faible vitesse au démarrage, ensuite ils se rétabliront à leurs valeurs correspondantes au régime de fonctionnement, le courant $I_\beta$se réduit pour s'annuler.

Le couple présente aux premiers instants de démarrage des battements importants, pendant un intervalle de temps très courts, avant de se stabiliser par la suite sur une valeur pratiquement nulle en régime permanent.

On note aussi, d'après la Figure I.8, on remarque que les caractéristiques suivant cette variation puis se stabilisent au régime permanent

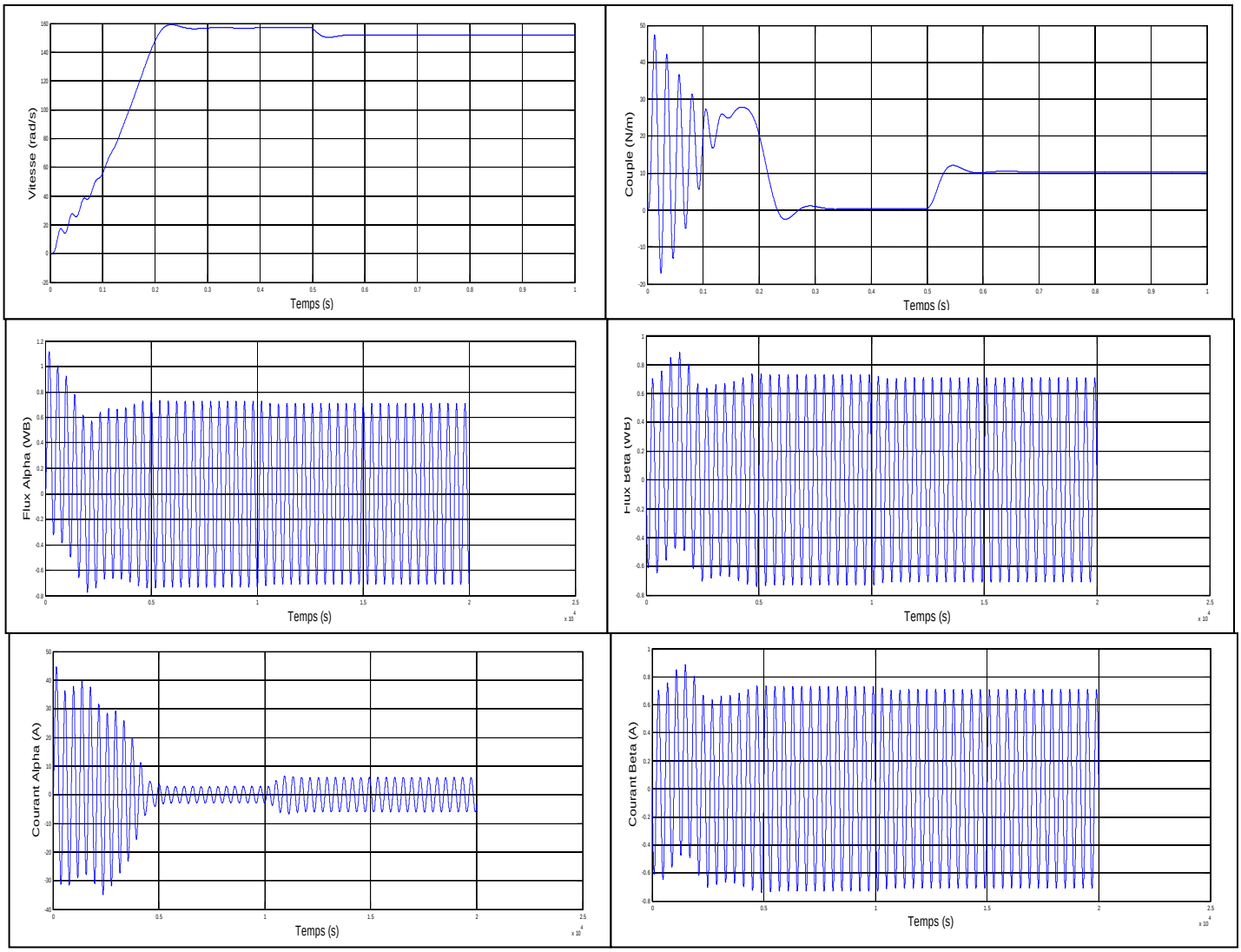


Figure I.8 Caractéristiques électriques et électromagnétique du moteur asynchrone alimenté directement par le réseau (Cr=10Nm à t = 0.5s)

I.10 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté des fondements sur la machine asynchroneainsi sa modélisation sous forme d'équations mathématiques. Par la suite, et en se basantsur un ensemble d'hypothèses simplificatrices. Le modèle du MAS dans le repère de Park aété établi dans le but de linéarisation le système et faciliter l'étude. Les résultats obtenuspermettent de valider le modèle de la machine utilisée, puisque les réponses obtenues sont conformes à l'évolution naturelle lors d'un démarrage direct d'une machine alimentée par le réseau. Toute fois, la machine seule ne répond pas toujours aux exigences des systèmesd'entraînement à vitesse variable.

Afin de pouvoir améliorer les performances dans le régime dynamique, des techniques de commande telle que la commande direct de couple « DTC» sont introduites. Cela fera l'objet du chapitre III.

II.1 Introduction

Les méthodes de contrôle du moteur asynchrone exigent une détermination précise des paramètres de la machine.

Typiquement, cinq paramètres électriques et deux paramètres mécaniques doivent être déterminés :

- ✓ R_s , R_r : Résistance de stator et de rotor .
- ✓ L_S , L_r : L'inductance statorique et rotorique.
- ✓ M : L'inductance mutuelle .
- ✓ J : Moment d'inertie .
- ✓ f : Coefficient de frottement visqueux.

Généralement Les méthodes d'identification paramétriques utilisées et appliquées pour le moteur asynchrone, sont:

- Méthode des essais classiques.
- Méthode des moindres carrés.
- Méthode plaque.
- Méthode du diagramme HG.
- Méthode géométrique.

La méthode classique est plus électrotechnicienne c'est à dire plus physique, et se rapportant au modèle mathématique de Park défini avec des paramètres inductifs et résistifs que l'on doit identifier au préalable par des essais expérimentaux. Ces paramètres à identifier peuvent être classés en deux catégories ceux directement accessibles par la mesure et ceux qui sont obtenus indirectement, d'où la nécessité de certaines approximations où d'hypothèses simplificatrices ces conduisant à des modèles approximatifs acceptables pour certaines applications.

L'identification des paramètres de la MAS basée sur l'utilisation d'un circuit équivalent des phases de la machine présentée dans le standard (figure II.1) **[12][13]** .

cette méthode basée sur le principe de l'identification hors line, s'effectue à partir de deux mesures expérimentales :

1. Essai en court-circuit (rotor bloqué) ou essai en charge à la vitesse de synchronisme
2. Essai à la vitesse synchrone (essai à vide)

Que nous exposons dans ce chapitre après avoir rappelé le schéma équivalent de la machine asynchrone à cage.

II.2 Schéma équivalent de la machine asynchrone. En régime permanent [14]

L'alimentation statorique triphasé est équilibrée. L'enroulement rotorique est court-circuité et le rotor tourne à vitesse constante ω_r.

Les courants statoriques sont.

$$i_a=\sqrt{2}I_S\cos(\omega t+\alpha)$$
$$i_b=\sqrt{2}I_S\cos(\omega t+\alpha-\frac{2n}{3}) \quad \text{(II.1)}$$
$$i_c=\sqrt{2}I_S\cos(\omega t+\alpha-\frac{4n}{3})$$

En appliquant la transformation de Park et en choisissant un repère lié au champ tournant,

on $\theta_{dq}=\theta_s$:

tel que $\frac{d\theta}{dt}=\omega$:en rappellant que ω est la vitesse de synchronisme

$$\begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix}=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_{dq}) & \cos(\theta_{dq}-\frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{dq}-\frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_{dq}) & -\sin(\theta_{dq}-\frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{dq}-\frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

Après calcul, on obtient :

$$i_{ds}=\sqrt{2}I_S\cos\alpha \quad \text{(II.2)}$$
$$i_{qs}=\sqrt{2}I_S\sin\alpha$$

De la même façon, on obtient pour les tensions statoriques et les grandeurs rotoriques, des grandeurs constantes du fait du choix du référentiel. Il en résulte que les flux totalisés sont constants, ceci a pour conséquence l'annulation des tensions induites en régime permanent. Les équations de tensions seront:

$$u_{ds}=R_s i_{ds}-\omega\phi_{qs}$$
$$u_{qs}=R_s i_{qs}+\omega\phi_{ds}$$
$$u_{dr}=0=R_r i_{dr}-g\,\omega\phi_{qr} \quad \text{(II.3)}$$
$$u_{qr}=0=R_r i_{qr}+g\,\omega\phi_{dr}$$

ou, en remplaçant les flux par leurs valeurs, on obtient :

$$u_{ds}=R_s i_{ds}-\omega L_{sc} i_{qs}-\omega M_{sr} i_{qr}$$
$$u_{qs}=R_s i_{qr}-\omega L_{sc} i_{ds}-\omega M_{sr} i_{dr}$$
$$u_{dr}=0=R_r i_{dr}-g\omega L_r i_{qr}-g\omega M_{sr} i_{qs} \quad \text{(II.4)}$$
$$u_{qr}=0=R_r i_{qr}+\omega L_r i_{ds}+\omega M_{sr} i_{ds}$$

Avec ses simplifications, la transformation inverse fournit, en supposant qu'à l'instant $t = 0$ l'axe d coïncide avec l'axe de la phase a:

$$i_a=i_s=i_{ds}\cos\omega t - i_{qs}\sin\omega t = i_{qs}\sin\omega t = i_{ds}\cos\omega t + i_{qs}\cos(\omega t + \frac{n}{2})$$

Cette expression possède deux composantes en quadrature. Elle peut être écrite sous forme complexe comme :

$$\bar{I}_s = I_{ds} + jI_{qs}$$

Avec:

$$I_{ds} = \frac{i_{ds}}{\sqrt{2}} \quad , \quad I_{qs} = \frac{i_{qs}}{\sqrt{2}}$$

De même pour:

$$\bar{U}_s = U_{ds} + jU_{qs}\ , \quad \bar{I}_r = I_{dr} + jI_{qr}\ , \quad \bar{U}_r = U_{dr} + jU_{qr} = 0$$

ses relations deviennent

$$U_{ds} + jU_{qs} = R\,(I_{ds}+jI_{qs}) + j\omega L_{sc}\,(I_{ds}+jI_{qs}) + j\,\omega\,M_{sr}\,(I_{dr}+jI_{qr})$$

$$0 = \frac{R_r}{g}\,(I_{dr}+jI_{qr}) + J\omega L_r\,(I_{dr}+jI_{qr}) + j\omega M_{sr}\,(I_{ds}+jI_{qs}) \qquad \text{(II.5)}$$

après remplacement des courants par leurs valeurs on trouve :

$$\bar{U}_s = R_s\bar{I}_s + j\omega L_{sc}\,\bar{I}_s + j\omega M_{sr}$$

$$0 = \frac{Rs}{g}\bar{I}_r + j\omega L_r\bar{I}_r + j\omega M_{sr}\bar{I}_s \qquad \text{(II.6)}$$

on ajoute les deux termes $\pm$ jm $\omega M_{sr}\bar{I}_s$ et $\pm j\,\omega\,\frac{Msr}{m}\bar{I}_r$ aux équations respectives du (II.6),

ou' m= $\frac{Ns}{Nr}$ les nouvelles relations sont :

$$U_s = R_s I_S + j\omega(L_r - mM_{sr})I_s + j\omega\, mM_{sr}(I_s + \frac{Ir}{m}) \qquad \text{(II.7)}$$

$$0 = \frac{Rr}{g}I_r + j\omega(L_r - \frac{Msr}{m})I_r + j\omega\frac{Msr}{m}(I_r + mI_s) \qquad \text{(II.8)}$$

On multiple (II.8) par (m) et on définit :

$L_{\sigma s} = L_{sc} - mM_{sr}$ l'inductance de fuite statorique

$L_{\sigma r} = L_r - \frac{Msr}{m}$ l'inductance de fuite rotorique

$L_\mu = mM_{sr}$ l'inductance de magnétisation

$R_r = m^2 R$ la résistance rotorique ramenée au stator

$L'_{\sigma r} = m^2 L_{\sigma r}$ l'inductance de fuite rotorique ramenée au stator

$Ir = \frac{Lr}{m}$ le courant rotorique ramenée au stator

$I_\mu = I_s + I_r$ le courant de magnétisation

Les équations précentes deviennent :

$$U_s = R_s I_s + j\omega L_{\sigma c} I_s + j\omega L_\mu I_\mu \quad \text{(II.9)}$$

$$0 = \frac{Rr}{g} I_r + j\omega L_{\sigma r} I_r + j\omega L_\mu I_\mu \quad \text{(II.10)}$$

En introduisant les réactances, les équations finales fournissant le schéma équivalent sont :

$$U_s = R_s I_s + jX_{\sigma s} I_s + jX_\mu I_\mu \quad \text{(II.11)}$$

$$0 = \frac{Rr}{g} I_r + jX'_{\sigma s} I_s + j X_\mu I_\mu \quad \text{(II.12)}$$

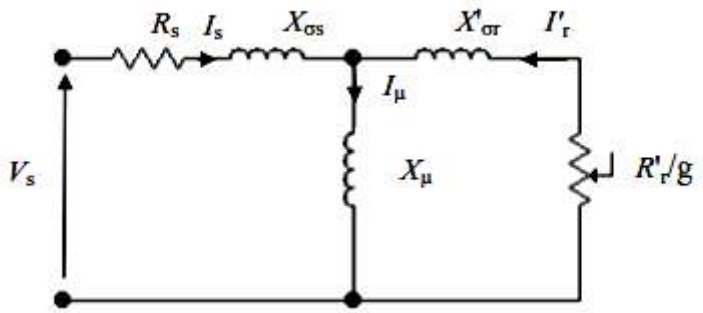


Figure II.1 Schéma équivalent par phase ramené au stator

Tel que :

$X_{sc} = X_{\sigma s} + X_\mu$ La réactance cyclique statorique

$X'_r = X'_{\sigma s} + X_\mu$ La réactance cyclique rotorique ramenée au stator

$\sigma = I - \frac{M^2_{sr}}{L_{sc} L_r}$ Coefficient de dispersion total de Blondel

De plus les pertes fer peuvent être introduites, comme dans le schéma suivant :

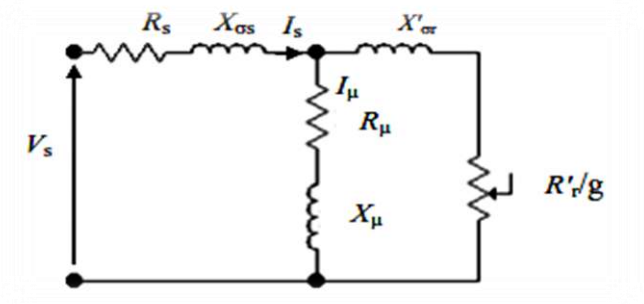


Figure II.2 Schéma équivalent par phase ramené a stator avec résistance de magnétisation

Ayant rappelé le schéma équivalent, on va procéder aux tests classiques pour l'obtention des paramètres du moteur asynchrone de 3Kw du Halle de technologie U.Y.F de Médéa (Laboratoire de l'électroniques de puissance et machine éclectique) Cependant notre modèle réduit provient du modèle multi-enroulement, donc contient des paramètres qui doivent être obtenus par certaines données géométriques de la machine.

II.3 Mesure la résistance statorique

Pour mesurer la résistance statorique Rs en utilise la méthode voltampères métrique, avec une alimentation en courant continue, la mesure doit être effectue en chaud, en suivant les démarches suivantes:

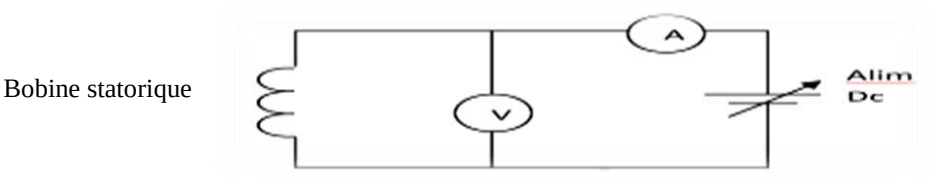


Figure II.3 montage de la mesure de resistance statorique

Le tableau suivant represente les resultats des mesures

I(A)	U_{12}(V)	V_{12}(V)	W_{12}(V)	R_U (Ω)	R_V (Ω)	R_W (Ω)
4	5,8	5,75	5,8	1,45	1,44	1,45
5	7,1	7,1	7,1	1,42	1,42	1,42
5,5	7,8	7,8	7,8	1,42	1,42	1,42
7	9,9	9,9	9,9	1,41	1,41	1,41
R_{moy} *(Ω)*				1,43	1,42	1,43

Tableau II.1 mesure de la résistance statorique

$$Rs = \frac{R_{Umoy} + R_{Vmoy} + R_{Wmoy}}{3}$$

$$Rs = 1.42\Omega$$

II.4 Méthode des essais classiques [15][16]

Les essais envisagés permettent de déterminer tous les paramètres du schéma équivalent lorsque les paramètres du rotor sont ramenés au stator connecté en étoile (figure II.2).

