

UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA

Faculté des Sciences Appliquées
Département de Génie Electrique



Mémoire

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et technologies

Filière : Génie électrique

Spécialité : Electrotechnique Industrielle

Présenté par :

M^r RABIA LAKHDAR

Thème:

**Modélisation, identification expérimentale
et commande vectorielle d'un moteur
asynchrone triphasé à cage**

Soutenu publiquement

Le : 08/06/2015

Devant le jury :

M^r SAHRAOUI LAZHAR

MA (A)

Président

UKM Ouargla

M^r TAIBI DJAMEL

MA (A)

Encadreur/rapporteur

UKM Ouargla

M^r KHENTTECH LAID

MA (A)

Examineur

UKM Ouargla

Année universitaire 2014/2015

Dédicace

A mes parents

A mes sœurs, mes Frère

A mes filles, mes fils

A toute ma famille

A tout qui m'ont aidé de près, ou de loin, je cite en particulier, mon encadreur Mr TAIBI DGAMEL

Remerciements

Ce mémoire a été préparé au sein de laboratoire des machines électriques du département de génie électrique de l'université d'Ouargla.

Je tiens à remercier vivement *ALLAH* le tout puissant, pour m'avoir donné la santé et le pouvoir d'accomplir ce travail.

Je tiens à exprimer mes plus vifs remerciements :

A mon promoteur, Monsieur **Taibi Djamel**, MA(A) à l'université d'Ouargla, de m'avoir proposé le sujet de ce mémoire, et pour ses conseils judicieux et son aide qu'il m'a apporté à tout moment .

Je tiens à remercier également :

Monsieur **Sahraoui Lazhar** qui me fait l'honneur de présider le jury de ce mémoire.

Monsieur **Khattech Laid**, qui m'a fait l'honneur de participer au jury, en tant que examinateur.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE.....	2
----------------------------	---

CHAPITRE I

Modélisation Vectorielle du Moteur Asynchrone

I-1 Introduction	4
I-2 Description du moteur asynchrone à cage	4
I-2-1 Avantages du moteur asynchrone.....	5
I-2-2 Problèmes posés par le moteur asynchrone.....	5
I-3-1 Equations électriques.....	6
I-3-2 Equations magnétiques.....	7
I-3-3 Equation mécanique.....	7
I-4 Modèle biphasé du MAS.....	8
I-5 Transformation de Park	8
I-5-1 Equations électriques.....	9
I-5-2 Equations magnétiques	10
I-6 Modélisation vectorielle du moteur asynchrone.....	10
I-6-1 Modèle vectoriel du moteur asynchrone.....	11
I-6-1-1 Modèle vectoriel du moteur asynchrone dans le référentiel lié au stator (α, β).	12
I-7 Expression du couple électromagnétique.....	14
I-8 Conclusion.....	15

CHAPITRE II

Identification Paramétrique de Schéma Equivalent en Régime Permanent d'un Moteur Asynchrone à Cage

II-1 Introduction	17
II-2 Schéma équivalent à une phase du moteur asynchrone.....	17
II-3 Schéma équivalent généralisé du MAS en régime dynamique	17
II-3-1 Schéma équivalent dynamique du moteur dans le repère fixe du stator	18
II-4 Schéma équivalent de la MAS en régime permanent dans le repère statorique...	19
II-4-1 Grandeur ramenées au stator.....	20
II-4-2 Schéma équivalent à fuites totalisées dans le stator	20
II-4-3 Schéma équivalent à fuites totalisées dans le rotor	21
II-5 Identification pratique des paramètres du moteur basé sur le schéma équivalent en régime permanent totalisée au stator.....	22
II-5-1 Essai voltampérométrique en courant continu.....	23
II-5-2 Essai à vide.....	23
II-5-3 Essai en court circuit (à rotor bloqué).....	25
II-5-3-1 Calcul de R'_r , $L\sigma$, σ et M_{sr}	26
II-6 Identification des pertes fer et mécanique.....	26
II-6-1 Principe de la méthode.....	26
II-8 Identification des paramètres mécaniques	28
II-8-1 Essai de ralentissement.....	29
II-9 Expression de l'impédance d'entrée du moteur asynchrone à cage.....	31
II-10 Caractéristique interne et externe du moteur Asynchrone.....	32
II-11 Validation du modèle.....	33
II-12 Résultat de simulation.....	34
II-13 Conclusion.....	35

CHAPITRE III**COMMANDE VECTORIELLE DU MOTEUR ASYNCHRONE
A CAGE**

III-1 Introduction.....	37
III-2 Modélisation de l'onduleur de tension	38
III-3 Commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI) d'onduleur.....	39
III-4 Principe de la commande vectorielle du moteur asynchrone.....	41
III-4-1 Commande vectorielle directe.....	41
III-4-1-2 Découplage entrée-sortie.....	42
III-4-1-3 Découplage par compensation.....	42
III-4-1-4 Schéma bloc de la commande vectorielle directe.....	43
III-4-1-5 Calcul des régulateurs.....	45
III-4-1-5-1 Régulateur du flux.....	45
III-4-1-5-2 Régulateur du couple.....	46
III-4-1-5-3 Régulateur de vitesse.....	47
III-5 Résultats de simulation.....	48
III-5-1 Démarrage à vide suivi d'une application de la charge.....	48
III-5-2 Inversion du sens de rotation	49
III-5-3 Robustesse vis à vis la variation paramétrique.....	50
III-6 Conclusion.....	52
Conclusion générale.....	54
Références Bibliographie.....	56

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Au début de l'évolution technologique, le moteur à courant continu a constitué le seul moyen de transformation de l'énergie électrique en énergie mécanique, et la seule source électromagnétique à vitesse variable grâce à sa simplicité de commande.

Après l'invention du premier moteur asynchrone à cage en 1889 par l'électricien allemand Mikhaïl Dolivo-Dobrovolski , et après l'évolution technologique, notamment dans le domaine d'électronique de puissance, le moteur asynchrone remplace efficacement le moteur à courant continu dans les applications à vitesses variables.

Plusieurs recherches scientifiques sont destinés à l'étude de la machine asynchrone dans le but d'élaborer un modèle aussi fin que possible qui puisse rendre compte de la réalité, afin d'arriver à identifier ses paramètres, qui permet par la suite la simulation, la commande et le diagnostic de la machine [5].

Le moteur asynchrone à cage est caractérisé par sa construction simple, sa robustesse et sa fiabilité, mais ces caractéristiques cachent derrière elle une complexité de couplage entre le flux et le couple.

Le présent travail traite la modélisation, l'identification paramétrique et la commande vectorielle du moteur asynchrone triphasé à cage. Nous présentons les essais usuels nécessaires à l'identification du modèle classique monophasé correspondant à la fréquence fondamentale. Puis nous validons les paramètres identifiés dans le modèle du moteur. En suite, la commande vectorielle du moteur asynchrone à cage identifié sera alors présentée.

Dans ce contexte le mémoire comporte trois chapitres :

Le premier chapitre est consacré à la modélisation du moteur asynchrone à cage en vue de sa commande par l'utilisation de la transformation de Park et l'utilisation de la modélisation vectorielle afin d'éliminer le problème de couplage entre le flux et le couple

Le deuxième chapitre est consacré à l'identification paramétrique du moteur asynchrone à cage par les essais pratiques à partir du modèle établie dans le premier chapitre, suivi par une validation de ces paramètres par simulation en Simulink sous MATLAB.

Le troisième chapitre est consacré à la commande vectorielle directe, on utilisant la modélisation de largeur d'impulsion (MLI).

CHAPITRE I

***IDENTIFICATION PARAMETRIQUE DU MOTEUR
ASYNCHRONE***

Modélisation vectorielle du moteur asynchrone

I-1 Introduction :

L'élaboration de modèle mathématique du moteur asynchrone devient indispensable pour l'étude du régime de fonctionnement transitoire et permanent. Le choix d'un modèle de représentation qu'il soit formel ou issu d'une identification, se fait toujours en fonction du type de commande à réaliser.

Ce modèle peut être obtenu par l'application de la transformation de Park sur le modèle triphasé réel, ou bien par l'utilisation de la notion complexe (modélisation vectorielle). Ces deux théories seront présentées pour établir un modèle simple qui décrit bien le fonctionnement du moteur asynchrone [6], [9], [10].

I-2 Description du moteur asynchrone à cage

Un moteur asynchrone à cage se présente (Fig. I.1) sous la forme d'un carter (2) entourant le circuit magnétique, ferromagnétique, statorique qui accueille dans des encoches l'enroulement statorique polyphasé (généralement triphasé) bobiné en fil de cuivre isolé (1). A l'intérieur de ce circuit magnétique, qui se présente comme un cylindre creux, séparé par un entrefer, tourne le circuit magnétique rotorique (3) qui accueille dans ses encoches les barreaux de la cage rotorique, en aluminium coulé ou en cuivre, court-circuités à chaque extrémité par des anneaux réalisés dans le même matériau. Le circuit magnétique rotorique est traversé par l'arbre qui repose sur des paliers montés dans les flasques (5), (6) fixées au carter.