à savoir [R_s R'_r L_{sc} $L'_{\sigma r}$ L_μ]

II.4.1Essai à rotor bloqué

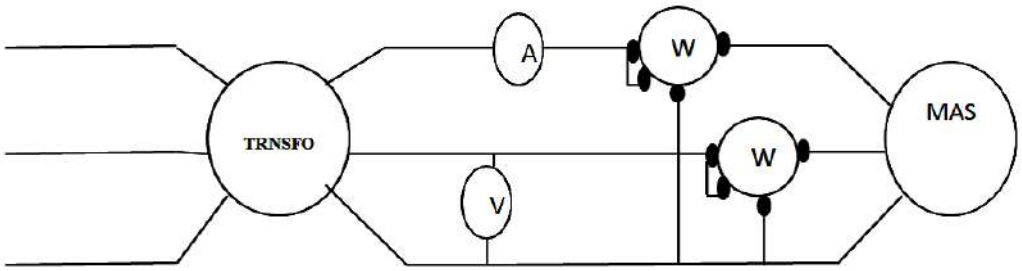


Figure II.4 Montage électrique

Pour le cas des machines de puissance ne dépassant pas 18Kw, nous pouvons effectuer cet essai à tension réduite et fréquence nominale.

Avec le rotor bloqué (vitesse nulle), on alimente le moteur progressivement (à partir d'une tension initiale nulle) jusqu'à I ≤ In.et on relève les grandeurs mesurées : la tension U_{cc}, le courant absorbé

I_{cc}, la puissance active P_{cc} ainsi que la puissance réactive Q_{cc}.

Dans cet essai, où les courants rotoriques sont importants, la branche d'excitation est négligée figure (II.5)

- Le courant de l'inductance magnétisante est négligeable donc $I_s + I'_r$.
- le glissement vaut 1.

Ce qui nous permet de déterminer R'_r et $X'_{\sigma r}$. En négligeant les pertes fer, le schéma sera :

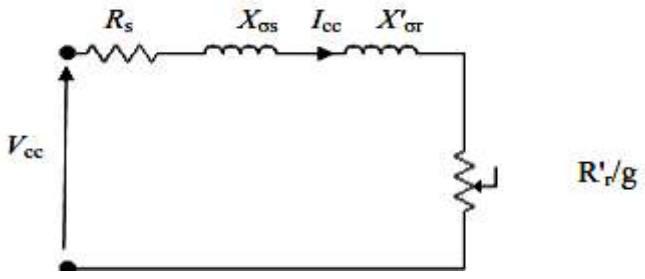


Figure II.5 Schéma équivalent en essai à rotor bloqué

Les résultats obtenus sont classés dans le tableau ci-dessous :

U_{cc}(v)	I_{cc} (A)	W_1 (w)	W_2 (w)	P_{cc} (w)	Q_{cc} (VAR)	$R_r(\Omega)$	Z_{cc}	$X_{\delta s}=X_{\delta r}$	$N_r(\Omega)$
73	6.1	250	-10	240.00	450.33	0.73	6.909	3.283	0.006
66	6.1	280	-10	270.00	502.29	1.00	6.247	2.880	0.007
la moyenne					476.31	0.86	6.578	3.081	0.00679

Tableau (II.2) résultats de l'essai à rotor bloqué

II.4 .1.1 Calcul de R'_r :

on a : $V_{cc} = Z_{cc} \cdot I_{cc}$

Donc $$|Z_{cc}| = \frac{|U_{cc}|}{|I_{cc}|} \rightarrow |Z_{cc}| = \frac{|U_{cc}|}{\sqrt{3}|I_{cc}|} \rightarrow |Z_{cc}| = 6.57\Omega$$

d'autre part

$$P_{cc} = 3R_s I^2_{cc} + 3R'_r I^2_{cc} \qquad \text{(II.13)}$$

$$R_r^{'} = (P_{cc} / 3I^2_{cc}) - R_s$$

d'où $R_r^{'} = 0.86\Omega$

II.4.1.2 Calcule de $X_{\sigma s}$ et $X'_{\sigma r}$

A l'aide du tableau qui présente les coefficients empiriques de distribution des réactances de la

machine asynchrone, nous déterminons les valeurs des réactances

Distribution empirique des réactances de fuite entre le stator et le rotor des machines asynchrones			
Classe	Caractéristiques	Fraction de $(X_{\sigma s}+X'_{\sigma r})$	
		$X_{\sigma s}$	$X'_{\sigma r}$
A	Couple de démarrage normal Courant de démarrage normal	0.5	0.5
B	Couple de démarrage normal Bas courant de démarrage	0.4	0.6
C	Couple de démarrage élevé Bas courant de démarrage	0.3	0.7
D	Couple de démarrage élevé	0.5	0.5
Rotor bobiné	Glissement élevé	0.5	0.5

Tableau II.3 coefficient empiriques de distribution des réactances de fuite asynchrones (Selon AIEE test code)

La machine que nous utilisons est de classe A, par conséquent, on considère comme égales, les

réactances de fuites statorique et rotorique ramenée au stator, soit : $X_{\sigma s}$ et $X'_{\sigma r}$.

$$X_{\sigma s} = \frac{1}{2}\sqrt{Z^2 cc - (Rs + R'r)^2}$$

$$= \frac{1}{2}\sqrt{(6.57)^2 - (1.42 + 0.86)^2} \qquad \text{(II.14)}$$

Donc on obtient

$$X_{\sigma s} = X'_{\sigma r} = 3.08\ \Omega$$

Ce qui permet de déterminer les inductances de fuite :

$$L_{\sigma s} = L'_{\sigma r} = X_{\sigma s} / \omega = 3.04 / 100\pi = 0.00981H$$

II.4.2 Essai à vide

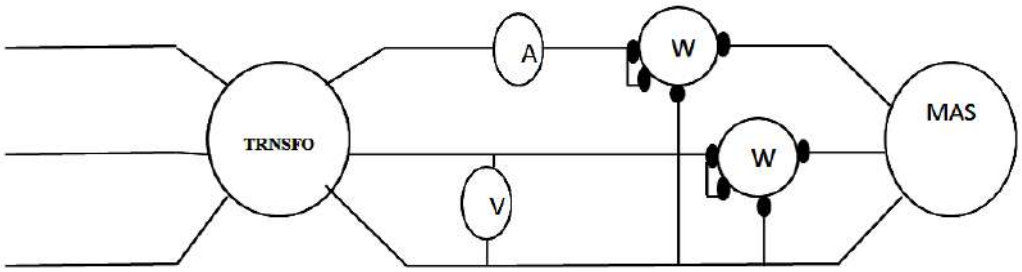


Figure II.6 Montage électrique.

La machine à vide est alimentée à tension nominale, dans ce cas, la résistance R_r' devient très grande, ceci entraine un courant presque nul dans la branche rotorique.

Les mesures ont été faites selon la méthode des deux wattmètres comme montré au schéma précédent. Le bilan de puissance de l'essai à vide sous tension nominale puis à tension décroissante permet de déterminer :

- Les pertes joule à vide (R_s a été mesurée précédemment)
- Les pertes fer
- Les pertes mécaniques

On relève P_1, P_2, V_{10} et I_{10} , on procède à certains calculs qui utilisent $P_{10} = (P_1 + P_2)$, V_s = 400 v et les pertes par effets joules $P_J = 3R_s I^2_{10}$.

Les résultats obtenus sont classés dans le tableau ci-dessous :

U_s(v)	I_s(A)	W_1 (w)	W_2 (w)	P_s (w)	Q_s (VAR)	P_{js}(w)	$P_{fer}+P_{méc}$(w)	U_s^2(V)/100
150	0.89	110	-20	90	225.17	3.37	86.63	225.00
180	1.04	145	-45	100	329.09	4.61	95.39	324.00
210	1.2	185	-75	110	450.33	6.13	103.87	441.00
240	1.41	235	-115	120	606.22	8.47	111.53	576.00
270	1.67	295	-155	140	779.42	11.88	128.12	729.00
300	1.95	365	-215	150	1004.59	16.20	133.80	900.00
330	2.18	455	-285	170	1281.72	20.25	149.75	1089.00
360	2.54	530	-355	175	1532.86	27.48	147.52	1296.00
380	2.75	625	-425	200	1818.65	32.22	167.78	1444.00
400	3.05	700	-500	200	2078.46	39.63	160.37	1600.00

Tableau II.4 résultats de l'essai à vide

II.4.2.1 Calcul de la résistance R_μ et la réactance X_μ

Le schéma ci-dessous permet de calculer les différentes réactances. Ce calcul nécessite au préalable l'utilisation de la méthode de séparation des pertes.

D'après la relation (II.14) et la figure (II.6), on peut déduire la réactance de magnétisation Xμ.

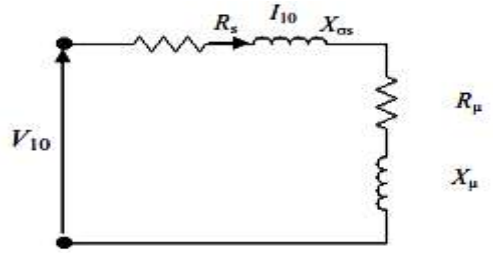


Figure II.7 Schéma équivalent à vide

Ona :

$$|V_{10}| = Z_{10}\, I_{10} \qquad \text{(II.15)}$$

d'où

$$|Z_{10}| = \frac{|V_{10}|}{|I_{10}|} = \frac{400}{3.05\times\sqrt{3}} = 75.72\ \Omega$$

Ou

$$Z_{10} = (R_s + R\mu) + j(X\mu + X_{\sigma s})$$

$$Z^2_{10} = (R_s + R\mu)^2 + (X\mu + X_{\sigma s})^2 \qquad \text{(II.16)}$$

$$X_\mu = \sqrt{(Z_{10}^2 - (R_S + R_\mu)^2)} - X_{\sigma s} \qquad \text{(II.17)}$$

Alors on calcule Rμ

On a d'autre part

$$P_{10}= 3(R_s + R_\mu) I^2_{10} + P_{méc} \rightarrow R_\mu = [(P_{10} - P_{méc})/I^2_{10}] - R_S \quad \ldots\ldots \text{ équation (*)}$$

d'après la courbe de la méthode de séparation des pertes on calcule R_μ.

II.4.3 Méthode de séparation des pertes [14]

La méthode de séparation des pertes repose sur les propriétés des pertes fer et des pertes mécaniques.

Pour obtenir les pertes statiques, on doit tracer la courbe $P_{fer}+P_{méc} = (P_{totale} - P_{joule})$ en fonction de (Figure II.7). On sait qu'il est possible d'utiliser une équation linéaire pour approcher la courbe et on trouve $P_{fer}+P_{méc}= f(X) =-2E-05x0.102 + {}^2x + 64.23$ (sachons que $X=V^2$). On sait que lorsqu'il n'y a pas de tension, la perte fer est systématiquement nulle. Donc au point V=0, on a des pertes mécaniques. Une fois les valeurs des pertes mécaniques et la valeur de $P_{fer}+P_{méc}$ obtenues sous tension nominale (400 Volts), on trouve la valeur de P_{fer} en tension nominale.

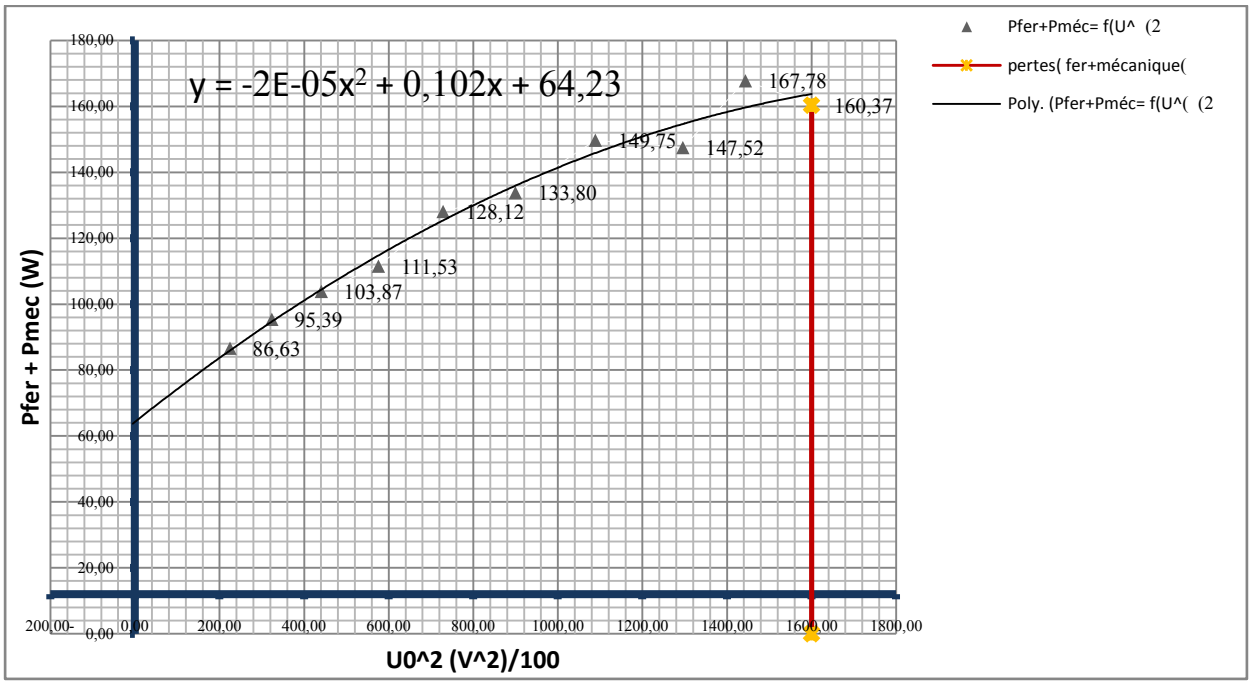


Figure II.8 Méthode de séparation des pertes ferromagnétiques et mécaniques

De la courbe de la méthode de séparation des pertes, on tire à partir des valeurs nominales, les pertes mécaniques et les pertes fer.

$P_{méc}$ = 64.23w et P_{fer} = 96.14w, P_{10} =200w.

On rappelle que les pertes fer sont assez supérieures devant les pertes mécaniques pour des machines de faibles puissances, ce qui est notre cas

d'où :

$$(*) \quad \rightarrow \quad R_\mu = ((200 - 64.23)/(3\times (3.05)^2)) - 1.42 \quad \rightarrow \quad R_\mu = 3.44\Omega$$

$$X_\mu = \sqrt{(Z^2_{10} - (R_s + R_\mu)^2)} - X_{\sigma s} \quad \rightarrow \quad X_\mu = \sqrt{(75.72)^2 - (1.42 + 3.44)^2} - 3.08\ \Omega$$

$$X_\mu = 72.48\Omega$$

$$X_\mu = L_\mu\,\omega \quad \rightarrow \quad L_\mu = X_\mu/\omega \quad \rightarrow \quad L_\mu = 72.48/100\pi$$

$$L_\mu = 0.230H$$

Sachant que la réactance cyclique statorique X_{sc} vaut :

$$X_{sc} = X_{\sigma s} + X_\mu \qquad (II.18)$$

$$X_{sc} = 3.08 + 72.48 = 75.56\Omega$$

Et l'on peut tirer :

$$L_{sc} = \frac{X_{sc}}{w_s} = \frac{65.75}{100\pi} = 0.240H$$

II.5 Détermination des paramètres mécaniques

Les équations électriques sont liées à l'équation mécanique par la position angulaire du rotor qui

intervient dans l'expression des inductances mutuelles stator-rotor.

$$J.(d\Omega/dt) = C_{mot} - C_{res} \qquad (II.19)$$

II.5.1 Détermination du moment d'inertie J ; (méthode de Routin)

Cette relation montre que la mesure du moment d'inertie J dépend de la précision avec laquelle la puissance mécanique est déterminée. Le relevé de la courbe de ralentissement et son approximation par une fonction analytique permet de calculer la dérivée de la vitesse.

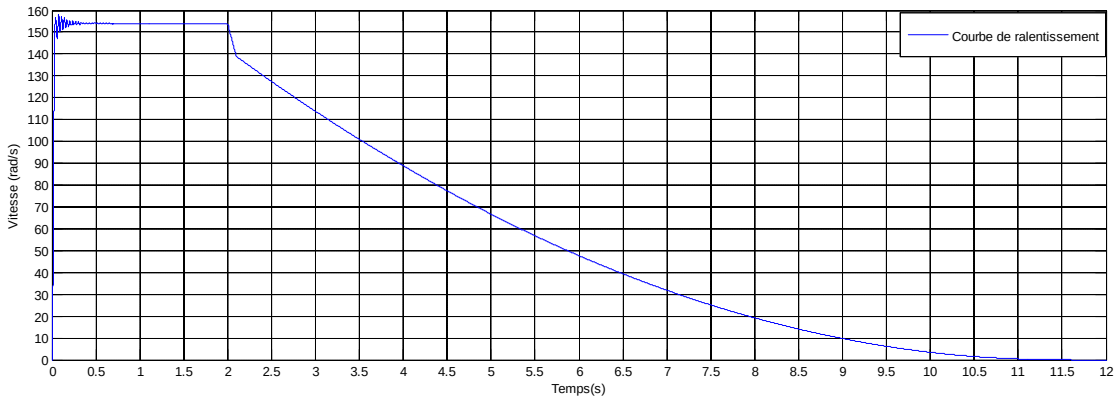


Figure II.9 Essai de ralentissement

II.5.1.1 Essai de ralentissement

Le principe de la méthode de ralentissement utilisée consiste à lancer la machine à sa valeur

nominale wn puis à couper l'alimentation et à laisser la machine ralentir sous l'effet des frottements.

La vitesse diminue progressivement sous l'effet des pertes mécaniques $(- f_r\Omega^2)$

On à donc : $P_{méc} = - f_r\Omega^2 = J\Omega^2 = (d\Omega/dt)$ (II.20)

Le terme $\Delta\Omega r/\Delta t$ représente la pente de la tangente à la courbe de ralentissement au point A.Ce point A est généralement le point ou la vitesse est la moitié de la vitesse nominale, car c'est à cette

vitesse que les pertes sont connues.

avec : $P_{méc}$ = 64.23w

Ωr : est la vitesse angulaire du rotor en (rad/s).

d'après l'expression du couple résistant, l'inertie peut être calculée par :

$$J = \frac{P_{méc}}{\Omega_{r0}\ \frac{\Delta\Omega_r}{\Delta t}} \qquad \text{(II.21)}$$

A partir de la figure (II.8), on trouve

$\Omega_r = 1460\times 2\times\pi/60$ rad/s.

$\Omega_{r0} = 1436\times 2\times\pi/60$ rad/s.

$\Delta t = 11.61 - 2 = 9.61$s.

Donc $J = \frac{64.23}{150.37\frac{157}{9.61}}$

On obtient J= 0.0268kg. m².

II.5.2 Détermination du coefficient de frottement f_r

On $\Delta t = \frac{J}{f_r}$. (II.23)

On peut écrire : $f_r = \frac{J}{\Delta t} = \frac{0.0268}{9.61} = 0.0028$N.m.s / rad.

On obtient alors : $f_r \approx 0.003$ N.m.s/ rad.

La phase d'identification des paramètres d'un moteur est très importante pour sa commande, car généralement le constructeur ne donne pas les paramètres. Le modèle mathématique et les paramètres du moteur ont été validés avec une comparaison entre la simulation et l'expérience,

Finalement, nous arrivons aux onze paramètres du modèle de la machine asynchrone (modèle classique de Park),

Le tableau suivant donne les principaux paramètres de la machine asynchrone :

Désignation	*paramètre*	*valeur*
Résistance statorique	R_s	*1.42Ω*
Résistance rotorique	R_r	*0.86Ω*
Réactance de fuites au stator et au rotor	$X_{\delta s}=X_{\delta r}$	3.081Ω
Inductance de fuites au stator	$L_{\delta s}$	*0.00981H*
Inductance de fuites au rotor	$L_{\delta r}$	*0.00981H*
Réactance de magnétisation	X_μ	*72.480Ω*
L'inductance de magnétisation	L_μ	*0.2307H*
La réactance de cyclique statorique et rotorique	X_{sc}	*75.56161Ω*
L'inductance cyclique statorique et rotorique	L_{sc}	*0.24052H*
le moment d'inertie	J	*0.0268Kg.m²*
coefficient de frottement	f_r	*0.0028N.m.s/rad*

Tableau II.5 Paramètres de la MAS

II.6 Conclusion

La méthode a permis d'élaborer un modèle mathématique de la machine composé par un système d'équations intégro-différentielles qui régissent le fonctionnement de celles-ci. Ce système contient un certain nombre de coefficients ou de paramètres qu'il faut impérativement connaître avant d'envisager tout projet (commande, diagnostique, etc…).

La plaque signalétique ou les données fournies par le constructeur ne sont pas assez suffisants pour connaître directement ces paramètres. L'identification est une opération qui intervient pour les déterminer. Il s'agit évidemment de déterminer aussi bien les paramètres électriques que mécanique.

Nous avons également montré que le modèle diphasé équivalent que nous avons adopté est utile pour valider les paramètres après identification expérimentale par les méthodes classiques de mesure. Ainsi, nous pouvons dire que les deux modèles présentés ne doivent pas apparaitre comme concurrents mais plutôt complémentaires.

III .1 Introduction

Parmi toutes les méthodes utilisées pour commander les moteurs asynchrones, la commande directe du couple occupe une place importante. Cette technique consiste à commander le couple et le flux statorique de façon à maintenir ces deux grandeurs à l'intérieur d'une bande prédéterminée. Cette méthode de commande qui contraint une grandeur à suivre une consigne comprise entre une limite supérieure et une limite inférieure porte le nom de commande pare hystérésis. La commande directe du couple désigné dans la documentation anglaise par (direct torque control) ou DTC consiste en fait à commander le couple et le flux statorique du moteur sans disposer de mesures de vitesse, de flux ou de couple .le seuls mesures utilisées sont les tensions et les courants alimentant le stator de la machine le flux et le couple sont entièrement estimes a partir de ces mesures. En ce qui concerne la connaissance de la machine, la valeur de la résistance statorique est nécessaire pour calculer le flux. Cette résistance est amenée à varier dans le temps ce paramètre doit donc être parfaitement connue pour une telle commande.

III .2 Principe de la commande DTC

L'objectif de la DTC est la régulation directe du couple de la machine, par l'application des différents vecteurs de tensions de l'onduleur, qui détermine son état. Les variables contrôlées sont : Le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandées par des régulateurs à hystérésis. Il s'agit de maintenir les grandeurs de flux statorique et de couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension de l'onduleur optimal à appliquer à chaque instant de commutation.

Dans une commande DTC, il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations du couple provoquées par les régulateurs à hystérésis.

Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont **[17]**

- La commande directe de couple et de flux, à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- La commande indirecte des intensités et des tensions du stator de la machine.
- L'obtention des flux et des courants statorique proches de formes sinusoïdales.
- Une réponse dynamique de la machine très rapide.
- L'existence des oscillations du couple qui dépend, entre autres, des facteurs de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis.
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes à hystérésis.

Cette méthode de commande a pour avantages [17]

- Il n'est pas nécessaire de faire la transformation des coordonnées, car les courants et les tensions sont dans un repère lié au stator.
- Utilise un modèle simplifie du moteur à induction.
- Il n'existe pas de bloc qui calcule la modulation de la tension (MLI).
- Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle.
- Elle exige deux comparateurs à hystérésis et un contrôleur de vitesse du type IP, tandis dans la commande vectorielle exige 3 régulateurs IP et un modulateur de PWM.
- Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information de secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire.
- Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques……Rs

Et pour inconvénients [17]

- L'existence de problèmes à basse vitesse ;
- La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple ;
- L'existence des oscillations du couple ;
- La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis).

Cela conduit à un contenu harmonique riche augmentant les pertes, les bruits acoustiques et des oscillations du couple qui peuvent exciter des résonances mécaniques.

III.3 Contrôle de flux et de couple électromagnétique

Pour un contrôle efficace du couple de la machine asynchrone, il est tout d'abord impératif de régler correctement le flux. En control de type DTC, on réalise le réglage du flux statorique, d'une part parce qu'il à une dynamique plus rapide que celle du flux rotorique (la constante de temps rotorique est plus grande que celle du stator, donc la variation de flux rotorique est négligeable vis-à-vis à celle du flux statorique) [18], [19].

III.3.1 Contrôle du flux statorique

La commande DTC se base sur une estimation du couple du moteur ainsi que sur une estimation du flux statorique de la machine .la tension au stator est définie par [20]

$$V_s = R_s . I_s + \frac{d\phi}{dt} \qquad \text{(III.1)}$$

Le flux statorique est donc

$$(\Phi_s(k+1)-\Phi_s(k)) \qquad \text{(III.2)}$$

En négligeant la chute de tension due à la résistance pour simplifier notre étude, ce qui vérifié pour les grandes vitesses, on trouve l'équation suivante

$$\Phi_s = \Phi_0 + \int_0^t V_s dt \qquad \text{(III.3)}$$

Ou Φ_0 est le vecteur flux a instant t=0,

On sait que pendant une période d'échantillonnage [0, Te], le vecteur tension appliqué a la machine reste constant, on peut écrire alors :

$$\Phi_s(k+1) \approx \Phi_s(k) + V_s.Te \qquad \text{(III. 4)}$$

$$\Delta\Phi_s = V_s.T_e \qquad \text{(III. 5)}$$

- $\Phi_s(k)$: le vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage actuel ;
- $\Phi_s(k+1)$: le vecteur du flux statorique au pas d'échantillonnage suivant ;
- $\Delta\Phi_s$: la variation du vecteur flux statorique $(\Phi_s(k+1)-\Phi_s(k))$
- T_e : la période d'échantillonnage.

Tandis que la période de d'échantillonnage est fixe, $\Delta\Phi_s$ est proportionnel au vecteur tension applique au moteur.

Lorsqu'on applique un vecteur de tension constant Vs, l'extrémité du vecteur flux stator se déplace selon une droite parallèle au vecteur tension Vs.

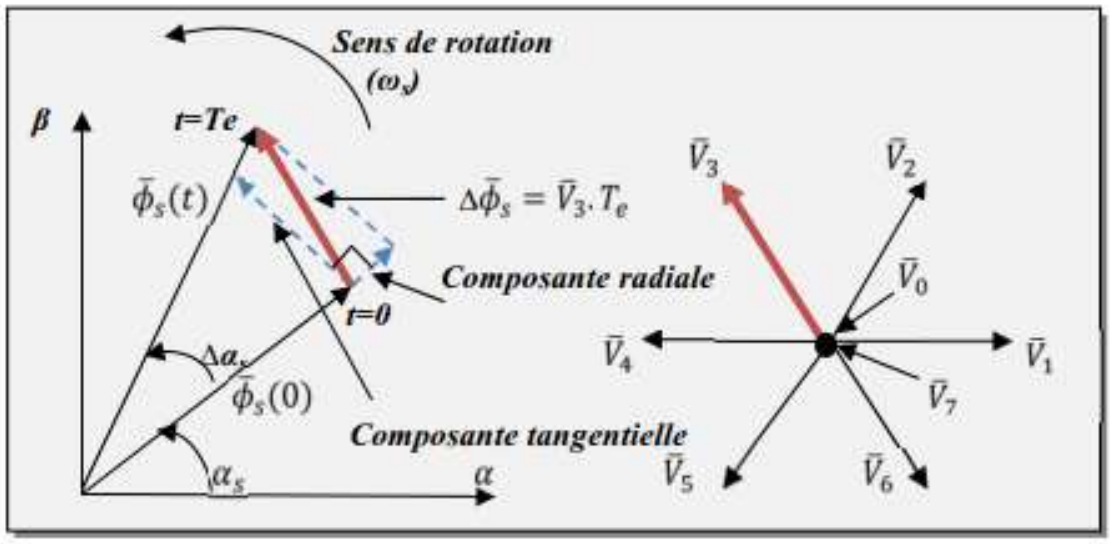


Figure III.1 Exemple d'évolution de l'extrémité de Φ_s pour R_s I_s négligeable

La "composante du flux" du vecteur tension (composante radiale) fait varier l'amplitude de Φ_s et sa "composante du couple" (composante tangentielle) fait varier la position Φ_s .

En choisissant une séquence adéquate des vecteurs V_s, sur les périodes de commande Te, il est donc, possible de fonctionner avec un module de flux Φ_s pratiquement constant, en faisant suivre a l'extrémité de Φ_s une trajectoire presque circulaire, si la période Te est très faible devant la période de rotation du flux statorique.

Lorsque le vecteur de tension V_s sélectionné est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité de Φ_s est donnée par sa dérivée $d\Phi_s/dt$, Ainsi la "vitesse" de déplacement de l'extrémité de Φ_s .

Lorsqu'on néglige le terme R_sI_s , est donnée par $V_s = d\Phi s/dt$.

La vitesse de rotation de Φ_s dépend fortement du choix de V_s ; elle est maximale pour un vecteur V_s perpendiculaire à la direction de Φ_S , et nul si on appliqué un vecteur nul. Elle peut aussi être négative.

III .3.2 Contrôle de couple électromagnétique

En régime établi, on suppose pour simplifier que le vecteur flux statorique ω_{s0} tourne avec une amplitude constante Φ_s et avec une vitesse de rotation moyenne ω_{s0} , on suppose également que le vecteur flux rotorique Φ_r .

Conserve une amplitude constante et tourne a la même pulsation moyenne ω_{s0} que le vecteur flux statorique.

$$\overline{\phi_r} = \overline{\phi_{r0}}\, e^{i\theta_{r0}} \qquad \text{(III.6)}$$

$$\overline{\phi_S} = \overline{\phi_{S0}}\, e^{i\theta_{s0}} \qquad \text{(III.7)}$$

Ou Φ_{s0} et Φ_{r0} sont les modules respectifs du flux statorique et du flux rotorique à l'instant « t_0 ».a partir des relations liant les flux et le courant et de l'expression générale du couple électromagnétique peut être transformée en une fonction sinusoïdale.

$$C_{em} = p\frac{L_m}{\sigma L_s L_r}\Phi_{s0}\Phi_{r0}\sin(\gamma_0) \qquad \text{(III.8)}$$

Tel que

$$\gamma_0 = \theta_{s0} - \theta_{r0} \qquad \text{(III.9)}$$

- $\overline{\Phi}_s$: le vecteur de flux statorique.
- $\overline{\Phi}_r$: le vecteur de flux rotorique ramène au stator.
- γ : l'angle entre les vecteurs des flux statorique et rotorique.

Le couple dépend de l'amplitude des deux vecteurs de flux Φ_s et Φ_r et leur position relative. Si l'on parvient à contrôler le flux Φ_s (à partir de Vs) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative de Φ_r .

III.4 Description de la structure de contrôle

III.4.1 Sélection du vecteur tension V_s

Contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du vecteur flux à l'intérieur d'une certaine fourchette. Le choix de V_s dépend de la variation souhaitée pour le module de flux En sélectionnant un vecteur V_s (S_a, S_b, S_c) approprié, l'extrémité du flux peut être mais également de l'évolution souhaitée pour sa vitesse de rotation et par conséquent pour le couple.

On délimite généralement l'espace de l'évolution de Φ_s dans le référentiel fixe (*stator*) en le décomposant en six zones (*avec i=1,……,6*), symétriques par rapport aux directions des vecteurs tensions non nuls, déterminés à partir des composantes du flux.

Lorsque le vecteur flux se trouve dans une zone numérotée i, les deux vecteurs V_{i+1} et V_{i+3} ont la composante de flux la plus importante.

En plus, leur effet sur le couple dépend de la position du vecteur flux dans la zone.

Ainsi, ils ne sont jamais appliqués quel que soit le sens d'évolution du flux et du couple.

Le contrôle du flux et du couple est assuré en sélectionnant un des quatre vecteurs non nuls ou un des deux vecteurs nuls, le rôle du vecteur tension sélectionné est décrit sur la figure (III.2).

Pour fixer l'amplitude du flux statorique, l'extrémité du vecteur flux doit avoir une trajectoire circulaire. Pour cela, le vecteur tension appliqué doit toujours être perpendiculaire au vecteur flux. Mais comme on a que huit vecteurs, on est obligé d'accepter une variation d'amplitude autour de la valeur fixe souhaitée.

- Si V_{i+1} est sélectionné alors l'amplitude du flux croit et le couple croit.
- Si V_{i+2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple croit.
- Si V_{i-1} est sélectionné alors l'amplitude du flux croit et le couple décroît.
-
- Si V_{i-2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple décroît.

- Si V_0 ou V_7 est sélectionné alors le vecteur s'arrête et le couple décroît si la vitesse est positive et croit si la vitesse est négative [**21**].

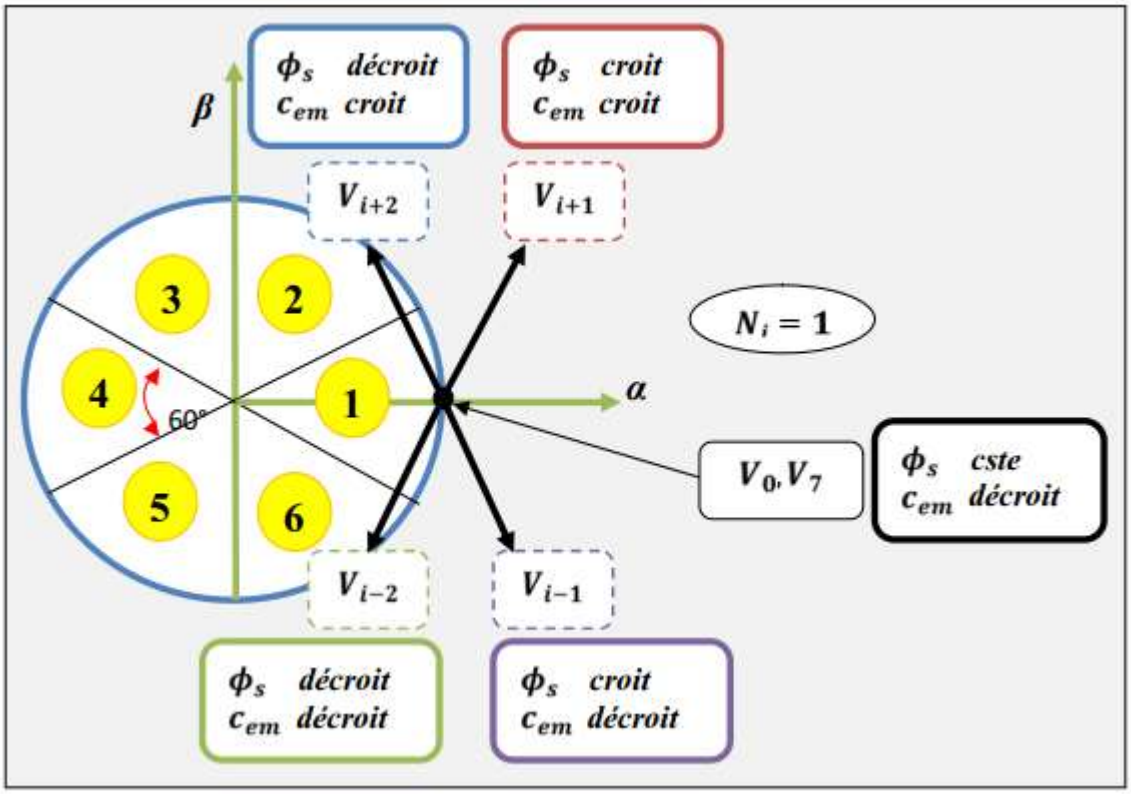


Figure III.2 Sélection du vecteur tension selon la zone N

III.4.2.1 Les estimateurs

L'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique se fait à partir de vecteurs tension et courant statorique **[22][23].**

III.4.2.1 Estimation du flux statorique

La structure de contrôle direct du couple exige l'estimation du flux et du couple, Le flux statorique peut être estimé par différentes techniques.