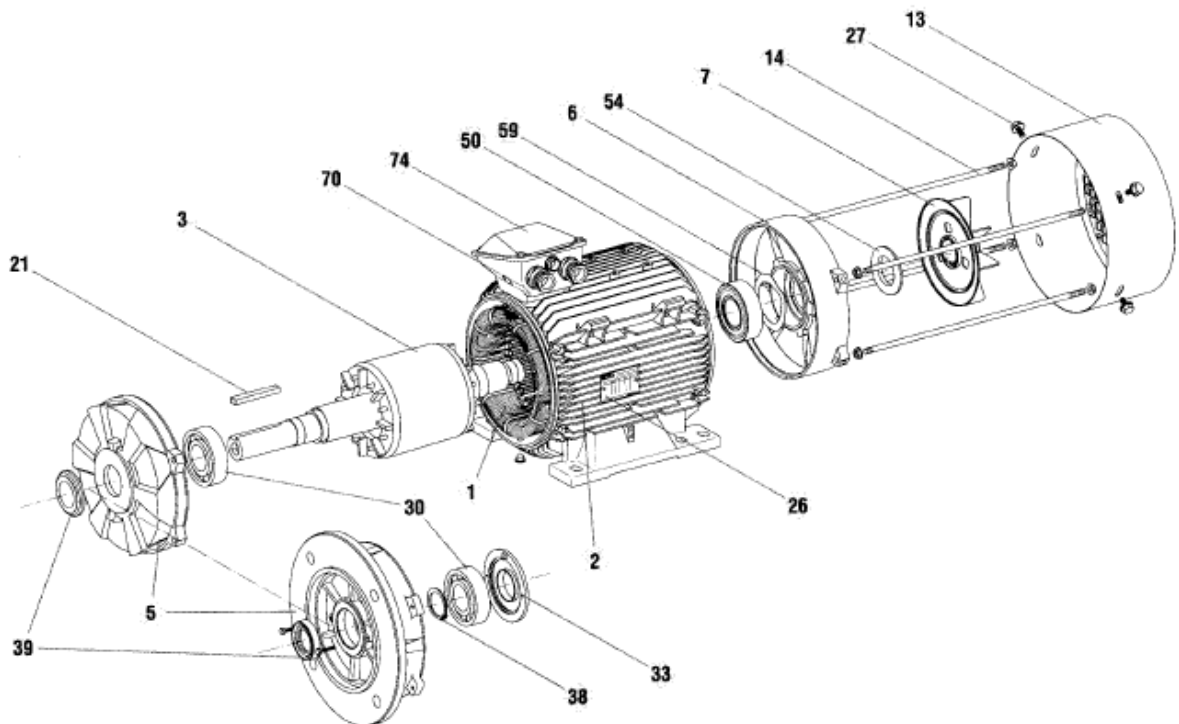


Fig. I.1 Moteur asynchrone à cage Leroy-Somer

Le moteur asynchrone à cage est caractérisé :

- par la présence d'un seul bobinage polyphasé alimenté par une source extérieure au stator,
- par la présence d'un "bobinage" massif en court-circuit au rotor.

I-2-1 Avantages du moteur asynchrone

Le moteur asynchrone à cage est le moteur le plus répandu dans l'industrie : il est robuste, fiable, économique. Il est également apprécié pour sa très bonne standardisation.

I-2-2 Problèmes posés par le moteur asynchrone

Dans le moteur asynchrone, le courant statorique sert à la fois à générer le flux et le couple. Le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe plus.

D'autre part, on ne peut connaître les variables internes du rotor à cage (I_r par exemple) qu'à travers le stator. L'inaccessibilité du rotor nous amènera à modifier l'équation vectorielle rotorique pour exprimer les grandeurs rotoriques à travers leurs actions sur le stator.

La simplicité structurelle cache donc une grande complexité fonctionnelle due aux caractéristiques qui viennent d'être évoquées mais également aux non-linéarités, à la difficulté d'identification et aux variations des paramètres (R_r en particulier, jusqu'à 50%) [4] [6].

Le schéma équivalent est un modèle électrique issu de l'approche de modélisation électrique (équations du circuit). C'est le modèle classique d'étude et de conception du MAS. Cette étude tient compte certain nombre d'hypothèses simplificatrices :

- L'entrefer du moteur est d'épaisseur uniforme
- Circuit magnétique non saturé et à une perméabilité constante
- Pertes fer et l'effet de peau sont négligeables
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer

Avec ses hypothèses, si on considère que le moteur asynchrone possède trois bobines au stator et trois bobines au rotor (fig. I-2).

Les trois types d'équations traduisant le comportement du moteur sont [7] [8] :

- . Les équations électriques
- . Les équations magnétiques
- . L'équation mécanique

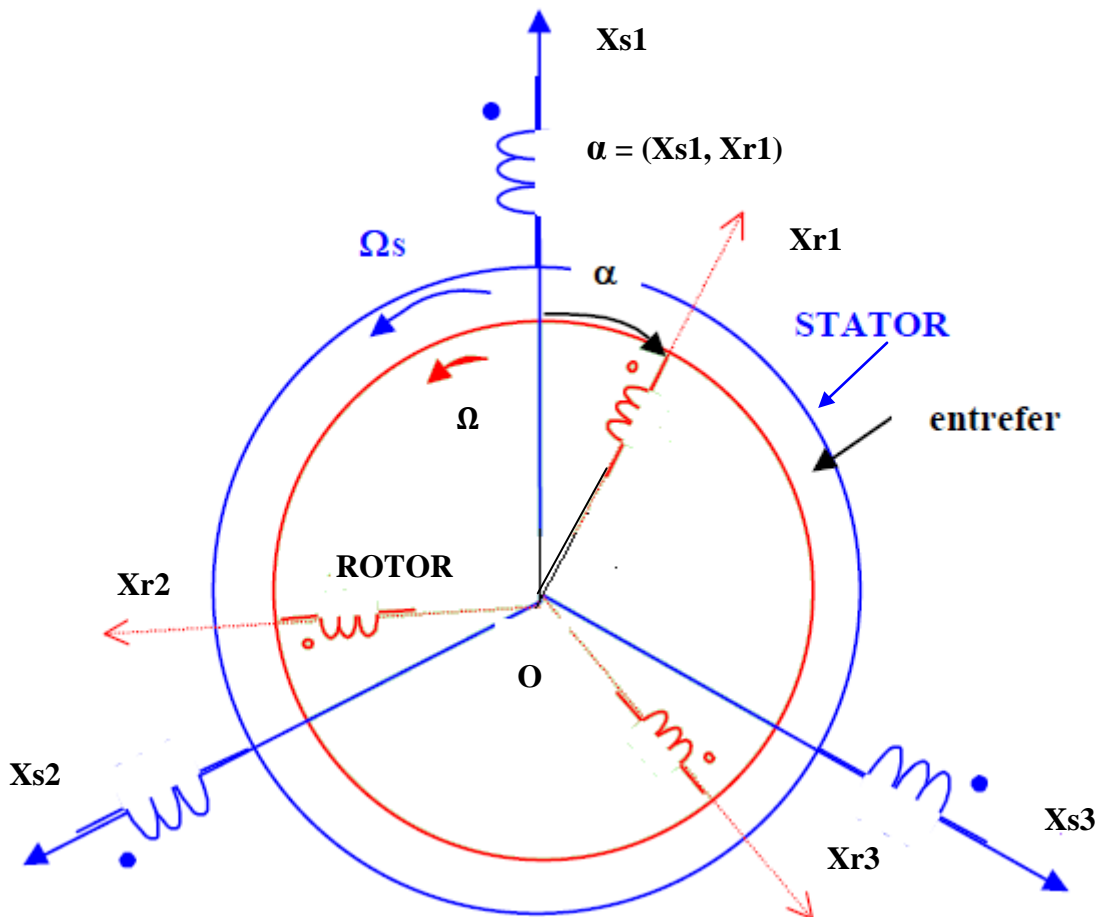


Fig. I-2 Représentation schématique d'un moteur asynchrone

I-3-1 Equations électriques

Par l'application de la loi d'ohm à chaque phase (fig. I-2), on peut écrire les deux équations statorique et rotorique comme suit : [8]

$$\begin{aligned}
 [V_s] &= [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \\
 [V_r] &= [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r]
 \end{aligned}
 \tag{I-1}$$

Où:

- $[V_s] = [V_{s1} \ V_{s2} \ V_{s3}]^T$ Vecteur tensions statorique
- $[I_s] = [I_{s1} \ I_{s2} \ I_{s3}]^T$ Vecteur courants statorique
- $[V_r] = [V_{r1} \ V_{r2} \ V_{r3}]^T$ Vecteur tensions rotorique
- $[I_r] = [I_{r1} \ I_{r2} \ I_{r3}]^T$ Vecteur courants statorique
- $[\Phi_s] = [\Phi_{s1} \ \Phi_{s2} \ \Phi_{s3}]^T$ Vecteur flux statorique
- $[\Phi_r] = [\Phi_{r1} \ \Phi_{r2} \ \Phi_{r3}]^T$ Vecteur flux rotorique
- $[R_s]$: Matrice des résistances statoriques
- $[R_r]$: Matrice des résistances rotoriques

$$\text{Avec : } [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

I-3-2 Equations magnétiques

Les conséquences importantes des hypothèses simplificatrices conduisent aux relations linéaires entre les flux et les courants : [6] [8].

$$\begin{aligned} [\Phi_s] &= [L_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\Phi_r] &= [L_r][I_r] + [M_{rs}][I_s] \end{aligned} \tag{I-2}$$