L'estimateur classique du « modèle tension » est couramment utilisé. Ainsi, l'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ses composantes suivant les axes (α, β) soit :

$$\varphi_s = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \qquad \text{(III.10)}$$

Avec :

$$\phi_\alpha = \int (V_\alpha - RI_\alpha)dt + \phi_\alpha(0) \quad \text{(III.11)}$$

$$\phi_\beta = \int (V_\beta - RI_\beta)dt + \phi_\beta(0) \quad \text{(III.12)}$$

Les composantes des courants I_α , I_β sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux courants mesurés I_a, I_b, I_c :

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ \sqrt{2} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad \text{(III.13)}$$

Comme la machine est équilibre $(i_a + i_b + i_c = 0)$

$$i_\alpha = \frac{1}{\sqrt{3}}(\sqrt{2}i_a - \frac{1}{\sqrt{2}}i_b - \frac{1}{\sqrt{2}}i_c) = \sqrt{\frac{2}{3}}(i_a - \frac{1}{2}(i_b + i_c)) = \sqrt{\frac{2}{3}}(\frac{3}{2}i_a) = \sqrt{\frac{3}{2}}i_a \quad \text{(III.14)}$$

Avec

$$i_b + i_c = -i_a \quad \text{(III.15)}$$

$$i_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}(o.i_a + \sqrt{\frac{3}{2}}i_b - \sqrt{\frac{3}{2}}i_c) = \frac{1}{\sqrt{2}}(i_b - i_c) \quad \text{(III.16)}$$

On reconstruit les composantes du vecteur tension à partir de la mesure de la tension d'entrée de l'onduleur et des états des interrupteurs (s_a, s_b, s_c) avec les mêmes étapes on obtient :

$$V_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}}(V_a - \frac{1}{2}(V_b + V_c)) = \sqrt{\frac{3}{2}}U_{dc}(s_a - \frac{1}{2}(s_b + s_c)) \quad \text{(III.19)}$$

$$V_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}}(V_b - V_c) = \frac{1}{\sqrt{2}}U_{dc}(s_b - s_c) \quad \text{(III.20)}$$

Ces équations représentent les étapes de calcul nécessaire à l'estimation de l'amplitude de flux statoriques. Cette méthode d'estimation du flux statorique présente l'avantage de la simplicité, de la robustesse vis à vis des variations des paramètres de la machine. Elle exige seulement la connaissance de la résistance statorique R_s, et de la précision, notamment à vitesse moyenne et élevée ou la chute de tension ohmique devient négligeable. Cependant, pour les basses vitesses,

la résistance statorique devient le paramètre prépondérant et des problèmes de dérive et d'instabilité de l'intégrale peuvent se produire.

Les valeurs initiales de Φ_α (0) et Φ_β (0) pour l'estimation du flux sont nulles pour la machine asynchrone.

Enfin, en comparant le signe des composantes α et β du vecteur flux et le rapport entre ces composantes et l'amplitude du flux, le numéro de zone dans laquelle se trouve le flux peut être déterminé.

III 4.2.2 Estimation du couple électromagnétique

Pour l'estimation du couple, on sait que le couple électromécanique $C_{em} = \mathrm{Im}(I_s.\Phi_s)$.

En décomposant les vecteurs on obtient.

$$C_{em} = p(\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \qquad \text{(III. 22)}$$

III.5 Elaboration du vecteur de commande

III.5.1 Elaboration du correcteur de flux

Comme on l'a exposé, lorsque le vecteur flux se trouve dans la zone i, les vecteurs V_{i+1} ou V_{i1} sont choisis pour augmenter l'amplitude du flux, et les vecteurs V_{i+2} ou V_{i-2} sont choisis pour diminuer l'amplitude du flux.

Ce qui montre que le choix du vecteur tension dépend du signe de l'erreur du flux et ne dépend pas de l'amplitude de l'erreur. Donc, la sortie du correcteur du flux peut être une variable logique.

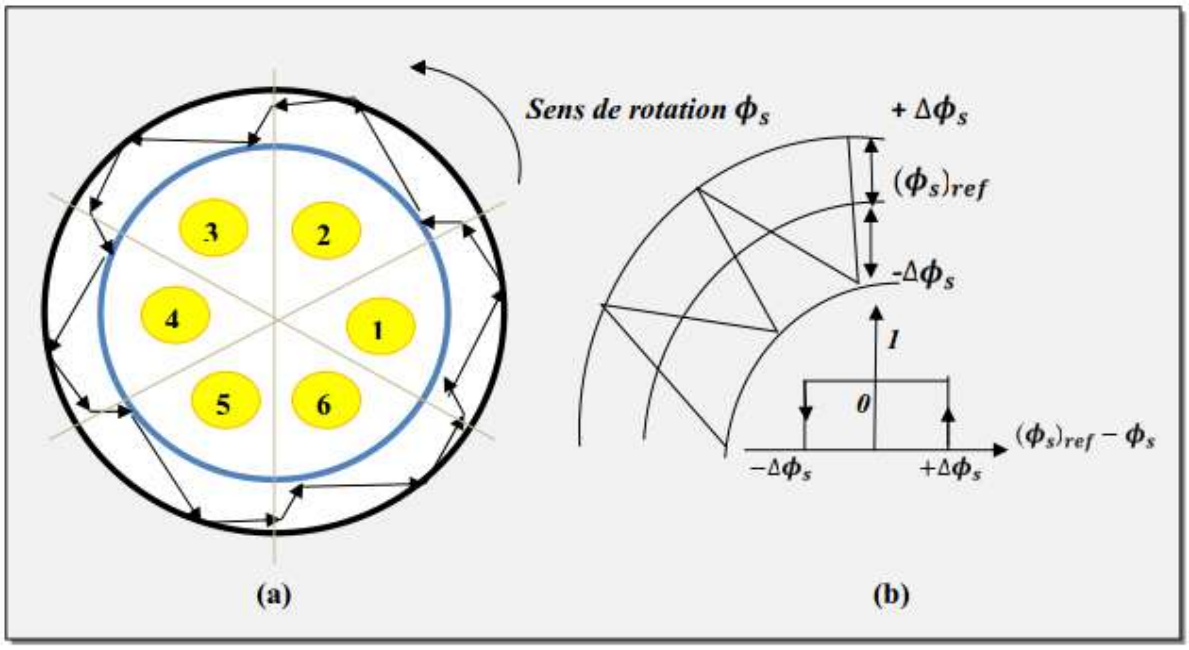


Figure III.3 (a)-Sélection des tensions correspondant au contrôle du flux.
(b)-Controleur à hystérésis à deux niveaux.

On ajoute une bande d'hystérésis autour de zéro pour éviter les commutations inutiles lorsque l'erreur de flux est très petite. En effet, avec ce type de correcteur malgré sa simplicité,

On peut facilement contrôler et maintenir l'extrémité du vecteur flux dans une couronne circulaire.

La sortie du contrôleur du flux cflx indique les déplacements supérieurs et inférieurs de l'amplitude du flux. Le comparateur à hystérésis à deux niveaux, appliqué sur le flux permet de respecter [24] : $|\Phi_{réf} - \Phi_s| < \Delta\Phi$

- ✓ Si $\Delta\phi_s > \varepsilon_\phi$ alors Cflx=1
- ✓ Si $0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi$ et $d\Delta\phi_s/dt > 0$ alors Cflx=0
- ✓ Si $0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi$ et $d\Delta\phi_s/dt < 0$ alors Cflx=1
- ✓ Si $0 \leq \Delta\phi_s < -\varepsilon_\phi$ alors Cflx=0

En effet, si on introduit l'écart $\Delta\phi_s$ entre le flux de référence ϕref et le flux estimé ϕs dans un comparateur à hystérésis à deux niveaux figure (II.3.b), celui-ci génère à sa sortie la valeur Cflx =+1 pour augmenter le flux (Cflx= 0 pour le réduire), cela permet de plus d'obtenir une très bonne performance dynamique du flux.

Ainsi, seul les vecteur Vi+1 ou Vi+2 peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux statorique ϕs . Par contre, ce correcteur ne permet pas l'inversion du sens de rotation du vecteur flux ϕs . Ainsi, pour aller en marche arrière, on s'impose un croisement d'un bras du convertisseur [25].

Avec :

$\Phi_{réf}$: consigne de flux

$\Delta\Phi_s$: l'écart d'hystérésis du contrôleur.

III.5.2 Elaboration du correcteur du couple

Deux types de comparateurs à hystérésis (deux niveaux ou trois niveaux), peuvent être envisagés pour contrôler le couple. Mais on a vu que le couple peut croître ou décroître en appliquant les vecteurs tensions nuls. L'avantage d'utiliser le vecteur nul est que grâce aux changements moins rapides de couple on diminue le nombre de commutation. En plus, la nature du vecteur nul appliqué peut être choisis de manière à réduire encore plus le nombre de commutations.

On constate que pour appliquer V_{i-1} après V_{i+1} au vice versa, il faut une commutation dans deux bras différents. De même pour appliquer V_{i-2} après V_{i+2} et vice versa, mais il y a toujours un vecteur nul qu'on applique après un vecteur non nul avec une seule commutation, il est évident que si on choisit un vecteur tension non nul, le couple décroît plus rapidement que si on applique un vecteur tension nul.

- V_1, V_3, V_5, ⟷ V_0
- V_2, V_4, V_6 ⟷ V_7
- V_{i+1} ⟷ V_{i-1}
- V_{i+2} ⟷ V_{i-2}

III .5.2.1 Correcteur à hystérésis à trois niveaux

Ce correcteur permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, présentée par la variable booléenne C_{cpl}.

figure(III.4) indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue (C_{cpl}=1), pour une consigne positive et (C_{cpl}=-1), pour une consigne négative, ou diminuée (C_{cpl}=0). En effet pour diminuer la valeur du couple, on applique les vecteurs $\bar{V}_{i+1}$ ou $\bar{V}_{i+2}$ ce qui permet une décroissance du couple électromagnétique.

En introduisant l'ecart ΔC_e entre le couple électromagnétique de référence C_{ref} et celui estimé C_e dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux, celui-ci génère la valeur Ccpl =1, pour

augmenter le couple, Ccpl = −1, pour le réduire et dans le cas Ccpl = 0 , pour le maintenir constant dans une bande ε_{ce} autour de sa référence.

Ce choix d'augmenter le nombre de niveaux est utilise, afin de minimiser la frequence de commutation moyenne des interrupteurs, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux **[25].**

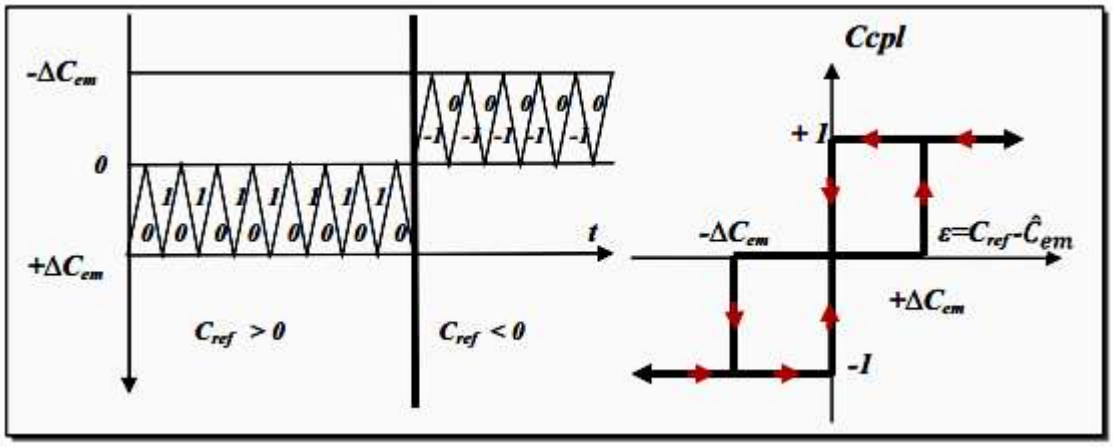


Figure III.4 Correcteur à hystérésis à trois niveaux du couple

On peut écrire alors:

- ✓ Si $\Delta C_e > \varepsilon_{Ce}$ alors Ccpl=1
- ✓ Si $0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{Ce}$ et $d\Delta C_e/dt > 0$ alors Cfcpl=0
- ✓ Si $0 \leq C_e \Delta \leq \varepsilon_{Ce}$ et $d\Delta C_e/dt < 0$ alors Ccpl=1
- ✓ Si $\Delta C_e < \varepsilon_{Ce}$ alors Ccpl=-1
- ✓ Si $-\varepsilon_{Ce} \leq \Delta C_e < 0$ et $d\Delta C_e/dt > 0$ alors Ccpl=0
- ✓ Si $-\varepsilon_{Ce} \leq \Delta C_e < 0$ et $d\Delta C_e/dt < 0$ alors Ccpl=-1

En introduisant l'ecart ΔCe entre le couple électromagnétique de référence ref C et celui estimé C_e dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux figure (III.4), celui-ci génère la valeur Ccpl =1, pour augmenter le couple, Ccpl = −1, pour le réduire et dans le cas Ccpl = 0 , pour le maintenir constant dans une bande Ce ε autour de sa reference. Ce choix d'augmenter le nombre de niveaux est utilisé, afin de minimiser la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux [25].

L'utilisation du correcteur permet une décroissance rapide du couple. Par exemple, on peut appliquer les vecteurs V_{i-1} ou V_{i-2}. Si l'on choisit un sens de rotation positif (sens trigonométrique), le flux ϕ_r rattrapera d'autant plus vite le flux ϕ_s que ce dernier ne se contente pas seulement de " l'attendre: cas de l'application des vecteurs nuls, par contre dans le sens inverse de rotation de ϕ_s [25].

III.6 Elaboration de la table de commande :

La table de commande est construite en fonction de l'etat des variables Cflx, Ccpl et la zone N qui définit la position du vecteur flux statorique Φs . Plusieurs tables de commutation peuvent être utilisées pour contrôler le couple et le flux statorique [26].

Φ \ N / C		1	2	3	4	5	6	COMPARATEUR
cflx =1	ccpl=1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	**2 NIVEAUX**
	ccpl=0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	
	ccpl=-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	**3 NIVEAUX**
cflx =0	ccpl=1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	**2 NIVEAUX**
	ccpl =0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	
	ccpl =1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	**3 NIVEAUX**

Tableau III.1Table de commande tenant compte des deux cas du contrôleur de couple

III .7 Structure générale du contrôle direct du couple :

La structure d'une commande par DTC appliquée à la MAS est représentée par la figue suivant :

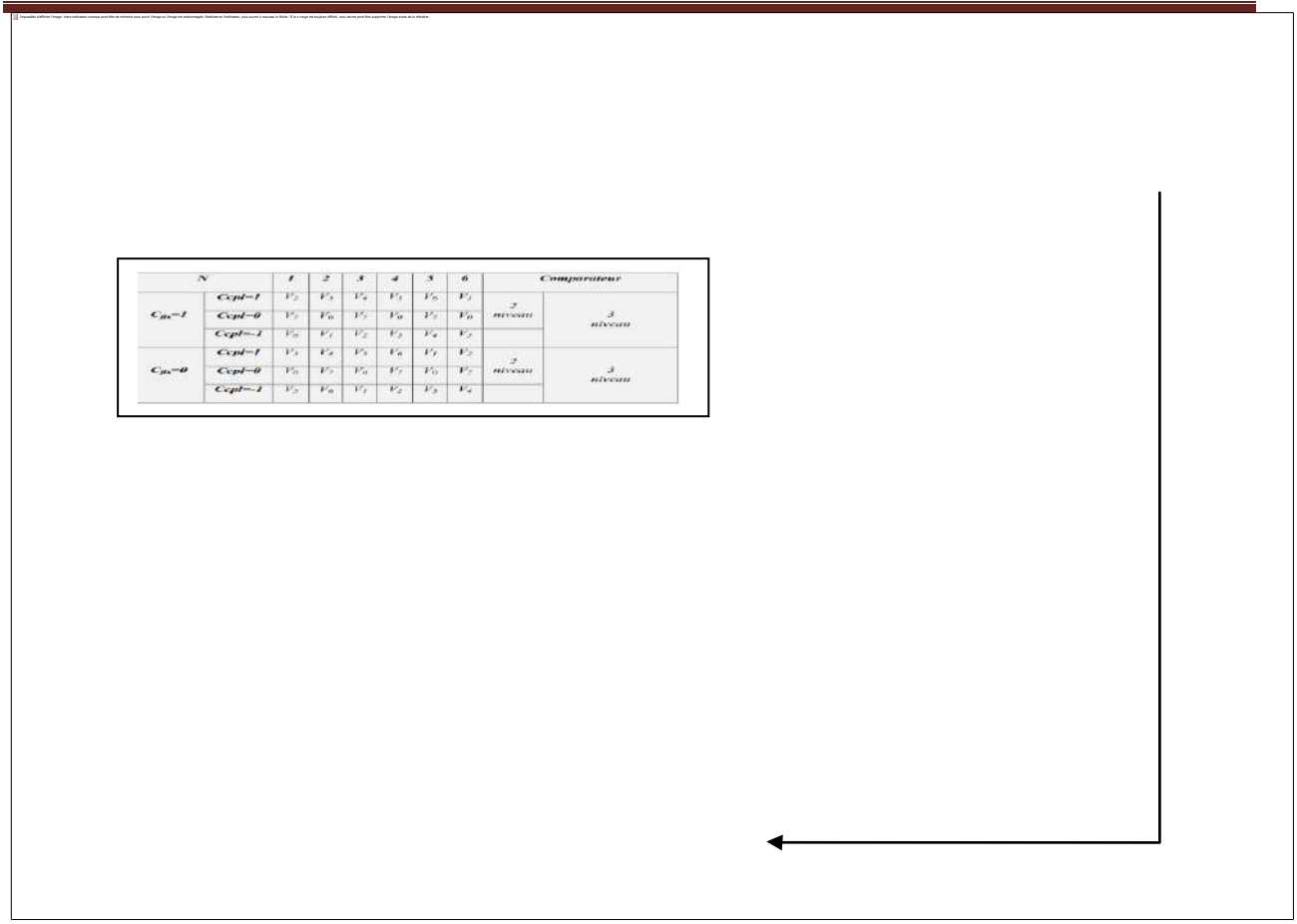


Figure III.5 Schéma de la structure générale du contrôle directe du couple.