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

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{s1} & M_{s1} & M_{s1} \\ M_{s1} & L_{s1} & M_{s1} \\ M_{s1} & M_{s1} & L_{s1} \end{bmatrix} \qquad [L_r] = \begin{bmatrix} L_{r1} & M_{r1} & M_{r1} \\ M_{r1} & L_{r1} & M_{r1} \\ M_{r1} & M_{r1} & L_{r1} \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_0] \begin{bmatrix} \cos\alpha & \cos(\alpha - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos\alpha & \cos(\alpha - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\alpha - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos\alpha \end{bmatrix}$$

M_0 : La valeur maximale des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques

$[L_s]$: Matrice des inductances statoriques

$[L_r]$: Matrice des inductances rotoriques

$[M_{sr}]$: Matrice des inductances mutuelle entre stator et rotor

α : l'angle de rotation du rotor par rapport au stator

I-3-3 Equation mécanique

L'étude des caractéristiques dynamiques du moteur exige l'introduction de l'équation du mouvement suivante : [6]

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f_r \cdot \Omega \tag{I-3}$$

Avec :

J : le moment d'inertie

Ω : vitesse angulaire de rotation du moteur

f_r : Coefficient de frottement

C_e : Couple électromagnétique

C_r : couple résistant

I-4 Modèle biphasé du MAS

Le modèle triphasé réel de MAS ainsi défini par les équations (I-1) et (I-2) à un caractère multi variable, non linéaire et fortement couplé entraînant la complexité de sa résolution. L'utilisation de la transformation de Park permet de contourner ce problème et d'obtenir un système d'équations à coefficients indépendants de la position (constants) et donc facile à résoudre (modèle biphasé).

I-5 Transformation de Park

La transformation de Park, repose sur l'utilisation de deux phases au lieu des trois phases d'axes fixes du stator (a, b, c) ou du rotor (A, B, C). En effet, on considère l'enroulement équivalent formé de deux bobinages d'axes perpendiculaires (u, v) tournant à la vitesse ω_a par rapport au stator et à la vitesse ω par rapport au rotor (Fig. I-3). La transformation de Park consiste à transformer la représentation du moteur triphasée équilibrée à une représentation biphasée équivalente caractérisée par deux axes u, v.

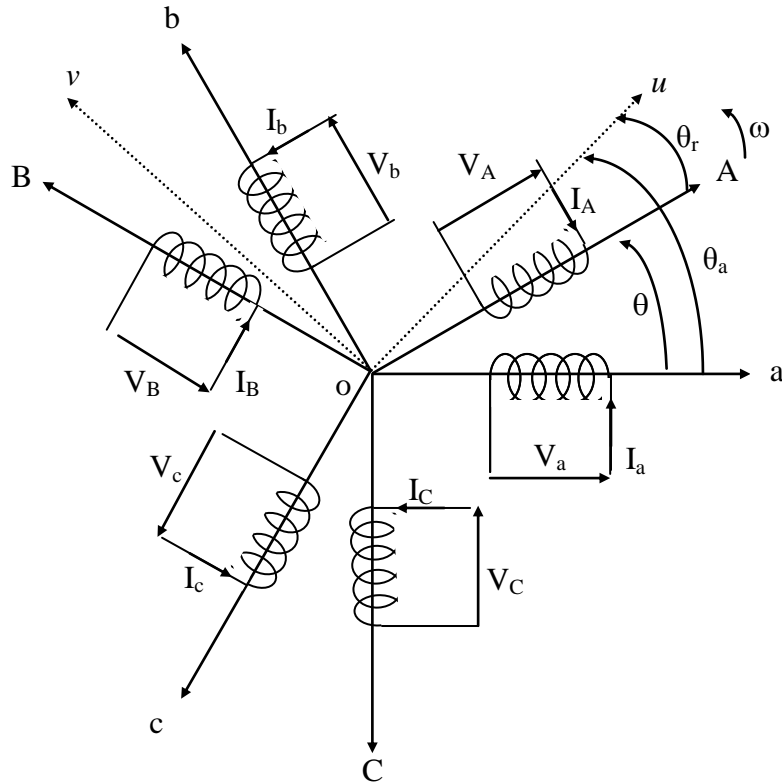


Fig. I-3 Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace

La transformation d'un enroulement triphasé en enroulement biphasée, en tenant compte de l'égalité des puissances, est définie par la matrice de Park suivante [6], [9], [10] :

$$\begin{bmatrix} X_u \\ X_v \\ X_o \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \tag{I-4}$$

Avec :

- X : grandeur physique (représente le vecteur tension, courant ou flux).
- X_o : composante homopolaire

La matrice de transformation $[A]$ est donnée par :

$$[A] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_a & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta_a & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I-5)$$

La matrice inverse $[A]^{-1}$ est donnée par :

$$[A]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_a & -\sin \theta_a & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I-6)$$

θ_a : Angle de rotation du repère (u.v.).

Suite à l'application de la transformation de Park, les équations électriques et magnétiques modélisant le moteur asynchrone sont alors les suivantes:

I-5-1 Equations électriques

Les expressions des tensions statoriques et rotoriques dans le système d'axe (u.v.) s'écrivent : [2], [8], [11].

- Pour le stator :

$$\begin{cases} V_{us} = R_s I_{us} + \frac{d\Phi_{us}}{dt} - \omega_a \Phi_{vs} \\ V_{vs} = R_s I_{vs} + \frac{d\Phi_{vs}}{dt} + \omega_a \Phi_{us} \\ V_{os} = R_s I_{os} + \frac{d\Phi_{os}}{dt} \end{cases} \quad (I-7)$$

- Pour le rotor

$$\begin{cases} V_{ur} = R_r I_{ur} + \frac{d\Phi_{ur}}{dt} - (\omega_a - \omega_r) \Phi_{vr} \\ V_{vr} = R_r I_{vr} + \frac{d\Phi_{vr}}{dt} + (\omega_a - \omega_r) \Phi_{ur} \\ V_{or} = R_r I_{or} + \frac{d\Phi_{or}}{dt} \end{cases} \quad (I-8)$$

I-5-2 Equations magnétiques

- Pour le stator :

$$\begin{cases} \Phi_{us} = L_s I_{us} + M_{sr} I_{ur} \\ \Phi_{vs} = L_s I_{vs} + M_{sr} I_{vr} \\ \Phi_{os} = L_s I_{os} \end{cases} \quad (I-9)$$

- Pour le rotor:

$$\begin{cases} \Phi_{ur} = L_r I_{ur} + M_{sr} I_{us} \\ \Phi_{vr} = L_r I_{vr} + M_{sr} I_{vs} \\ \Phi_{or} = L_r I_{or} \end{cases} \quad (I-10)$$

Avec :

M_{sr} , L_r , L_s : Inductances respectivement, mutuelle, propre rotorique, propre statorique.

La position des deux axes u.v peut être fixée par rapport aux trois référentiels suivants :

- Référentiel lié au stator ($\theta_a = 0$), ou système d'axes (α , β).
- Référentiel lié au rotor ($\theta_a = \theta_r$), ou système d'axes (x , y).
- Référentiel lié au champ tournant ($\theta_a = \theta_s$), ou système d'axes (d , q).

I-6 Modélisation vectorielle du moteur asynchrone

Au stator comme au rotor, les courants triphasés parcourant des enroulements triphasés créent des champs magnétiques pulsatoires, dont les superpositions génèrent des champs magnétiques tournants [1], [2]. Sur cette base, on peut généraliser à tout système des grandeurs triphasées la représentation vectorielle, par la transformation suivante:

$$\bar{X} = K_T \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{2\pi}{3}} & e^{j\frac{4\pi}{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (I-11)$$

Où : X_a , X_b , X_c sont les valeurs instantanées du système triphasé (tension, courant, ou flux) et \bar{X} est un vecteur tournant à une vitesse angulaire, égale à la pulsation électrique des grandeurs du système triphasé. K_T est un coefficient de normalisation [1], [2], [13].

$K_T = \frac{2}{3}$, pour la représentation vectorielle conservant les amplitudes.

$K_T = \sqrt{\frac{2}{3}}$, pour la représentation vectorielle conservant la puissance.

La représentation vectorielle d'une grandeur triphasée peut se projeter dans différents référentiels (s), (r) et (T) (Fig. I-4), liés au moteur asynchrone [4], [11].

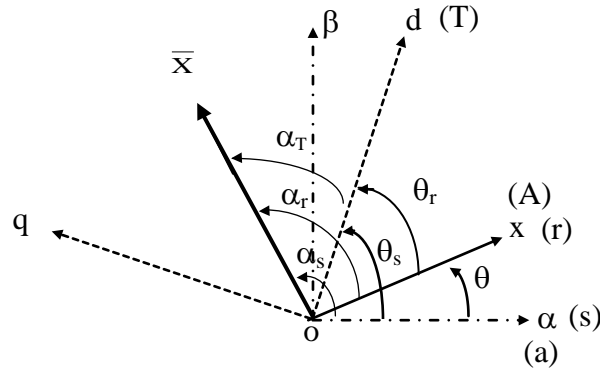


Fig. I-4 : Position des systèmes d'axes.

De plus les formules de changement de référentiel permettent aisément de passer d'un référentiel à l'autre sont données par:

$\bar{X}_{(s)} = X.e^{j\alpha_s}$: Dans le référentiel fixe (s) lié au stator, d'axe (α, β) tel que l'axe α réel soit confondu avec l'axe de symétrie de la phase (a) du stator.