III.8 Résultats de simulation et interprétation

Le comportement de la structure de la commande directe du couple, appliquée à une machine de 3 kW, est simule sous l'environnement MATLAB/Simulink. La simulation est effectuée dans les conditions suivantes :

La bande d'hystérésis du comparateur de couple est, dans ce cas, fixée a ± 0.01 Nm, et celle du comparateur de flux à ± 0.02Wb. $C_{elm\,(ref)}$ est récupère a la sortie d'un PI, $\Phi_{s(ref)}$ = 1 wb Le choix des largeurs de bandes des correcteurs à hystérésis pour les comparateurs de flux et du couple reste essentiel. En effet, une bande assez large se répercute sur les grandeurs contrôlées. En revanche, une largeur de bande assez étroite n'est pas intéressante **[27].**

Plusieurs techniques ont été présentées pour amélioré les performances de la DTC, voir les références **[25],[28],**dans le but de réduire les ondulations du couple électromagnétique et de flux.

On a constaté que la DTC conventionnelle donne de bonnes performances dynamiques et statiques du couple développé et de flux statorique. On s'intéressera par la suite a l'étude de l'effet des paramètres de réglage sur les performances de la commande par DTC.

III.8.1Commande avec boucle de vitesse

La figure (II.8) représente les résultats de simulation obtenus en utilisant le modèle du contrôle direct du couple DTC en considérant que la machine est en fonctionnement en charge à l'instant t=1s avec un couple de 18 N.m.

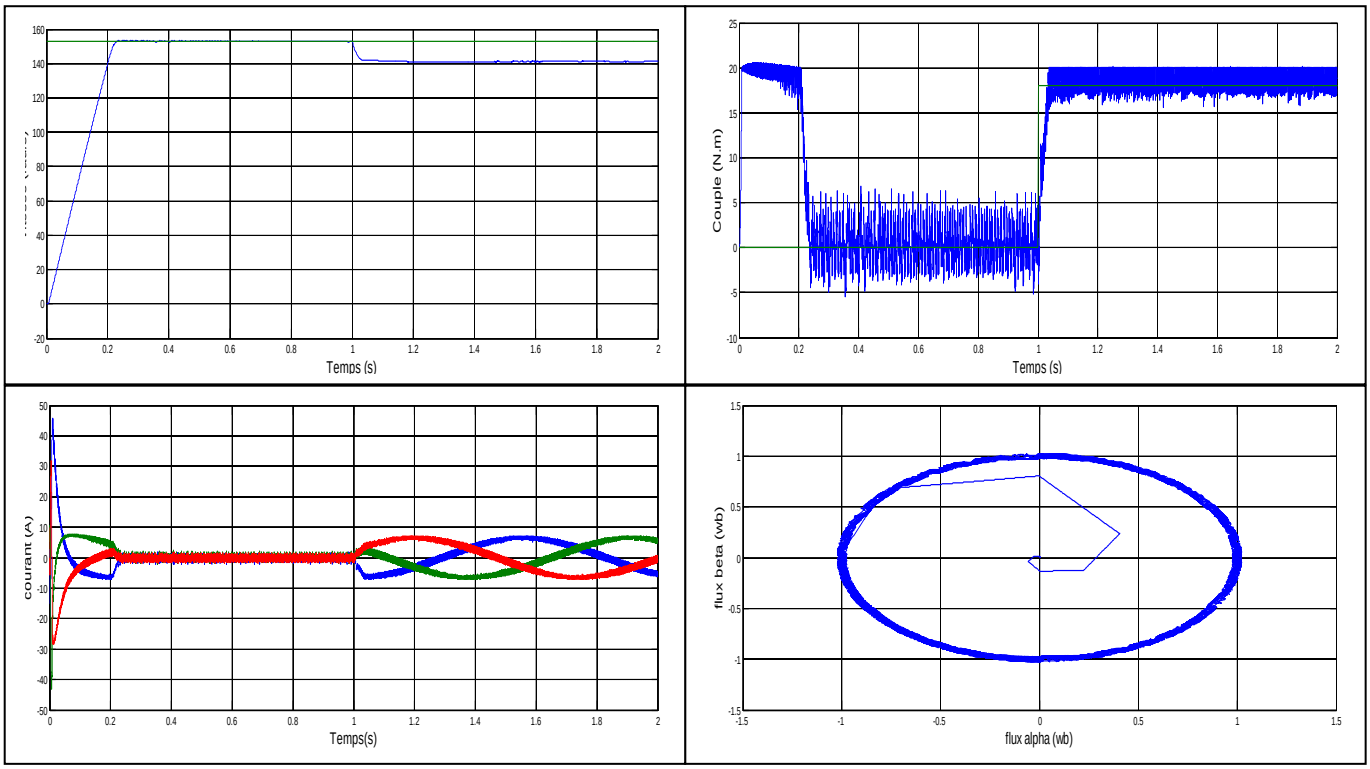


Figure III.6 Résultat de simulation du contrôle direct du couple DTC

La figure (II.8) montre la réponse du système de contrôle à l'application d'une charge de 18 N.m, et une vitesse de référence de 157 rad/s. Le couple et la vitesse suivent bien leurs références avec une dynamique très rapide. On peut remarquer aussi que le comparateur à hystérésis a permis de maintenir l'extrémité du flux statorique dans la bande d'hystérésis.

La trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire.

On note ici la présence des oscillations au niveau du couple électromagnétique ce qui constitue un inconvénient majeur de la commande direct du couple DTC.

III.8.2 Inversion du sens de rotation

Afin de tester la robustesse du contrôle directe du couple vis-à-vis à une variation importante de la référence de la vitesse, on introduit un changement de la consigne de vitesse de (153 rad/s à -153 rad/s) a l'instant t=1s après un démarrage a vide. A l'inversion de vitesse on

remarque sur la figure (II.9) que la poursuite en vitesse s'effectue mais avec un de passement, de même pour le couple qui subit lui aussi un dépassement avant de se stabiliser. Les courants statoriques présentent des ondulations qui atteignent a l'inversion de vitesse la valeur du pic au démarrage.

La trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire.

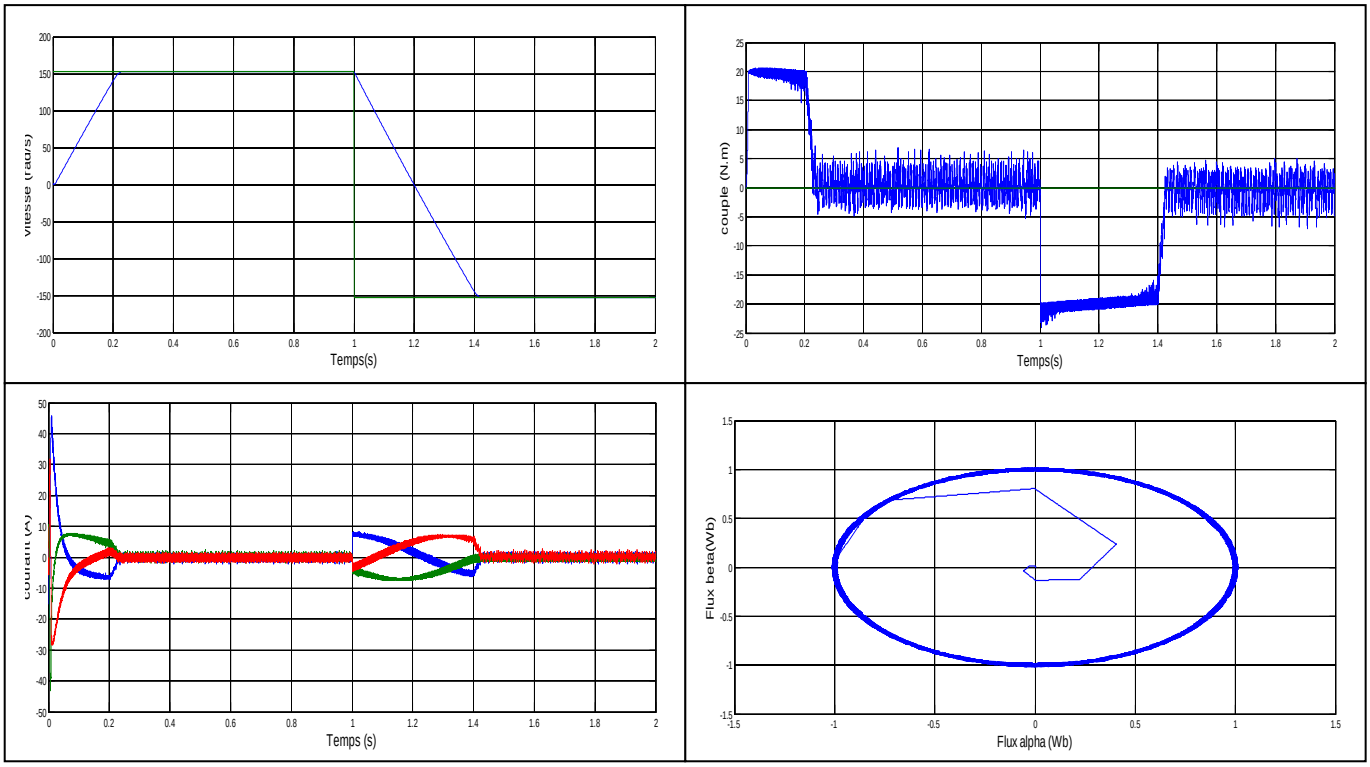


Figure III.7 Réponses du système pour une inversion de la vitesse.

III.8.3 Teste de la DTC à base vitesse

Les simulations sont effectuées en fonctionnement à basses vitesses est cela par l'application a la consigne de vitesse les variations de +50 rad/s à -50 rad/s à t=1s. Cependant, on introduisant à l'instant t=1s un couple de 18 N.m après un démarrage à vide. figure III.8

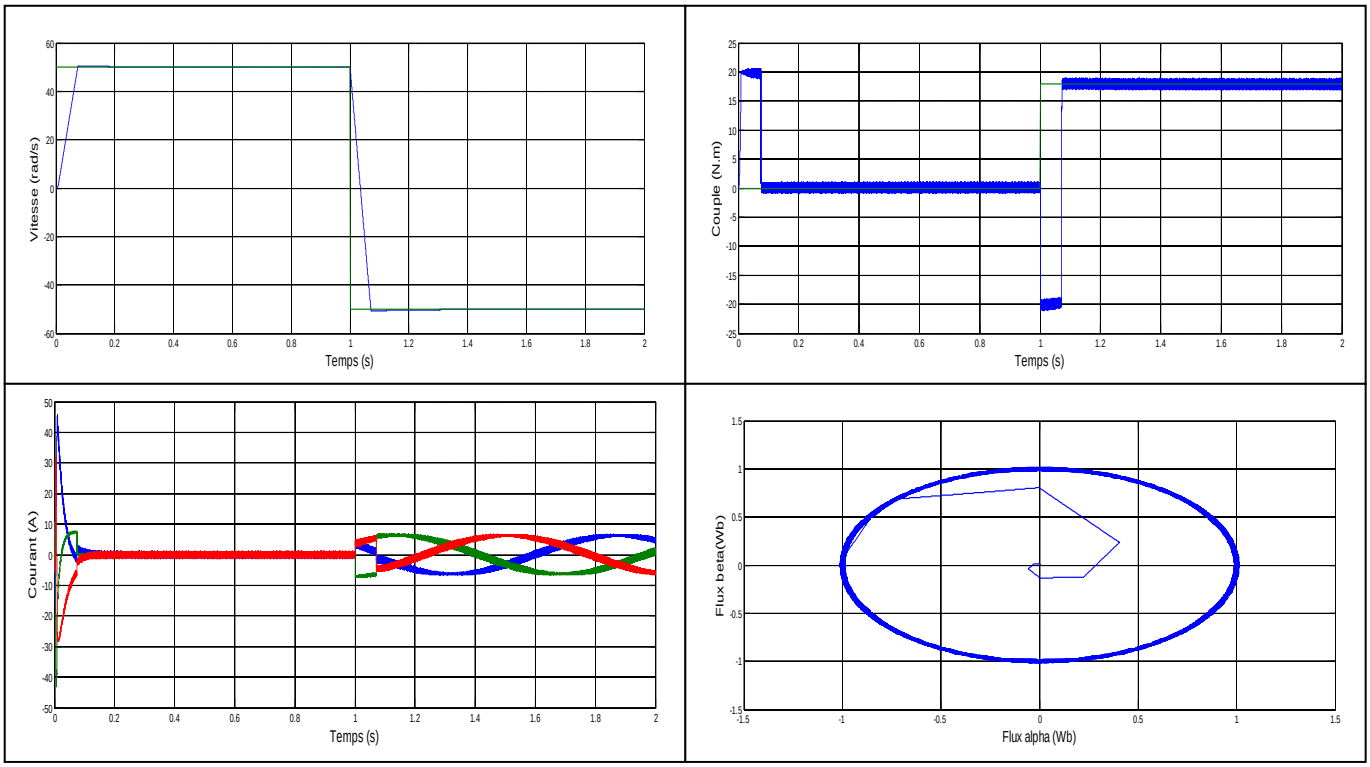


Figure III.8 Résultat de simulation du DTC à base vitesse.

III.8.4 Robustesse vis-à-vis les variations paramétriques

La figure III.9 montre les réponses dynamiques de la machine lors de la variation paramétrique de la machine est cela en considérant une variation de la résistance rotorique ainsi que le moment d'inertie.

On note que d'après les résultats de simulation, obtenus pour différentes valeurs de R_r et J, qu'une augmentation de 50% de la résistance et du moment d'inertie entraîne une augmentation du temps de réponse de la vitesse. Pour la dynamique du couple électromagnétique, on note aussi le couple électromagnétique présente un pic de 55 N.m et se stabilise à ça valeur de référence imposée, la vitesse de rotation présente aussi une légère augmentation due à l'augmentation du moment d'inertie et se stabilise à sa référence imposée.

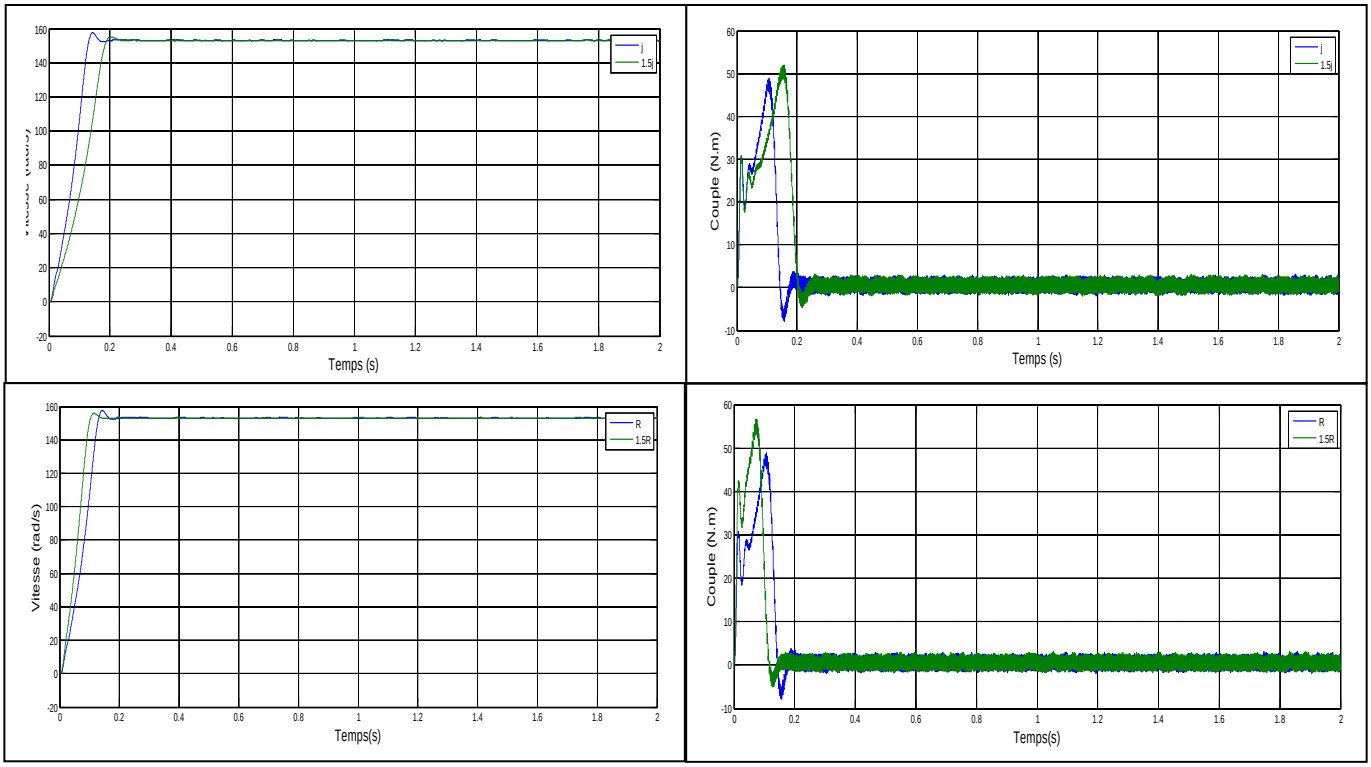


Figure III.9 Robustesse de la commande vis-à-vis la variation des Rr et J.

III .9 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté la structure du contrôle direct du couple (DTC) qui apparaît comme un moyen efficace et simple de piloter une machine asynchrone, ainsi il apporte une solution efficace aux problèmes de la robustesse et présente des avantage par rapport aux contrôle vectoriel classique tel que le contrôle direct du couple sans contrôle de vitesse.

L'étude des principes de la structure de la commande DTC a été élaborée à partir des conditions de fonctionnements idéals, ou l'on considère la vitesse suffisamment élevée pour négliger l'effet de la résistance statorique. De plus la présence des correcteurs a hystérésis produit des oscillations des grandeurs contrôlées (flux et couple).

Ainsi cette stratégie de commande est insensible aux variations des paramètres rotoriques de la machine, l'estimation de flux ne dépend que de la résistance du stator. En outre, la fréquence de commutation est variable et difficile à maitriser du fait l'utilisation des contrôleurs a hysteresis, ce point constitue l'un des inconvénients majeurs de la DTC.

Finalement, l'influence de la période d'échantillonnage C_e et de la largeur de la bande D'hystérésis sur le débordement du couple estimé hors de sa bande d'hystérésis a été étudiée.

Nous en avons ainsi conclu que le couple électromagnétique est d'autant mieux régulé que la période d'échantillonnage et la bande d'hystérésis du comparateur du couple sont réduites.

IV.1 Introduction

DSPACE a but non lucratif. Il est facile à installer « out of the box » et personnalisable pour répondre aux besoins de toute organisation.

DSPACE permet un accès facile ouvert à tous les types de contenu numérique, y compris textes, images, images animés et ensembles des données.

DSPACE gère différents formats d'importation/exportation, et possède plusieurs avantages :

- Facile à utiliser en temps réel du matériel.
- I/O interface d'E/S idéalement relie par blocs interface en temps réel
- Intégration transparente dans MATLAB/Simulink /state flow

La carte DSPACE assure les aspects logiciels et numériques de la commande, depuis L'acquisition numérique des signaux d'entrées jusqu'aux signaux (MLI/PWM) de commandes des bras de pont (signaux de sorties), en passant par les asservissements, qui sont ensuite implantés au sein de cette carte dans des mémoires FLASH allouées.

La carte DSP utilisée est la DSPACE DS1104. Le processeur principal est un MPC8240, avec un cœur Power PC 603e et une horloge interne à 250 MHz. Il a une capacité mémoire de 8 Mo en Flash et de 32 Mo en SDRAM et de 3 timers (32 bits) pouvant fonctionner de manière indépendante.

Le PC utilisé doit être compatible avec la carte dSPACE utilisé qui est DS1104.

La caractéristique de PC qu'on a choisi:

- Processeur central:
- Processeur Pentium III à 800 Hz
- Pentium 41.6GHz ou plus (recommandé)

2. La mémoire principale:

- 512MB RAM
- 1Go RAM ou plus (recommandé)

3. Espace disque: 5 GB (installation complète du DVD)

4. Pilotes de disque: lecteur de DVD pour l'installation du logiciel

5. Système d'exploitation: Windows XP professionnel (version 32 bits) avec Service Pack 3

6. Requise slots pour cartes de dSPACE: vous avez besoin d'un libre 33MHz/32-bit 5V PCI.

Pour programmer le DSP, il faut réaliser tout d'abord un schéma dans l'environnement Simulink de MATLAB. Dans "Simulink Library Browser" on trouve une librairie nommée "dSPACE RTI1104" dans laquelle on peut choisir les composants.

IV.2Control Desk

Control Desk est une interface qui permet de visualiser en temps réel différentes variables du Fichier développé sous Simulink et de modifier également des paramètres définissant le mode de fonctionnement des blocs constituant le schéma Simulink. La visualisation de variables ou de signaux et la modification de paramètres sont possibles par l'intermédiaire d'instruments graphiques que l'on sélectionne.

IV.3 CP 1104/CPL 1104 components

Les panneaux de connexion CP 1104 et CPL 1104, la charge totale de tous les E/S du connecteur qui donnent accès à l'alimentation du PC ne doit pas dépasser 500 mA (CP1104) ou 400mA (CPL1104).

IV.3.1 Entrée analogique

Le DS1104 contient 2 types différents de convertisseur analogique/numérique de voie d'entrée analogique :

- Un seul ADC 16-bit avec 4 signaux entrée multiplexée:ADCH1…ADCH4(en matlab: bloc:DS1104MUX_ADC….Voies 1 2 3 4)

- Quatres ADC 12-bit parallèles avec un seul entrée chaque ADCH5…ADCH8 A l‟entrée, le ADC supporte ±10V mais à la sortie, il délivre un signal de ±1V ; alors il faut passer la sortie du ADC dans un block « Gain » de gain 10 pour reconstituer le signal initial.

IV.3.2 sortie analogique

Le DS1104 offre un convertisseur numérique / analogique (DAC) avec 8 canaux parallèles DAC.
Les voies de sorties analogiques sont appelés: DACH1…8
La tension de sortie: ±10V
Le courant de sortie: ±5mA

- Le DAC fait multiplier le signal par 10 ; alors il faut passer le signal dans un block « Gain » de gain (0.1) avant de le relier au DAC.

IV.3.3 Bit I/O

Le DS1104 contient 20 E / S pins numériques appelé: IO0 ... IO19. Vous pouvez sélectionner la direction pour chaque bit individuellement par un logiciel.

NB: IO16... 19 peut être utilisé comme interruption externe. Cette interruption est définie par la transition de haut (1 microseconde) à faible (10ns)

IV.3.4 Esclave DSP numérique I/O (CP18)

L'esclave DSP de DS1104 donne ces E/S :

- Esclave DSP Bit E/S unitaire.

- Esclave DSP synchronisation E/S unitaire.

- Esclave DSP de périphérique interface série.

Les pins de l'esclave DSP E/S numérique sont appelés :

- SPWM1 ... SPWM9 (pin 7, 26, 8, 27, 9, 28, 10, 29, 11)

- ST1PWM ... ST3PWM

- SCAP1 ... SCAP4

- SSOMI

- SSIMO

- SSTE

- SSCLK

IV.3.5 Incrémental Encoder interface

Les connecteurs supplémentaires de l'interface de codeur CP19 et CP20 sont à 15 pins, femelle Sub-D connecteur situé sur le panneau connecteur.

Le Carte DS1104 offre une interface numérique de codeur incrémental avec voies d'entrée pour deux codeurs incrémentaux. Les pins qui constituent les entrées sont appelés:

- **IDX(1), /IDX(1), PHI90(1), /PHI90(1), PHI0(1), /PHI0(1)**

- **IDX(2), /IDX(2), PHI90(2), /PHI90(2), PHI0(2), /PHI0(2)**

L'interface de codeur incrémental soutient asymétriques TTL et signaux différentiels RS422 (sélectionnable par logiciel).

NB: IDX….. Numérique codeur incrémental interface d'entrée index

PHI90 (1) Entrée numérique de codeur incrémental d'indice 90 degrés

PHI0 (1) Entrée numérique de codeur incrémental d'indice 0 degré

Si le extrémité simple contrôle TTL est utilisé, les broches, les PHI90 inversée

IV.3.6 Serial interface (CP 21, CP22)

Le DS1104 contient un récepteur et un transmetteur asynchrone universel (UART) pour faire une communication avec les périphériques externes

L'UART peut être configuré comme une interface RS232, RS422 ou RS485 émetteur-récepteur.

Les pins de l'UART sont appelés :

- **RXD, RXD**

- **TXD, TXD**

- **RTS, RTS**

- **CTS, CTS**

- **DCD, DTR, DSR**

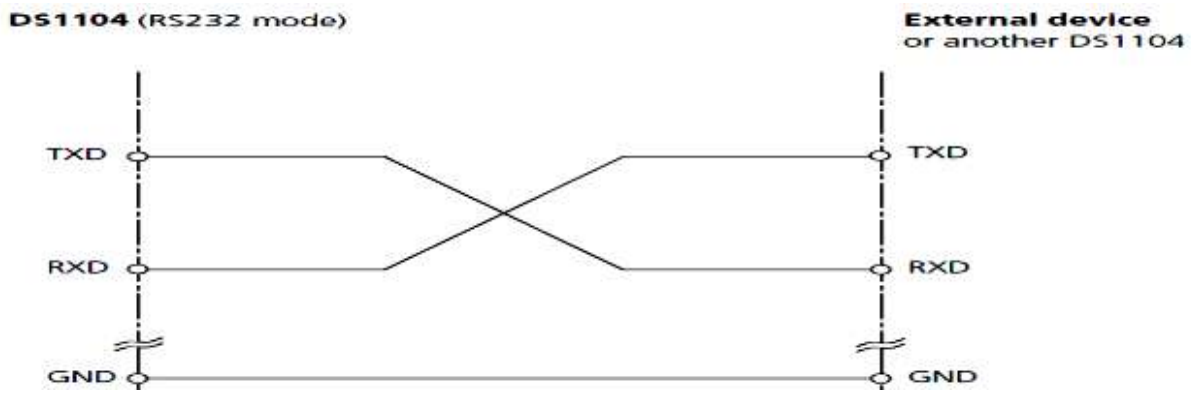


Figure IV.1 connection de dSPACE et l'interface série

Ce sont de connecteur male 9-pin Par défaut, l'interface UART de DS1104 est configurée comme RS 422 pour utiliser comme RS485, vous avez connecté TXD à RXD et TXD\ à RXD**.**

IV.4 Présentation du système expérimental

Le banc d'essais a pour but de développé des méthodes de commande de la machine asynchrone en temps réel. Avant d'appliquer les méthodes sur le banc d'essai, une étape de simulation sur Matlab/Simulink est indispensable pour la validation de ces méthodes, le bloc Simulink , développé sera modifié de telle sorte qu'il soit compatible avec la carte dSPACE «temps réel ». L'interface de contrôle et de visualisation des signaux en temps réel sera réalisée via le logiciel Control Desk. Le système expérimental est donné par la figure.IV.2



Figure.IV.2 Photo du banc d'essais de laboratoire

- Carte de contrôle dSPACE DS1104 R&D

Le système de dSPACE basé sur la recherche et développement DS1104 « DS1104 R&D », la carte DS1104 R&D est logée dans le Bus ISA du PC figure.I.6.(a). C'est un système complet de contrôle en temps réel basé sur un processeur à virgule flottante « PowerPC 604» fonctionné à 250 MHz est travaillant en tant que maitre, et un deuxième processeur de type microcontrôleur de DSP TMS320F240, travaillant en tant qu'esclave.

La carte DS 1104 dispose d'une interface soft « Control Desk ». Celui-ci, gère les composants temps réel « RTI : **R**eal **T**ime **I**nterface» sous l'environnement MATLAB/Simulink via un Panneau de connexion « Entrée/Sortie des signaux » Figure.IV.3



Figure IV.3 Carte de contrôle dSPACE DS1104 R&D,
(a) Carte DS1104 logée dans PC, (b) Panneaux de connexion « Entrée/Sortie des signaux »

- **Capteurs de tension et de courant**

Ces capteurs sont conçus pour la mesure électronique des courants. Ils reposent sur le principe à effet Hall.

- **Machine asynchrone triphasé à cage d'écureuil**

Les paramètres du moteur son inconnu, on va les identifier par la suite. La plaque signalétique est donnée dans l'annexe.

- **Capteur de vitesse**

La vitesse est mesurée à l'aide d'un codeur incrémental

- **Alimentations variables monoposte**

Alimentations portatives alimentées par le secteur triphasé 400V avec neutre et terre délivrant 2 tensions continues variables 0-250V et une tension triphasée variable 0-430V.

- **Freins à poudre**

Un courant continu d'excitation injecté dans la bobine du frein crée un champ qui agglomère la poudre magnétique placée dans l'entrefer. Le couple de freinage est proportionnel au seul courant d'excitation.

IV.5 Mise en œuvre de DTC en temps réel

Le but de cette partie est de vérifier le travail théorique et de simulation, par l'intermédiaire des résultats expérimentaux obtenus avec un onduleur SEMIKRON. Les spécifications de l'onduleur sont données par la suite. L'acquisition des grandeurs électriques faite par la carte dSPACE DS1104 est visualisée sur le logiciel Control Desk en temps réel. Ce logiciel permet de sauvegarder les grandeurs sous forme de fichier de données sur Matlab est puis faire une analyse spectrale via un programme développé sur le script de Matlab.

IV.5.1 Présentation du Système expérimental

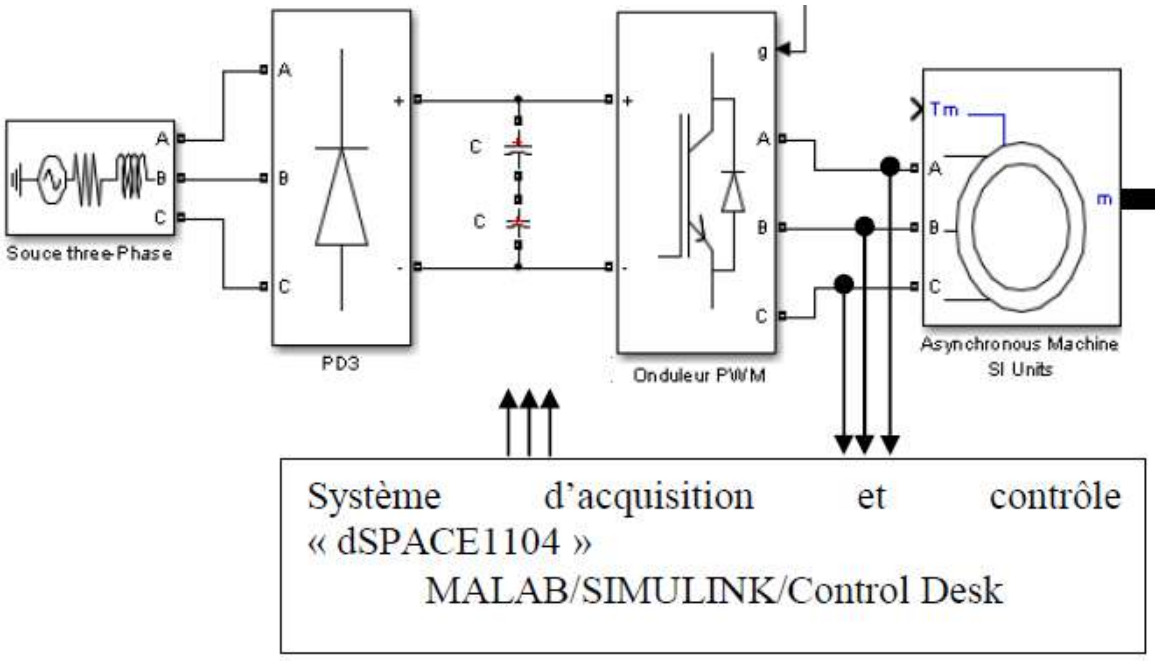
Le système expérimental se compose de trois parties de bases :

1. Organes de puissance (MAS, autotransformateur, onduleur de tension à deux niveaux)

2. Système de contrôle (carte dSPACE DS1104)

3. Les capteurs (capteur de courant, de tension et de vitesse)

La figure ci-dessous représente le schéma synoptique et le banc d'essais de la plate-forme expérimentale.



a) Schéma synoptique du banc d'essais



b) banc d'essais

Figure IV.4 Schéma synoptique de plate-forme expérimentale

IV.5.1.1. Circuits de puissance et de commande

L'onduleur utilisé est un montage didactique à IGBT se présente sous la forme d'un ensemble de puissance, protégé par un capot protecteur en PVC transparent figure IV.4 Sur ce capot disposé les connecteurs de puissance (jusqu'à 30A) type « banane », et les connecteurs BNC pour les commandes et le retour des messages d'erreur.