$\bar{X}_{(r)} = X.e^{j\alpha_r}$: Dans le référentiel fixe (r) lié au rotor, d'axe (x, y) tel que l'axe x réel soit confondu avec l'axe de symétrie de la phase (A) du rotor.

$\bar{X}_{(T)} = X.e^{j\alpha_T}$: Dans un référentiel mobile (T), d'axe (d, q) , tournant à la vitesse du champ.

A partir des positions angulaires relatives de chaque référentiel par rapport à un autre, on déduit les expressions de changement de référentiel suivantes :

Changement de (s) vers (T) : $\bar{X}_{(T)} = \bar{X}_{(s)}.e^{-j\theta_s}$ avec $\theta_s = \alpha_s - \alpha_T$

Changement de (r) vers (T) : $\bar{X}_{(T)} = \bar{X}_{(r)}.e^{-j\theta_r}$ avec $\theta_r = \alpha_r - \alpha_T$ (I-12)

Changement de (r) vers (s) : $\bar{X}_{(s)} = \bar{X}_{(r)}.e^{j\theta}$ avec $\theta = \alpha_s - \alpha_r$

Changement de (s) vers (r) : $\bar{X}_{(r)} = \bar{X}_{(s)}.e^{-j\theta}$

I-6-1 Modèle vectoriel du moteur asynchrone

Le modèle mathématique du moteur asynchrone, peut être simplifié considérablement par l'utilisation de la représentation vectorielle des équations de tension, du courant et du flux. La représentation vectorielle du système d'équations générales est donnée par : [13].

$$\bar{V}_s(s) = R_s \bar{I}_s(s) + \frac{d\bar{\Phi}_s(s)}{dt} \quad (I-13)$$

$$\bar{V}_r(r) = R_r \bar{I}_r(r) + \frac{d\bar{\Phi}_r(r)}{dt} \quad (I-14)$$

$$\bar{\Phi}_s(s) = L_s \bar{I}_s(s) + Msr \bar{I}_r(r) e^{j\theta} \quad (I-15)$$

$$\bar{\Phi}_r(r) = L_r \bar{I}_r(r) + Msr \bar{I}_s(s) e^{-j\theta} \quad (I-16)$$

Avec :

$\bar{I}_r(r)e^{j\theta}$: Le courant rotorique dans le référentiel statorique selon les expressions de changement de référentiel (II-9).

$\bar{I}_s(s)e^{-j\theta}$: Le courant statorique dans le référentiel rotorique selon (II-9).

I-6-1-1 Modèle vectoriel du moteur asynchrone dans le référentiel lié au stator (α, β)

Nous avons, d'après (I-16) :

$$\bar{I}_r(r) = \frac{\bar{\Phi}_r(r) - Msr\bar{I}_s(s)e^{-j\theta}}{L_r} \quad (I-17)$$

D'où, après dérivation :

$$\dot{\bar{I}}_r(r) = \frac{\dot{\bar{\Phi}}_r(r) - Msr\dot{\bar{I}}_s(s)e^{-j\theta} + Msrj\dot{\theta}\bar{I}_s(s)e^{-j\theta}}{L_r} \quad (I-18)$$

D'après (I-13) et (I-15) on obtient :

$$\bar{V}_s(s) - R_s\bar{I}_s(s) = L_s\dot{\bar{I}}_s(s) + j\dot{\theta}Msr\bar{I}_r(r)e^{j\theta} + Msr\dot{\bar{I}}_r(r)e^{j\theta} \quad (I-19)$$

En remplaçant (I-18) dans l'expression (I-19) nous obtenons:

$$\bar{V}_s(s) - R_s\bar{I}_s(s) = L_s\dot{\bar{I}}_s(s) + j\dot{\theta}Msr\bar{I}_r(r)e^{j\theta} + \frac{Msr}{L_r}e^{j\theta} \left[\dot{\bar{\Phi}}_r(r) - Msr\dot{\bar{I}}_s(s)e^{-j\theta} + Msrj\dot{\theta}\bar{I}_s(s)e^{-j\theta} \right] \quad (I-20)$$

D'après (I-14), avec $\bar{V}_r(r) = 0$ (rotor en court-circuit) on a :

$$\bar{I}_r(r) = -\frac{\dot{\bar{\Phi}}_r(r)}{R_r} \quad (I-21)$$

En remplaçant (I-20) dans (I-16) on obtient :

$$\dot{\bar{\Phi}}_r(r) = -\frac{R_r}{L_r} \left[\bar{\Phi}_r(r) - Msr\bar{I}_s(s)e^{-j\theta} \right] \quad (I-22)$$

En remplaçant (I-21) et (I-22) dans (I-20) on trouve

$$\left(L_s - \frac{Msr^2}{L_r} \right) \dot{\bar{I}}_s(s) = Msr \left(\frac{R_r}{L_r^2} - j\frac{\dot{\theta}}{L_r} \right) \bar{\Phi}_r(r)e^{j\theta} - \left[\frac{Msr^2}{L_r^2} R_r + R_s \right] \bar{I}_s(s) + \bar{V}_s(s) \quad (I-23)$$

Après simplification on trouve que :

$$\dot{\bar{I}}_s(s) = \frac{Msr}{\sigma L_r L_s} \left(\frac{R_r}{L_r} - j\dot{\theta} \right) \bar{\Phi}_{r(r)} e^{j\theta} - \left[\frac{Msr^2 R_r + R_s}{L_r^2} \bar{I}_s(s) + \frac{1}{\sigma L_s} \bar{V}_s(s) \right] \quad (I-24)$$

Le flux rotorique dans le repère statorique (α, β) est donné par :

$$\bar{\Phi}_r(s) = \bar{\Phi}_{r(r)} e^{j\theta} \quad (I-25)$$

La dérivée de l'équation (I-25) est donnée par l'expression suivante:

$$\dot{\bar{\Phi}}_r(s) = j\dot{\theta} \bar{\Phi}_{r(r)} e^{j\theta} + \dot{\bar{\Phi}}_{r(r)} e^{j\theta} \quad (I-26)$$

En remplaçant $\dot{\bar{\Phi}}_{r(r)}$ par (I-22), nous obtenons

$$\dot{\bar{\Phi}}_r(s) = j\dot{\theta} \bar{\Phi}_{r(r)} e^{j\theta} + Msr \frac{R_r}{L_r} \bar{I}_s(s) - \frac{R_r}{L_r} \bar{\Phi}_{r(r)} e^{j\theta} \quad (I-28)$$

Finalement, après simplification, le modèle vectoriel du moteur dans le repère (α, β) est donné par le système d'équations suivant : [13], [14].

$$\begin{cases} \tau_\sigma \frac{d\bar{I}_s(s)}{dt} + \bar{I}_s(s) = \frac{K_r}{R_\sigma \tau_r} (1 - j\omega \tau_r) \bar{\Phi}_r(s) + \frac{1}{R_\sigma} \bar{V}_s(s) \\ \tau_r \frac{d\bar{\Phi}_r(s)}{dt} + \bar{\Phi}_r(s) = Msr \bar{I}_s(s) + j\omega \tau_r \bar{\Phi}_r(s) \end{cases} \quad (I-29)$$

Avec:

$$\tau_\sigma = \sigma \frac{L_s}{R_\sigma} \quad R_\sigma = R_s + K_r^2 R_r \quad K_r = \frac{Msr}{L_r}$$

tel que :

$$\omega = \dot{\theta} = P\Omega \quad : \text{vitesse électrique de rotation.}$$

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r} \quad : \text{Constante de temps rotorique.}$$

$$\bar{V}_s(s) = V_{s\alpha} + jV_{s\beta}, \quad \bar{I}_s(s) = I_{s\alpha} + jI_{s\beta}, \quad \bar{\Phi}_r(s) = \Phi_{r\alpha} + j\Phi_{r\beta}$$

Dans le repère statorique (α, β), la représentation d'état du système d'équations (I-29) est donnée sous la forme matricielle suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_\sigma} & 0 & \frac{K_r}{\tau_\sigma R_\sigma \tau_r} & \frac{K_r}{\tau_\sigma R_\sigma} P\Omega \\ 0 & -\frac{1}{\tau_\sigma} & -\frac{K_r}{\tau_\sigma R_\sigma} P\Omega & \frac{K_r}{\tau_\sigma R_\sigma \tau_r} \\ \frac{Msr}{\tau_r} & 0 & -\frac{1}{\tau_r} & -P\Omega \\ 0 & \frac{Msr}{\tau_r} & P\Omega & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\tau_\sigma R_\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\tau_\sigma R_\sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (I-30)$$

Dans notre considération, on choisit le système d'axe (α, β) , ce qui ne permet de réduire le nombre important des coefficients. Le passage du système triphasé au système biphasé est défini par la matrice de transformation semblable à celle de Park dite (transformation de Concordia).

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ V_{so} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{I-31})$$

La transformation inverse de Concordia est donnée par :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ V_{so} \end{bmatrix} \quad (\text{I-32})$$

Dans beaucoup des cas, le système de grandeurs triphasées est tel que la somme instantanée des grandeurs est nulle, ce qui permet d'annuler la composante homopolaire d'indice "o".