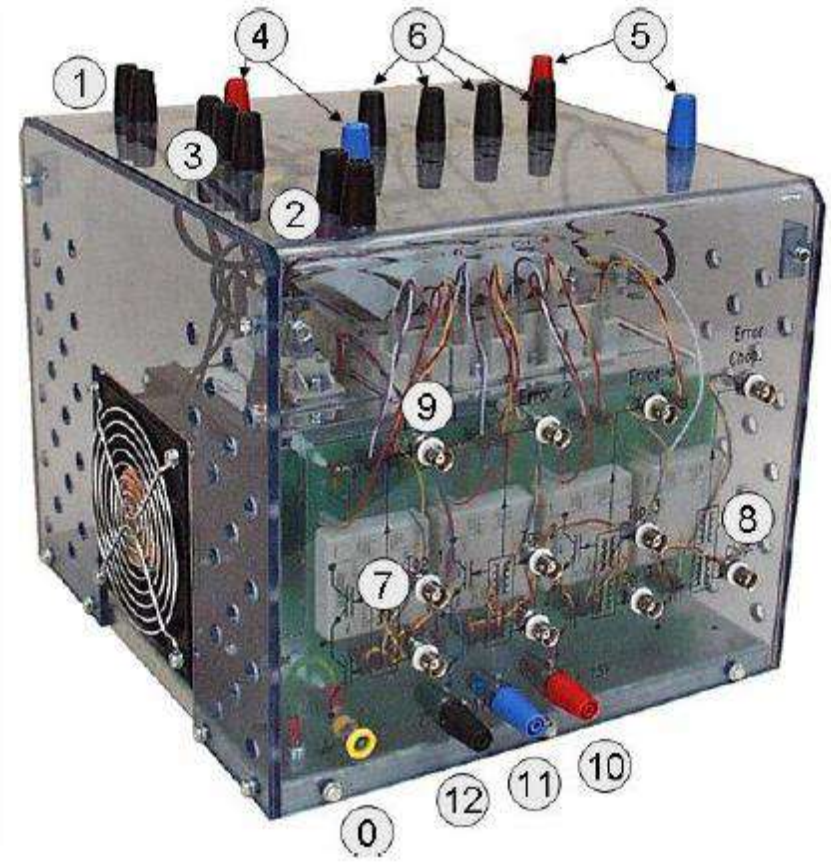


Figure IV.5 Montage didactique à IGBT « PD3 et onduleur »

(0) : Prise de terre ; (1) : Alimentation de ventilateur (230V/50Hz) ; (2) : Disjoncteur thermique (15V) ; (3) : Entrée de redresseur PD3 ; (4) : Sorties de redresseur de C.C (600V) (5) : Entrées de l'onduleur à IGBT de C.C (600V) ; (6) : Sortie de l'onduleur à IGBT et sorties de résistance de frein 400VAC/600VCC ; (7) : Entrée de PWM de l'onduleur, logique C-MOS (0V= IGBT ouvert, 15V= IGBT fermé) ; (8) : Entrée de PWM de résistance de frein, logique C-MOS (0V= IGBT ouverte, 15V= IGBT fermé) ; (9) : Sortie d'erreur ; (10) : Alimentation de Drive 15V ; (11) : Alimentation de Drive 0V ; (12) :Sonde de température

Le montage de puissance est alimenté par un autotransformateur qui permet d'augmenter progressivement la tension pour éviter le saut de tension. Les drivers de ce montage sont de type SKHL 22 et commandent chacun un bras de pont (les 2 IGBT d'un module), les drivers alimentés en 0V/+15V (160mA/driver en max) est délivrent une tension +15V/-15V, ce qui confère à L'IGBT une bonne dynamique à la fermeture et à l'ouverture, et réduit les pertes aux commutations.

Le signal d'erreur est en logique négative, c'est-à-dire qu'il délivre un signal de +15V s'il n'y a pas d'erreur (logique sécuritaire).

IV.5.1.2. Utilisation du module Real Time Interface (RTI)

Des bibliothèques de modèle d'entrées/sorties sous forme de blocs Simulink pour chacune des cartes dSPACE sont fournies avec l'interface RTI. Ces blocs sont donc utilisés lors de l'adaptation du schéma de simulation à l'environnement temps réel dSPACE figure IV.5

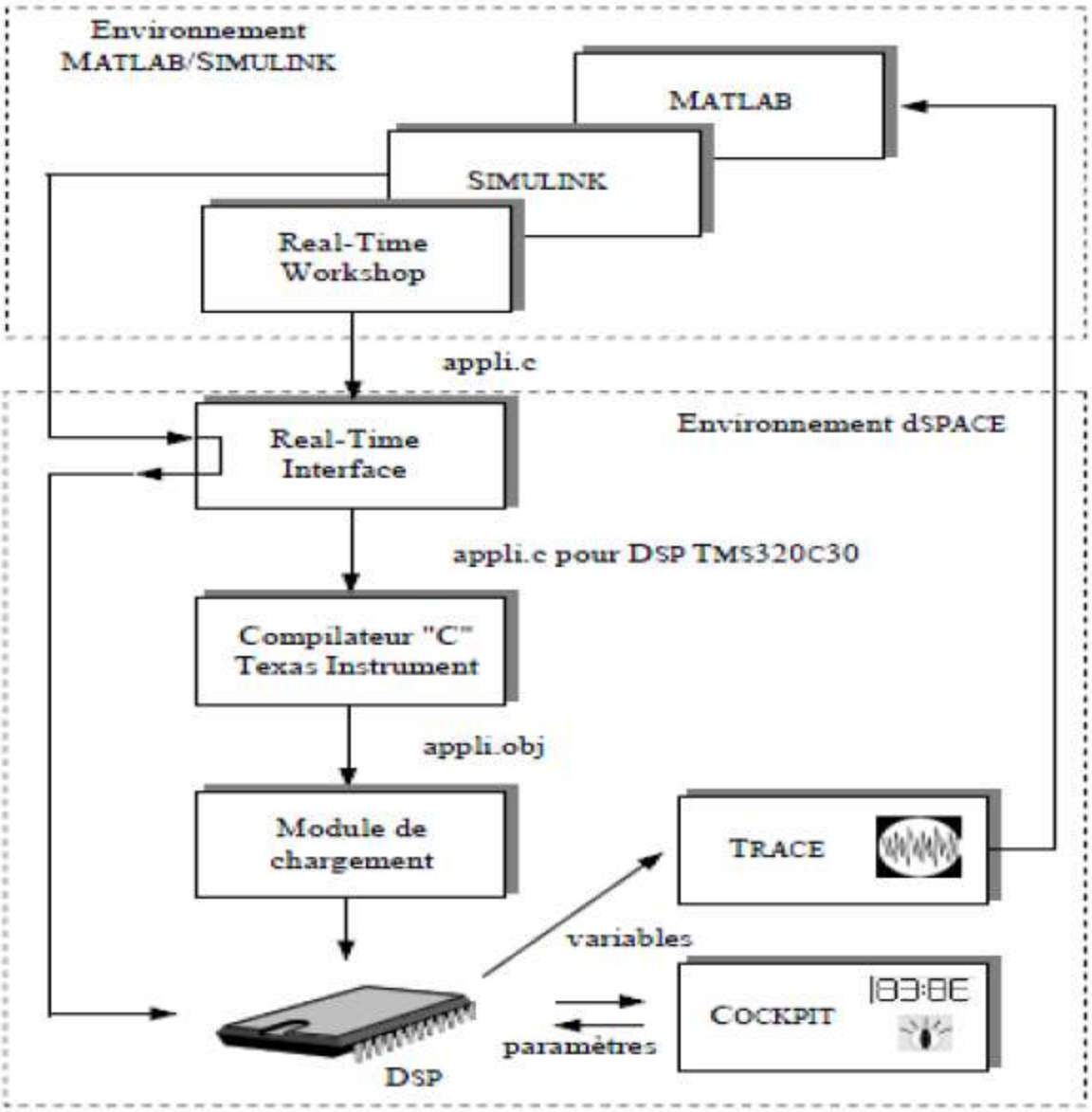


Figure IV.6 Développement d'une application temps réel sous Matlab/Simulink

IV.5.1.3 Création d'un modèle en temps réel

Un des meilleurs atouts de DS1104 et la facilité avec laquelle on peut construire des applications en temps réel. Le temps entre la conversion de la conception des instructions

Numériques pour le DSP et l'exécution effective de l'application dépend seulement de la façon dont l'ordinateur peut compiler rapidement le code initial.

Le modèle développé pour la simulation doit être connecté à des dispositifs externes (générateurs de signaux et oscilloscopes). Puisque ces dispositifs sont physiquement des générateurs / récepteurs de signaux partant ou provenant du DSP, on doit faire passer ces signaux par l'intermédiaire des canaux d'entrée-sortie analogiques, situés sur le boîtier de connexion de la carte.

Le schéma Simulink en temps réel est composé de l'onduleur, développé en avant et des blocs de communication avec l'extérieur figure IV.6 :

- DS1104ADC_C5 : bloc de Convertisseur Analogique/Numérique ADC pour l'acquisition des courants et des tensions

- DS1104SL_DSP_PWM3 : il génère les signaux pour déblocage du système de puissance, ce bloc remplacera le générateur et la comparaison triangulaire utilisée dans la simulation, car ces fonctions sont internes de bloc.

- DS1104ENC_POS_C1 et DS1104ENC_SETUP : pour l'acquisition de la vitesse

IV.5.1.4 Système d'acquisition « Control Desk »

Control Desk permet de dialoguer avec la carte dSPACE via le schéma Simulink chargé dans celle-ci. Le programme de la carte dSPACE est lancé lorsque Control Desk passe en mode actif. A cet instant le programme se trouve dans l'état éteint.

IV.5.2. Résultats expérimentaux de la commande

IV.5.2.1. Acquisition avec la carte dSPACE DS1104

L'acquisition des données est faite à l'aide du module *capture setting* disponible dans l'interface Control Desk. Le choix des variables se fait dans l'onglet capture setting du menu data acquisition. Sur la fenêtre principale, on saisit le temps de l'acquisition.

On désire, pour des raisons de confort auditif et de réduction des harmoniques de bas niveau sur la machine, atteindre une fréquence de découpage (fc) de 10kHz. Nous pouvons atteindre cette fréquence sans risquer d'endommager les IGBT. L'indice de modulation m=0.9 et la fréquence d'acquisition est égale 10kHz.

Les onduleurs génèrent des harmoniques dans le réseau d'alimentation. Pour pouvoir distinguer ces harmoniques et les harmoniques de temps générés par la tension d'alimentation.

IV.5.3 Exemple d'inversion de vitesse

Cet exemple Figure IV.9 montre le relevé expérimental d'une inversion de vitesse à vide d'une machine asynchrone.

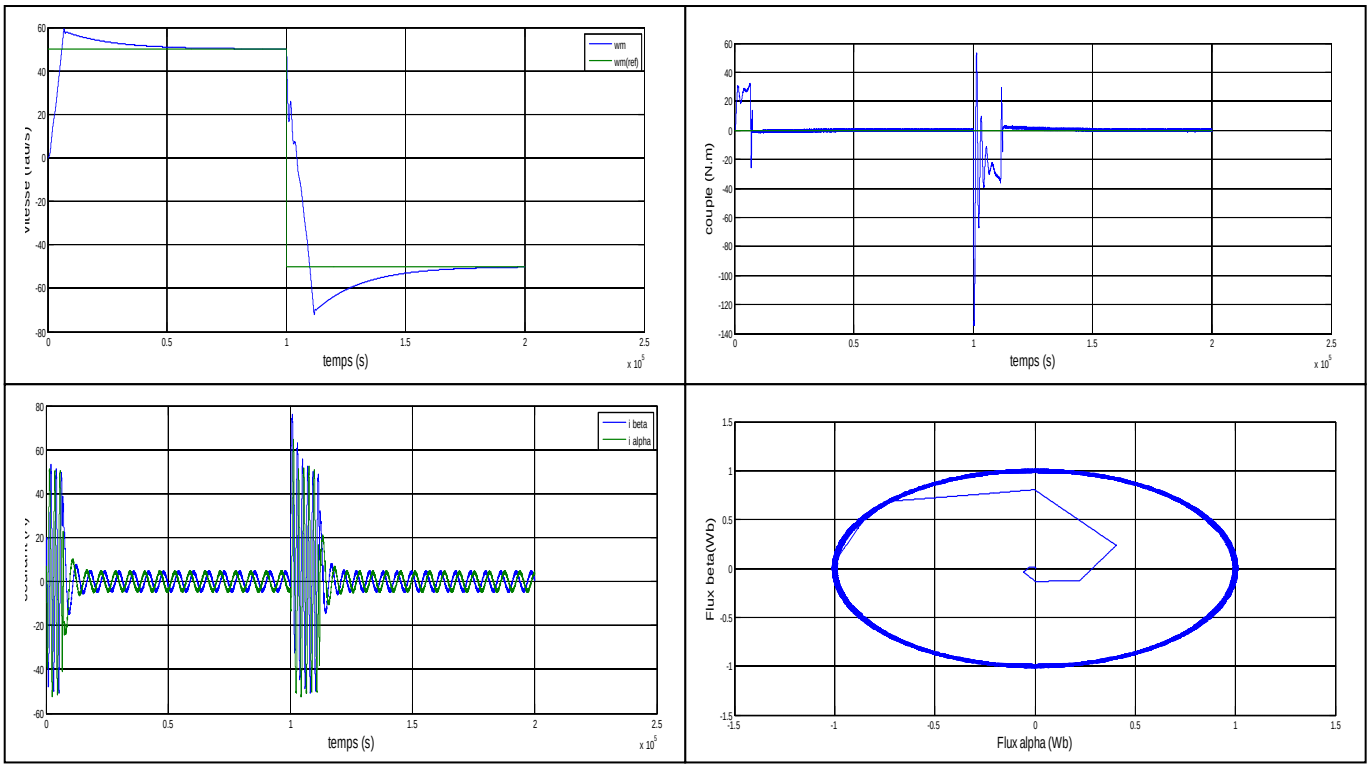


Figure IV.7 Relevé expérimental lors d'une inversion de vitesse

La figure ci-dessous montre l'interface de gestion de la carte DSP dSPACE DS1104 lors d'une acquisition des signaux du programme de commande vectorielle IRFO qui s'exécute en temps réel sur la carte.

La machine est une MAS de 3 kW. L'essai correspond à des inversions de vitesses successives +50 / -50 rd/s.

II.6 Conclusion

Le contrôle DTC est introduit afin de pouvoir commander la machine asynchrone avec le maximum de dynamique.

Il repose sur un modèle en régime transitoire. Il permet un réglage précis du couple de la machine et même d'assurer du couple à vitesse nulle. Le contrôle DTC exige une puissance de calcul qui est à la portée des DSP et micro-contrôleurs actuels.

Conclusion générale :

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur la modélisation et la commande d'une machine asynchrone avec estimation de vitesse et de résistance rotorique et des paramètres.

La première étape à été en consacrée a la modélisation de la machine asynchrone à cage et du l'onduleur . L'introduction de quelque hypothèse simplificatrices a permis l'obtention d'un modèle triphasé, réduit à son tour en modèle biphasé suite a l'application de la transformation de concordia, la simulation de l'association onduleur machine asynchrone a montré l'existence d'un fort couplage entre le flux statorique et le couple électromagnétique.

Dans le deuxième chapitre, on a procédé à l'identification des paramètres dont le machine asynchrone, les paramètres après identification expérimentale par les méthodes classiques de mesure.

Dans le troisième chapitre, nous nous étions intéressés à la commande du machine asynchrone via la commande directe du couple (DTC).

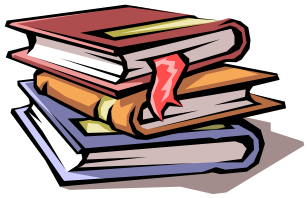
Au cours de ce chapitre, nous avons présenté, la commande directe du couple (DTC) qui consiste à contrôler le flux et le couple directement avec l'utilisation le type de commande classique avec l'utilisation du régulateur de vitesse, de type IP. Indépendamment, avec une sélection appropriée du vecteur des tensions .selon les résultats de simulation qu'on a obtenus, on a constaté que cette méthode de commandes obtient des performances dynamiques et statiques remarquables.

Le dernier chapitre à été consacré à la commande de la machine asynchrone à flux orienté en simulation en utilisant la carte d SPACE.

Le dispositif expérimental proposé est constitué d'un ensemble machine, onduleur, appareils de mesure, processeur (DSP) de traitement et de commande, et d'environnement concernant la protection et l'interfaçage. Le DSP choisi qui adopte la technique parallèle en exécutant les opérations arithmétiques en temps réel présente une supériorité remarquable sur les processeurs conventionnels.

La carte dSPACE est l'une de carte qui contient un DSP très performantes et répondre à son besoin et il travaille en temps réel.

L'environnement Matlab/Simulink/dSPACE offre un outil puissant et fort didactique Pour l'enseignement de la détermination des paramètres et le contrôle des machines asynchrones.



Bibliographie

[1] Bernard Schneider et Alain Beuret « Électricité au service des machines », Hute Ecole d'Ingénierie et de Gestion du Canton de Vaud, 2007

[2] Nabti Khalil " Contribution à la commande de la machine asynchrone par DTC et logique floue " Thèse de magister L'Université Mentouri de Constantine, jui2006

[3] Marcin Żelechowski "Space Vector Modulated-Direct Torque Controlled (DTC-SVM) inverter-Fed

Induction Motor Drive", Thése de Doctorat, Faculty of Electrical Engineering Warsaw – Pologne, 2005.

[4] : G. Sturtzer, " Modélisation et Commande des Moteurs Triphasés", Edition ellipses, 2001.

[5] G.Séguier, F.Notelet, « Electrotechnique industrielle », Editions Techniques & Documentations 3eme tirage Paris 1981.

[6] J.Lessenne, F.Notelet, G.Séguier « Introduction à l'électrotechnique approfondie », Editions Techniques & Documentations, Paris 1981

[7] Lazhar Sahraoui " modélisation, identification et commande d'une machine d'induction à double cage" mémoire de magistère université d'Oum el bouaghi janvier2008.

[8] GRELLET G, CLERC g ''Actionneurs électrique, principes modèles commande '' Editions eyrolles-2000.

[9] C. Canudas, ''Commande des moteurs asynchrones : Modélisation Contrôle vectoriel et DTC''. Vol. 1, Hermès Science publications, Paris, 2000.

[10] Laieb fadila,gerrouche hakima '' Etude comparative de la commande par mode glissant et la commande vectorielle d'une machine asynchrone''. Univ. M'sila , 2004.

[11] Bachir B.R ''Synthèse commande équivalente par mode du glissement par orientation du champ ''. Génie électrique, Ecole national polytechnique d'Alger, 1994.

[12] IEEE Standard 112:, «112TM, IEEE Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators », IEEE Std 112™-2004, (Revision of IEEE Std 112-1996).