I-7 Expression du couple électromagnétique

Une expression du couple électromagnétique, exprimée à partir grandeurs dans le repère (α, β) peut être donnée par : [12], [13].

$$C_e = P \frac{M_{sr}}{L_r} (\Phi_{r\alpha} I_{s\beta} - \Phi_{r\beta} I_{s\alpha}) = PK_r (\Phi_{r\alpha} I_{s\beta} - \Phi_{r\beta} I_{s\alpha}) \quad (\text{I-33})$$

Sous forme vectoriel on peut écrire l'équation du couple électromagnétique comme suit :

$$C_e = PK_r |\bar{\Phi}_r \times \bar{I}_s| \quad (\text{I-34})$$

L'équation caractérisant l'interaction électromécanique est donnée par: [13].

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \Omega \quad (\text{I-35})$$

C_e : Couple électromagnétique délivré par le moteur.

C_r : Couple résistant de la charge.

$J \frac{d\Omega}{dt}$: Couple d'inertie des masses en rotation rapporté au rotor.

$f_r \Omega$: Couple des frottements visqueux.

L'équation (I-29) et (I-34) définissent le modèle vectoriel du moteur à synchrone dont le schéma bloc est donné par la figure I-5.

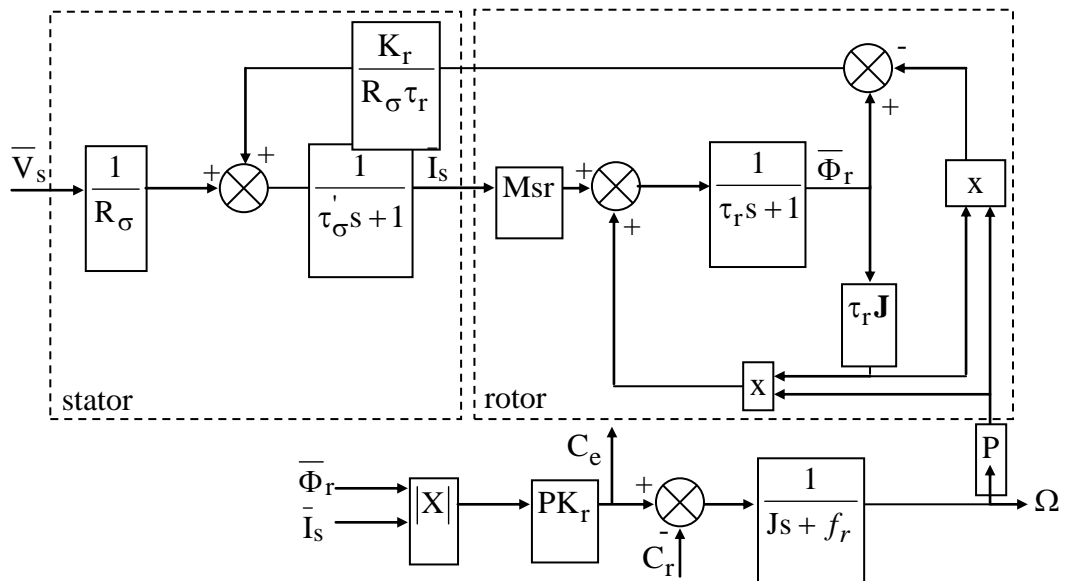


Fig. I-5 Schéma bloc du modèle d'état du moteur asynchrone

La matrice anti-symétrique \mathbf{J} est donnée comme suit:

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ +1 & 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{J}^2 = -\mathbf{I} \text{ (I, matrice identité)}$$

I-8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation du moteur asynchrone associée à une source d'alimentation purement sinusoïdale par deux théories : l'application de la transformation de Park et l'utilisation de la modélisation vectorielle. En effet, cette dernière modélisation offre à son modèle une structure mathématique compacte plus maniable et par conséquent plus simple à utiliser. De plus, si en programmation sous MATLAB/SIMULINK, une réduction de temps d'exécution en faveur du modèle vectoriel.

CHAPITRE II

MODELISATION VECTORIELLE DU MOTEUR ASYNCHRONE

Identification paramétrique de schéma équivalent en régime permanent d'un moteur asynchrone à cage

II-1 Introduction

Les données des plaques signalétiques ainsi les données fournies par les constructeurs des machines asynchrones ne sont pas suffisantes pour connaître tous les paramètres électriques et mécaniques de ces machines, et c'est pour cela on recourt à des essais pratiques pour la détermination de ces paramètres, et avant ca, il faut élaborer un modèle mathématique de la machine asynchrone composé par un système d'équations contient des paramètres qu'il faut les déterminer avant tout étude sur ces machines [2].

Ce chapitre sera consacré, en premier temps, à l'établissement des différents schémas équivalents de MAS, ensuite on procédera à la méthode conventionnelle basée sur les essais expérimentaux pour l'identification des paramètres électriques et mécanique de MAS.

II-2 Schéma équivalent à une phase du moteur asynchrone

Le schéma équivalent est un modèle électrique issu de l'approche de modélisation électrique (équations du circuit). C'est le modèle classique d'étude et de conception du MAS. Cette étude tient compte certain nombre d'hypothèses simplificatrices :

- L'entrefer du moteur est d'épaisseur uniforme
- Circuit magnétique non saturé et à une perméabilité constante
- Pertes fer et l'effet de peau sont négligeables
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer

II-3 Schéma équivalent généralisé du MAS en régime dynamique

La dynamique électromagnétique du MAS triphasé, est régie par les équations (II-1) et (II-2) du modèle de Park généralisé : [7]

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} + j\omega_a \bar{\Phi}_s \\ \bar{V}_r = R_r \bar{I}_r + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} + j\omega_r \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (\text{II-1})$$

$$\begin{cases} \bar{\Phi}_s = L_s \bar{I}_s + M_{sr} \bar{I}_r \\ \bar{\Phi}_r = L_r \bar{I}_r + M_{sr} \bar{I}_s \end{cases} \quad (\text{II-2})$$

En introduisant les inductances de fuites statorique et rotorique définies respectivement par :

$$\begin{cases} l_s = L_s - M_{sr} \\ l_r = L_r - M_{sr} \end{cases} \quad (\text{II-3})$$

Le courant magnétisant qui sert à produire le flux dans l'entrefer est donné par :

$$\bar{I}_m = \bar{I}_s + \bar{I}_r \quad (\text{II-4})$$

Les équations aux tensions et aux flux sont :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + l_s \frac{d\bar{I}_s}{dt} + M_{sr} \frac{d\bar{I}_m}{dt} + j\omega_a \bar{\Phi}_s \quad (\text{II-5})$$

$$\bar{V}_r = \bar{0} = R_r \bar{I}_r + l_r \frac{d\bar{I}_r}{dt} + M_{sr} \frac{d\bar{I}_m}{dt} + j\omega_r \bar{\Phi}_r \quad (\text{II-6})$$

$$\bar{\Phi}_s = l_s \bar{I}_s + M_{sr} \bar{I}_m \quad (\text{II-7})$$

$$\bar{\Phi}_r = l_r \bar{I}_r + M_{sr} \bar{I}_m \quad (\text{II-8})$$

Ce modèle peut être représenté par le schéma de la Fig II-1

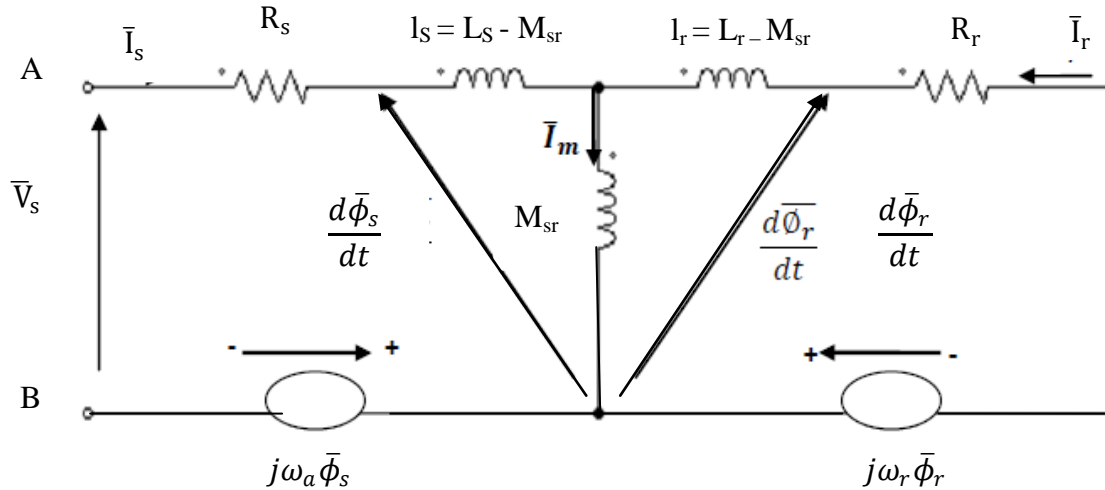


Fig II-1: Schéma équivalent généralisé de la MAS en régime dynamique

Ce modèle est caractérisé par des F.é.m de rotation induites respectivement dans le stator et dans le rotor et qui dépendent des courants du stator et rotor et de la vitesse de rotation.

II-3-1 Schéma équivalent dynamique du moteur dans le repère fixe au stator :

Le moteur asynchrone est généralement représenté en régime dynamique par un modèle dans le repère fixe (α, β) , (la pulsation $\omega_a = 0$) qui est caractérisé par les équations suivantes [7] [4]:

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + l_s \frac{d\bar{I}_s}{dt} + M_{sr} \frac{d\bar{I}_m}{dt} \quad (\text{II-9})$$

$$\bar{V}_r = \bar{0} = R_r \bar{I}_r + l_r \frac{d\bar{I}_r}{dt} + M_{sr} \frac{d\bar{I}_m}{dt} - j\omega_r \bar{\Phi}_r \quad (\text{II-10})$$

La figure II-2 représente le modèle de la MAS dans le repère (α, β) en régime dynamique.

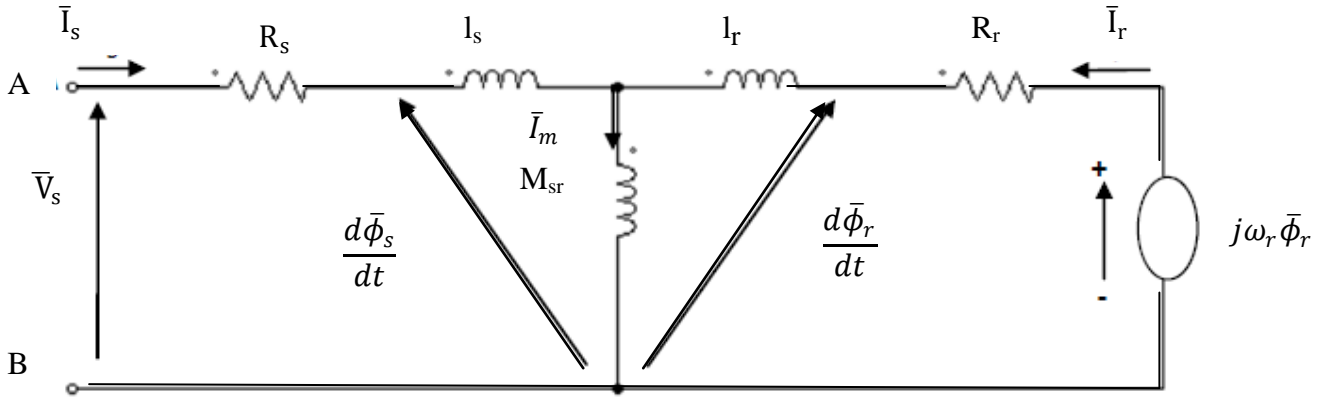


Fig. II-2 : Schéma équivalent de la MAS dans le repère (α, β) en régime dynamique

Avec ce modèle, on ne peut pas obtenir séparément les valeurs des inductances de fuites statorique l_s et rotorique l_r par les essais expérimentaux (la répartition des fuites est arbitraire). Ce problème est un inconvénient important. Pour remédier ce problème, le schéma équivalent adopté consiste à ramener les fuites magnétiques soit au stator, soit au rotor [4], [7].

II-4 Schéma équivalent de la MAS en régime permanent.

Dans le repère fixe au stator ($\omega_a = 0$), et en régime quasi- stationnaire ($\frac{d}{dt} \rightarrow (j\omega_s)$), les équations (I-13) et (I-14) s'écrivent, en tenant compte les équations (I-4) et (I-5) :

$$\bar{V}_s = (R_s + j\omega_s L_s)\bar{I}_s + j\omega_s M_{sr}\bar{I}_r \quad (\text{II-11})$$

$$\bar{V}_r = \bar{0} = (R_r + j\omega_r L_r)\bar{I}_r + j\omega_r M_{sr}\bar{I}_s \quad (\text{II-12})$$

Notons que : $\omega_r = \omega_s - \omega = g\omega_s$, si l'on divise l'équation (II-12) par le glissement g , qui n'est jamais nul en pratique, on obtient :

$$\bar{V}_r = \bar{0} = \left(\frac{R_r}{g} + j\omega_s L_r\right)\bar{I}_r + j\omega_s M_{sr}\bar{I}_s \quad (\text{II-13})$$

Pour ramener le rotor au repère statorique, on doit faire un changement qui permet de substituer au courant rotorique réel de pulsation $\omega_r = g\omega_s$, un courant fictif de même pulsation que le courant statorique et d'amplitude proportionnelle à une constante arbitraire non nul, [5] [4], telle que :

$$\bar{I}_r = k\bar{I}'_r \quad (\text{II-14})$$

où :

k est un nombre arbitraire fini et non nul.

En remplaçant \bar{I}_r par $k\bar{I}'_r$ dans (I-15) et (I-17), on obtient :

$$\bar{V}_s = (R_s + j\omega_s L_s)\bar{I}_s + j\omega_s M'_{sr}\bar{I}'_r \quad (\text{II-15})$$

$$\bar{V}_r = \bar{0} = \left(\frac{R'_r}{g} + j\omega_s L'_s\right)\bar{I}'_r + j\omega_s M'_{sr}\bar{I}_s \quad (\text{II-16})$$

avec:

$$R'_r = k^2 R_r$$

$$L'_r = k^2 L_r$$

$$M'_{sr} = k M_{sr}$$

II-4-1 Grandeur ramenées au stator

En introduisant les flux de fuites statorique et rotorique représentés respectivement par :

$$l_s = L_s - M'_{sr} : \text{ Inductance de flux de fuites statorique.}$$

$$l'_r = L'_r - M'_{sr} : \text{ Inductance de flux de fuites rotorique ramenée}$$

Les équations (I-19) et (I-20) s'écrivent alors comme suit :

$$\bar{V}_s = (R_s + j\omega_s l_s)\bar{I}_s + j\omega_s M'_{sr}\bar{I}_m \tag{II-17}$$

$$\bar{V}_r = \bar{0} = \left(\frac{R'_r}{g} + j\omega_s l'_r\right)\bar{I}'_r + j\omega_s M'_{sr}\bar{I}_m \tag{II-18}$$

avec :

$$\bar{I}_m = \bar{I}_s + \bar{I}'_r : \text{ Courant de magnétisation}$$

A partir de ces deux dernières équations on établie le schéma équivalent de la MAS en régime permanent figure (II-3).

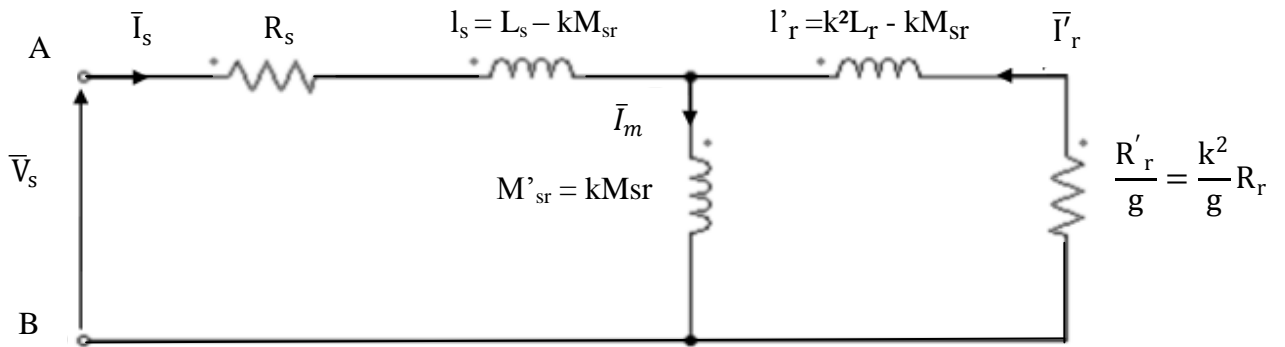


Fig . II-3 : Schéma équivalent de la MAS en régime permanent

Avec ce modèle, on considère le MAS comme un transformateur statique en court-circuit avec une résistance secondaire ramenée au primaire égale R_r'/g . C'est le modèle le plus proche de la représentation réelle d'une machine asynchrone. En négligent les pertes magnétiques dans le fer, ce modèle est caractérisé par les paramètres électriques ($R_s, L_s, R_r, L_r, M_{sr}$), à identifier par la méthode classique [7].