[13] Miloje M. Kostić, «Equivalent circuit improvement method for induction motor efficiency », FACTA UNIVERSITATIS, Elec. Energ. Vol. 25, No 1, April 2012, pp. 31 – 42,

[14] J.Chatlan «introduction à l'électrotechnique»

[15] Guy Seguier, Francis Notelet «électrotechnique industrielle»

[16] Encadré par S.E.Zouzou «identification des paramètres d'un moteur asynchrone à cage en vue de diagnostic», Thèse d'ingénieur

[17] A.Abed, « contribution à l'étude et au diagnostic de la machine asynchrone», thèse de doctorat, université Henri Poincaré, Nancy-1, Mars 2002

[18] A. Rahal et M.F Edjiri, «Contrôle direct du couple de la machine asynchrone », Mémoire d'ingéniere, université Msila 2004.

[19] H. Bennadji, C. Hamida et R. Haoumdi, «Contrôle directe de couple de la Machine induction», Thèse licence LMD , centre université d'Eloued 2009.

[20] J.Chatlan «inroduction à l'électrotechnique»

[21] Guy Seguier, Francis Notelet «électrotechnique industrielle»

[22] H. Bennadji, C. Hamida et R. Haoumdi, «Contrôle directe de couple de la Machine induction», Thèse licence LMD , centre université d'Eloued 2009.

[23] S. Hadad, M. Charif, «Etude comparative de la commande vectorielle et celle par mode de glissement d'un moteur asynchrone», Mémoire ingénieur, université Mohamed Boudiaf Msila, 2005.

[24] BENAISSA MALIKA, «Minimisation des pulsations du couple dans une commande directe du couple "DTC" d'une machine asynchrone », Thèse de Magister en Electrotechnique, Option Commande Electrique ,Université de Batna, 2008.

[25] Ridha Kechida "Utilisation du contrôle direct du flux statorique et du filtre de Kalman en vue du contrôle direct du couple (DTC) d'un moteur asynchrone: Application au diagnostic

des défauts", Thèse de magister, université d'El-oued 2010.

[26] M. Abd elkebir et N. Merzoug, «contrôle direct de couple d'une machine a induction», mémoire d'ingénieur université de Msila, juin 2005.

[27] F. Bensmaine et N. Ameghchouche, « commande par DTC d'un Moteur à induction sans capteur de vitesse en utilisant un observateur adaptatif » ,Thèse d'ingénier , université de Batna 2010.

[28] S. Rebouh et S. Benaicha, « commande par DTC d'une machine synchrone à aimant permanent », Mémoire d'ingénier, université de Batna 2008.

Annexe A

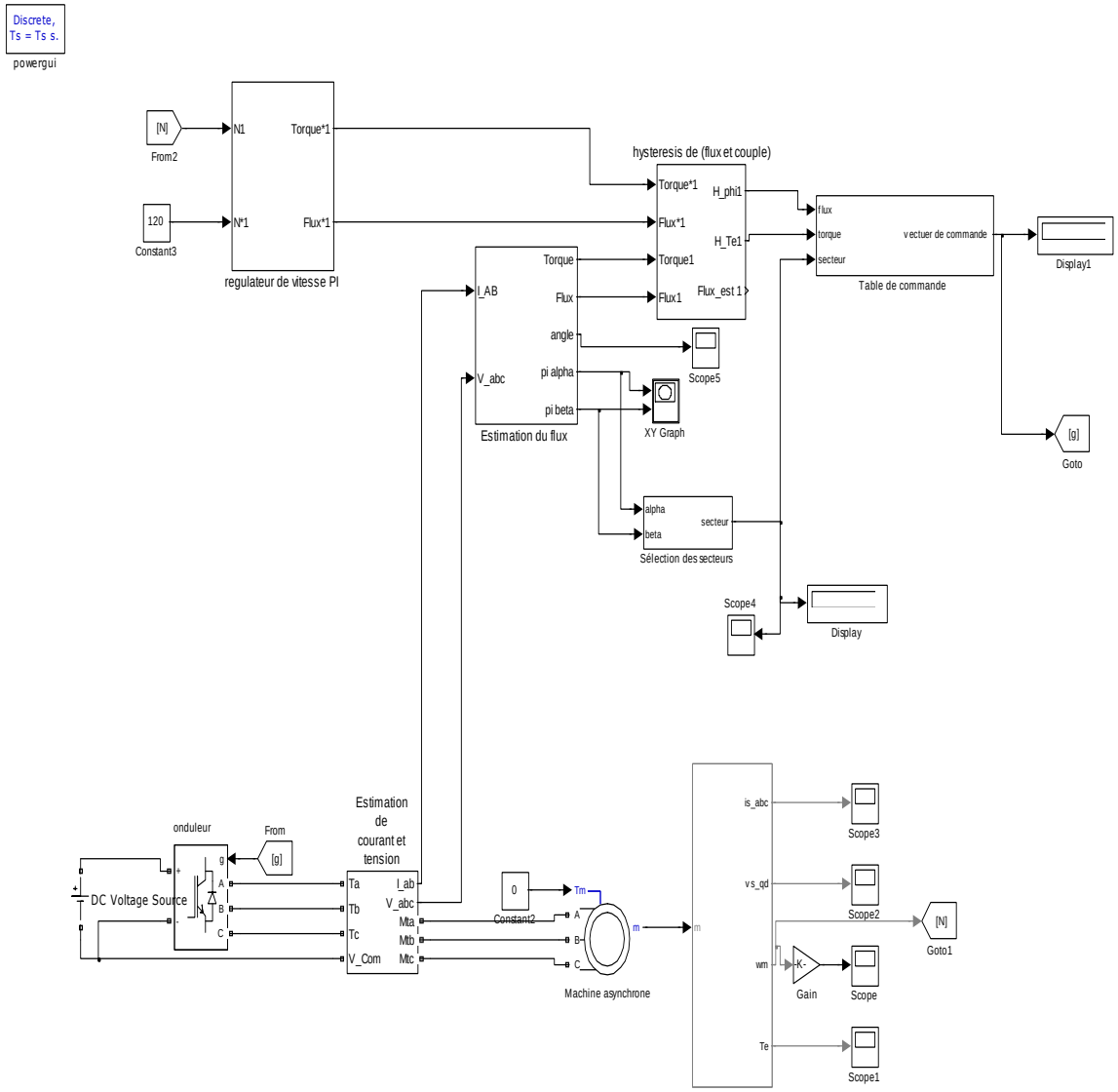


Figura 1 annexe-A Schéma bloc générale de DTC

Annexe A

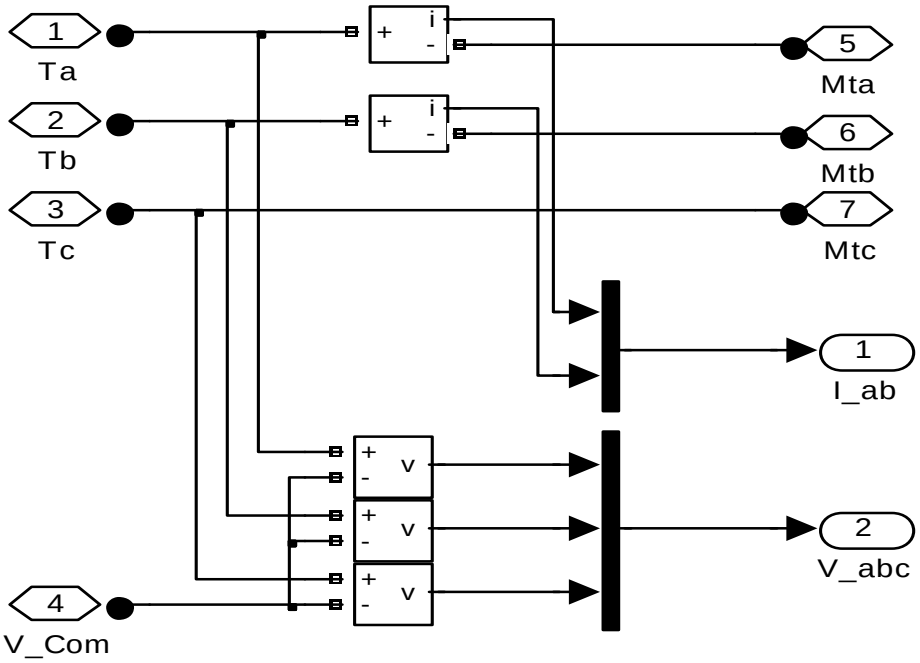


Figura 2 annexe-A Estimation de courant et tension

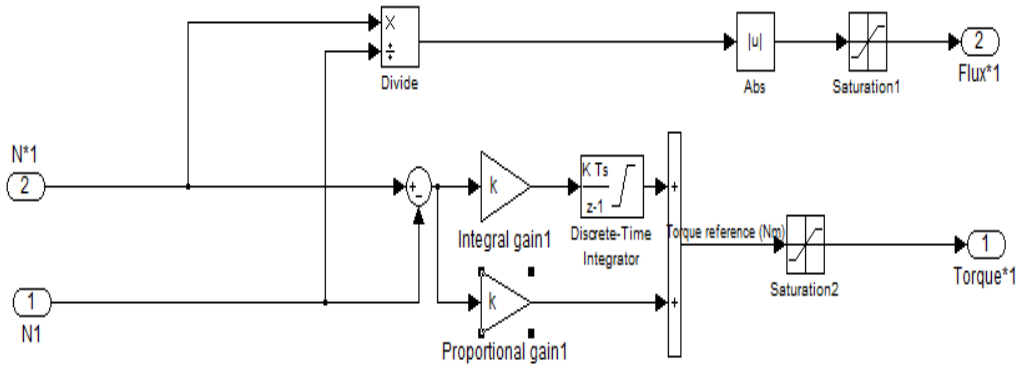


Figure 3 annexe-A Estimation d'hystérésis du couple et flux

Annexe A

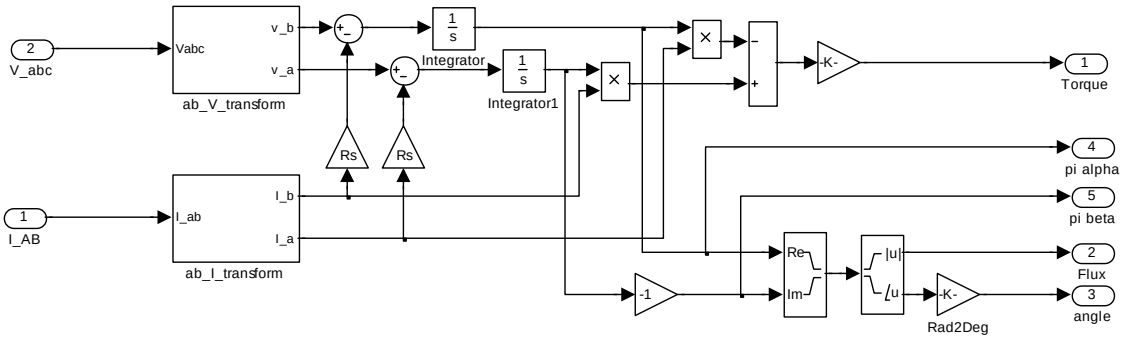


Figure 4 annexe-A Estimation de couple et flux

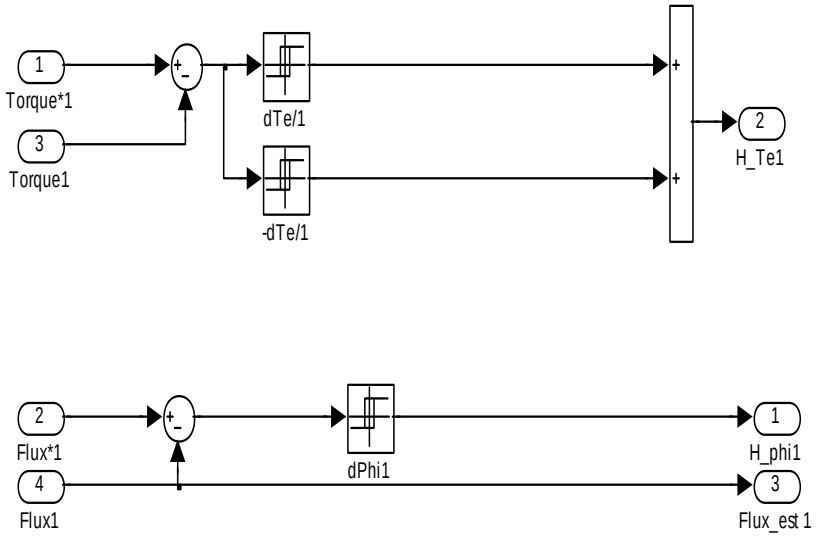


Figure 5 annexe-A Estimation de couple et flux

Annexe A

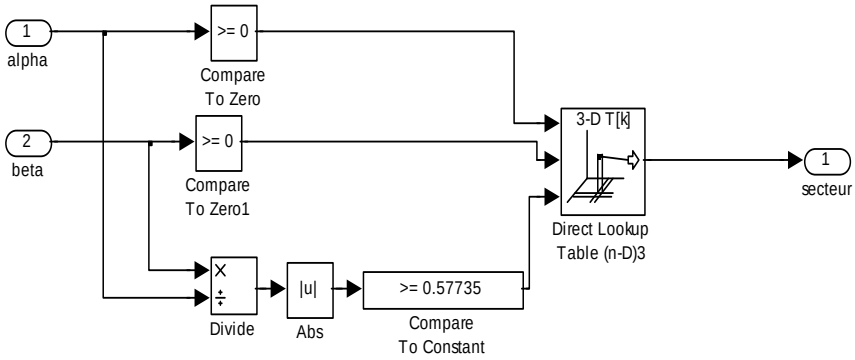


Figure 6 annexe-A Sélection des secteurs

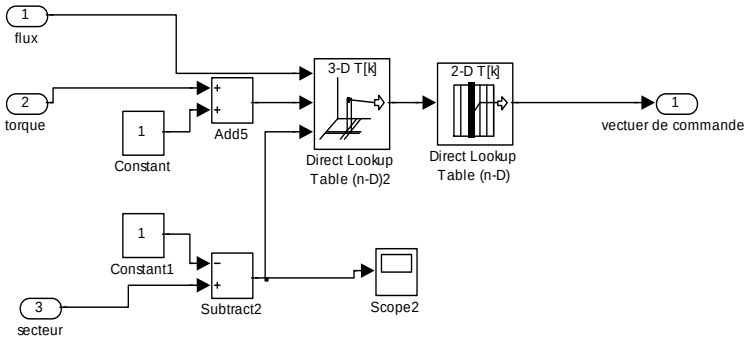


Figure 7 annexe-A Table de vecteur de commande

Annexe B

Régulateur de la vitesse

L'équation mécanique de la machine asynchrone est de la forme :

$$J\frac{d\Omega}{dt}+f_r\Omega=C_e-C_r \Rightarrow \Omega=\frac{C_e-C_r}{f_r+Js}$$

Le contrôle de la vitesse est réalisé par un contrôleur PI, ce régulateur est donné par la fonction de transfert suivante :

$$G_c=k_{pw}+\frac{k_{iw}}{s}$$

A partir de l'équation mécanique et la fonction de transfert du régulateur, on établit la fonction de transfert suivante qui lie la vitesse au couple. En considérant le couple de charge comme perturbation:

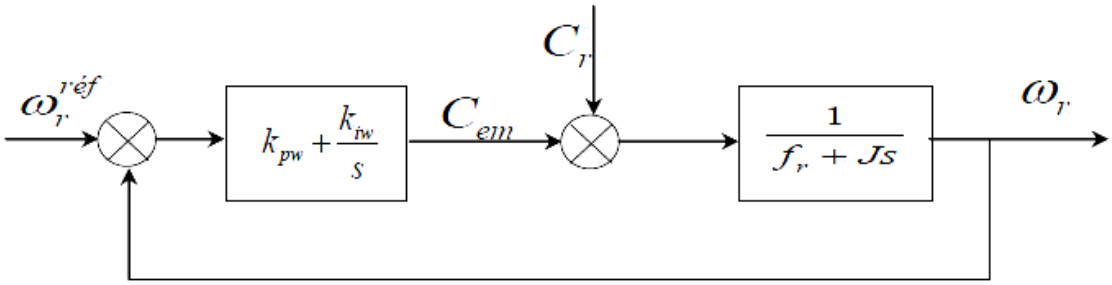


Figure 1 annexe -B Schéma bloc de la boucle de régulation de la vitesse ω *r*

Les paramètres du régulateur PI sont définis à partir du schéma illustré .

La fonction de transfert en boucle fermée avec un couple résistant nul est donnée comme suit :

$$\frac{\Omega}{\Omega^{réf}}=\frac{\frac{1}{J}\left(k_{pw}s+k_{iw}\right)}{s^2+\frac{f_r+k_{pw}}{J}s+\frac{k_{iw}}{J}}$$

Annexe B

Avec est le gain proportionnel et le gain intégral de régulateur PI de la vitesse. $K_{\omega p}$, $k_{\omega i}$ Cette fonction de transfert possède une dynamique du 2^{éme} ordre.

En identifiant le dénominateur à la forme canonique, nous avons à résoudre le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \frac{f_r + k_{p\omega}}{J} = 2\rho \\ \frac{k_{i\omega}}{J} = 2\rho^2 \end{cases}$$

Les paramètres du régulateur PI en fonction de la constante ρ sont alors les suivants :

$$\begin{cases} k_{p\omega} = 2J\rho - f_r \\ k_{i\omega} = 2J\rho^2 \end{cases}$$

Pour évaluer les performances de la commande en vitesse, nous avons effectué des simulations numériques dont les paramètres du régulateur sont choisis par le choix du paramètre ρ pour chaque régulateur.