II-4-2 Schéma équivalent à fuites totalisées dans le stator :

Ce modèle, est choisie telle que :

$$l'_r = 0 \rightarrow k = \frac{M_{sr}}{L_r} \tag{II-19}$$

L'inductance des fuites totalisées dans le stator l_s et l'inductance magnétisante ramenée M_{sr} s'expriment par :

$$l_s = L_s - \frac{M_{sr}^2}{L_r} = \sigma L_s \tag{II-20}$$

et

$$M'_{sr} = \frac{M_{sr}^2}{L_r} = (1 - \sigma)L_s \tag{II-21}$$

La résistance rotorique ramenée au stator est donnée par :

$$R_r' = \left(\frac{M_{sr}}{L_r}\right)^2 R_r = \frac{(1-\sigma)L_s}{\tau_r} \tag{II-22}$$

Avec ;

$$\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_r L_s} : \text{Coefficient de dispersion total} :$$

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

Le schéma équivalent de la MAS en T de la Fig. I-5 devient :

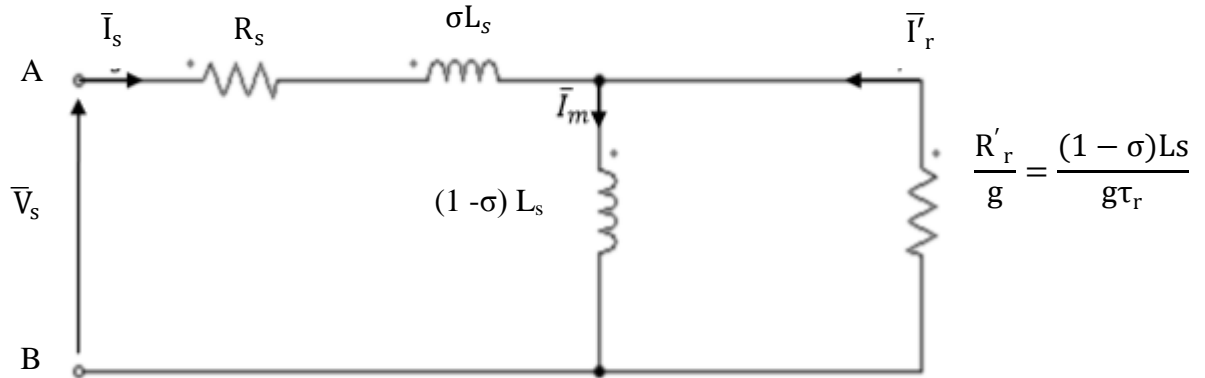


Fig.II-4: Schéma équivalent de la MAS à fuites totalisées dans le stator

On constate que le MAS est caractérisée par les quatres paramètres électriques suivants :

$$R_s, L_s, \sigma \text{ et } R_r'$$

Ce modèle est convenablement utilisable pour la détermination expérimentale de ces paramètres par les essais classiques : l'essai à vide et l'essai à rotor bloqué..

II-4-3 Schéma équivalent à fuites totalisées dans le rotor

Le flux rotorique est un grandeur très utile dans le contrôle à flux orienté, cause pour laquelle les modèles de la de la MAS sont sauvant exprimés en fonction du flux rotorique. L'adaptation du schéma équivalent à cet objectif est obtenue par le choix de $k = \frac{L_s}{M_{sr}}$, cette transformation annule le flux de fuites statorique ($I_s = 0$) et permet d'avoir un schéma plus simple avec les paramètres déduits :

- L'inductance des fuites totalisées dans le rotor:

$$I'_r = \left(\frac{L_s}{M_{sr}}\right)^2 L_r - L_s = \frac{\sigma L_s}{1-\sigma} \tag{II-23}$$

- L'inductance magnétisante ramenée :

$$M'_{sr} = \frac{L_s}{M_{sr}} = L_s \quad (II-24)$$

- La résistance rotorique ramenée :

$$R'_r = \left(\frac{L_s}{M_{sr}}\right)^2 R_r = \frac{L_s}{(1-\sigma)\tau_r} \quad (II-25)$$

avec :

$$\tau_r = \frac{L_s}{R_r} : \text{Constante de temps rotorique} \quad (II-26)$$

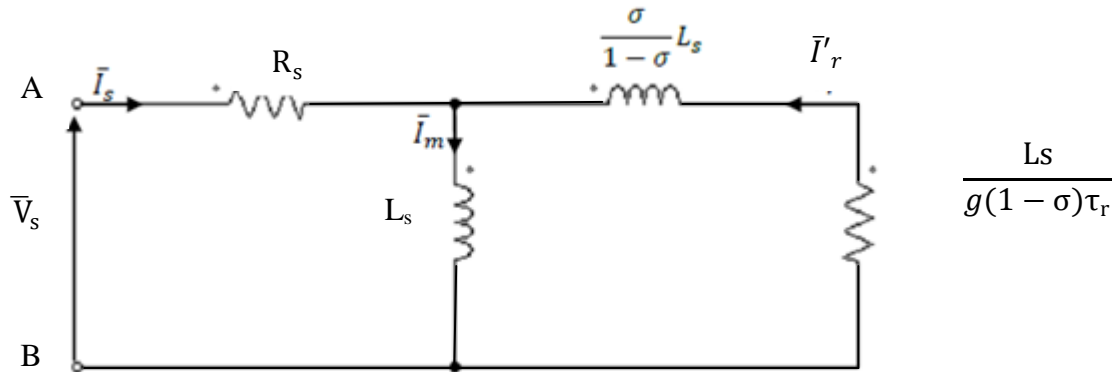


Fig. II-5 Schéma équivalent à fuites totalisées dans le rotor

Comme dans le modèle précédemment présenté, le nombre des paramètres électriques à identifier se limite à quatre :

$$R_s, L_s, \sigma \text{ et } \tau_r$$

II-5 Identification pratique des paramètres du moteur basé sur le schéma équivalent en régime permanent totalisée au stator :

Les paramètres de schéma équivalent sont identifiés par les essais pratiques ci-dessous :

- 1- Essai voltampérométrique en courant continu (mesure de résistance d'une phase statorique)
- 2- Essai à vide (sans charge)
- 3- Essai à rotor bloqué (essai en court circuit)
- 4- Essai de ralentissement (identification de paramètres mécanique)

Lors de cette étude, le moteur testé est un MAS triphasé à cage d'écureuil du laboratoire machine électrique de l'université de Ouargla ayant les indications de sa plaque signalétique suivante :

Tableau 1 : Caractéristiques nominales du moteur

Puissance nominale	0.18 kw, $\cos\varphi = 0.8$
U (phase-phase)	380V
Fréquence	50 HZ
Courant nominal	0.5 A
Vitesse de rotation	2770 tr / min
Nombre de paire de pole	1
Couplage	Triangle Δ

II-5-1 Essai voltampèremétrique en courant continu (mesure de résistance) :

Cet essai nous permet de calculer la résistance d'un enroulement statorique R_s . La mesure en courant continu (méthode volt-ampèremétrique) réalisée à chaud (après l'essai en charge),

Montage :

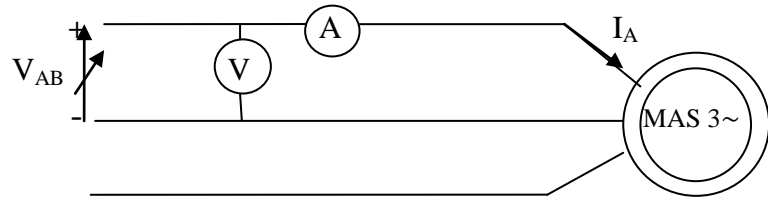


Fig. II-6 Schéma de l'essai voltampèremétrique

On alimente une phase du moteur (après un fonctionnement en charge) par une tension continue variable afin de prendre plusieurs valeurs de tension et de courant comme indique le schéma ci-dessus

Tableau2 : Résultats de mesures :

V_{AB} (V)	18.5	37	55	73	91
I_A (A)	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5

La valeur de la résistance est donnée par la loi d'Ohm : $V_{AB} = R_s \cdot I_A$ d'où $R_s = V_{AB} / I_A$

Avec R_s est la résistance d'une phase statorique.

Après calcul de la valeur moyenne de la résistance, on trouve $R_s = 183.5 \Omega$

II-5-2 Essai à vide :

Dans ce cas, la machine est alimentée à sa tension et à sa fréquence nominale, et tourne à vide. Il existe cependant un couple résistant de très faible valeur équivalent aux pertes mécaniques dues aux frottements et à la ventilation.

De ce fait le glissement n'est pas tout à fait nul, les courants rotoriques sont négligeables et le flux dans l'entrefer est créé par le stator seul. On peut écrire alors que : lorsque ($g = 0$)

$$\overline{V_s} = \overline{V_{s0}}$$

$$\overline{I'_r} \approx 0 \text{ et } \overline{I_s} = \overline{I_{s0}} \approx \overline{I_m}$$

Dans le schéma équivalent de la fig. I-6, la branche correspondante au secondaire est ouverte

($\frac{R'_r}{g} \rightarrow \infty$) . Le circuit à vide devient :

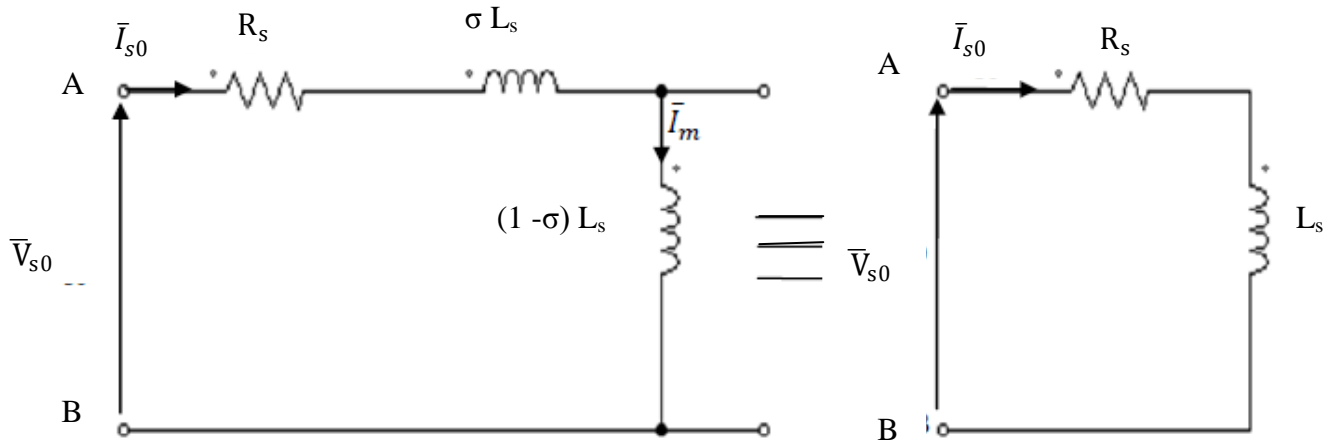


Fig. II-7 : Schéma équivalent de la MAS en fonctionnement à vide

Montage :

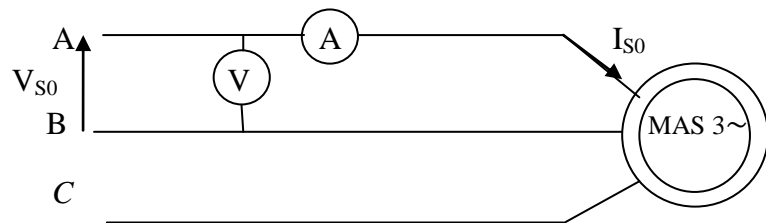


Fig. II-8 Schéma de l'essai à vide

Dans cet essai, on applique la tension nominale au moteur, et on le laisse tourner à vide, le branchement des enroulements statorique étant en triangle.

Cet essai à vide permet de déterminer \$L_s\$ par la mesure de \$V_{s0}\$ et \$I_{s0}\$

Les indications des appareils des mesures sont : \$V_{s0} = 380\$ V et \$I_{s0} = 0.35\$ A

$$J_{s0} = \frac{I_{s0}}{\sqrt{3}} = 0.202 \text{ A}$$

L'inductance statorique $L_s = \frac{1}{\omega_s} \sqrt{\left(\frac{V_{s0}}{J_{s0}}\right)^2 - R_s^2}$ avec $\omega_s = 2\pi f = 314$ rd/s.

Après calcul on trouve : \$L_s = 6.03\$ H

avec ;

\$V_{s0}\$: Tension statorique entre deux phases à vide.

\$I_{s0}\$: courant de ligne à vide.

\$J_{s0}\$: courant de phase à vide.

II-5-3 Essai en court circuit (à rotor bloqué)

Dans cet essai, aussi appelé « essai à rotor bloqué », le rotor est bloqué. La vitesse de rotation étant nulle, aucune puissance mécanique n'est délivrée sur l'arbre, et le courant absorbé n'est limité que par l'impédance interne de la machine qui est relativement faible.

A l'arrêt ($g=1$), Le schéma équivalent déduit de cet essai est celui de la fig. I-9.

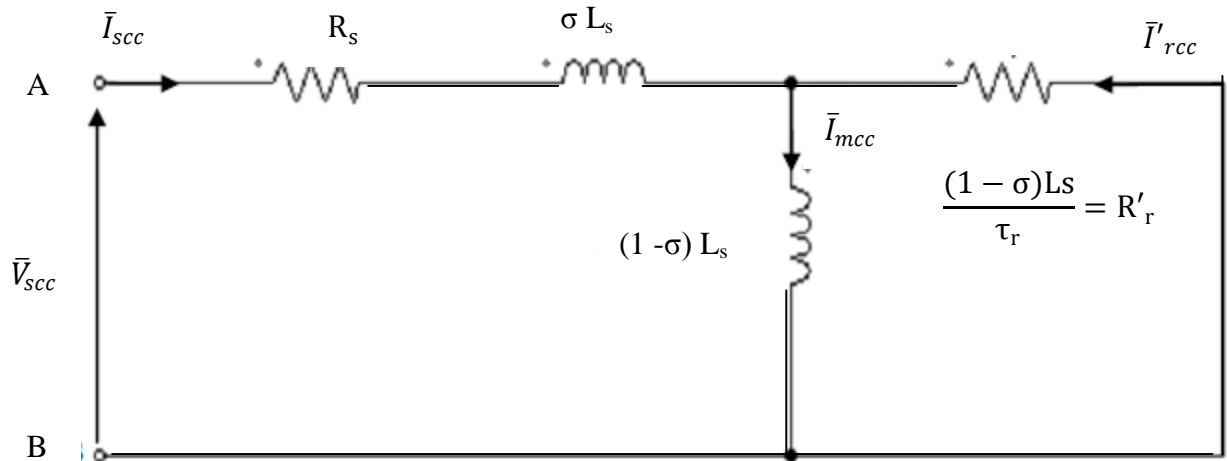


Fig. II-9: Schéma équivalent de la MAS en fonctionnement à rotor bloqué.

Le schéma simplifié de la figure permet de déterminer la résistance rotorique ramenée R'_r et l'inductance des fuites globales σL_s .

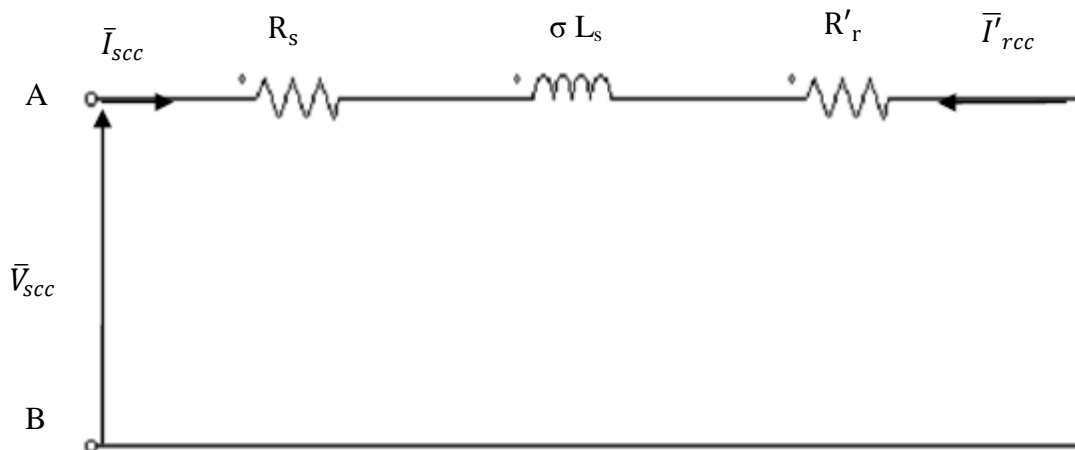
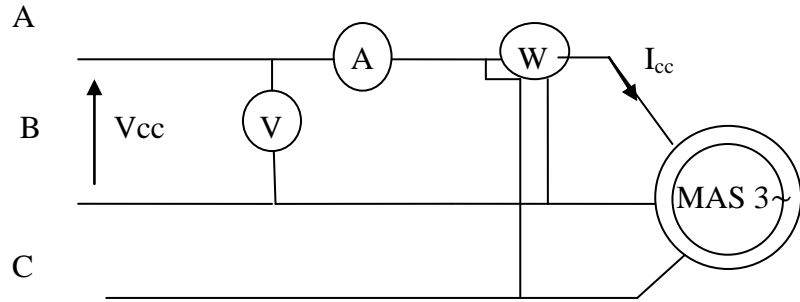


Fig. II-10 : Schéma équivalent simplifié de la MAS à rotor bloqué

Montage:**Fig. II-11 Schéma de l'essai en court-circuit**

Dans cet essai, l'arbre du moteur est bloqué par un dispositif de blocage et le stator est alimenté sous une tension réduite, tension qui correspond à un courant absorbé égale au courant nominal.

Nous avons obtenu les résultats suivants : $I_{cc} = 0.5 \text{ A}$, $V_{cc} = 100 \text{ V}$ et $P_{cc} = 69 \text{ W}$

II-5-3-1 Calcul de R_r' , L_σ , σ et M_{sr}

$$R_r' = \frac{P_{cc}}{3I_{cc}^2} - R_s \quad , \quad L_\sigma = \frac{1}{\omega_s} \sqrt{\left(\frac{V_{cc}}{I_{cc}}\right)^2 - (R_s + R_r')^2} \quad , \quad \sigma = \frac{L_\sigma}{L_s} \quad , \quad M_{sr} = \sqrt{(1 - \sigma)L_s L_r}$$

Après calcul nous avons obtenu les résultats suivants :

$$R_r' = 96 \Omega \quad , \quad L_\sigma = 0.72 \text{ H} \quad , \quad \sigma = 0.119 \quad , \quad M_{sr} = 5.659 \text{ H}$$

II-6 Identification des pertes fer et mécanique

Lors de fonctionnement de la MAS en moteur à vide, la puissance active absorbée représente la somme des pertes suivantes :

- Les pertes ohmiques statoriques: (par effet joule dues au courant statorique) :

$$P_{js} = 3R_s I_{s0}^2$$

- Les pertes ferromagnétiques (dites pertes dans le fer) dues à la variation du flux: P_{Fe}

- Les pertes mécaniques dues aux frottements et à la ventilation : P_{mec}

- En effet la puissance active à vide est donnée par :

$$P_{s0} = P_{js0} + P_{Fe} + P_{mec} \quad (\text{II-27})$$

$$P_{s0} - P_{js0} = P_{Fe} + P_{mec} \quad (\text{II-28})$$

II-6-1 Principe de la méthode

Cette méthode consiste à alimenter la machine à vide sous tension variable et mesurer le courant statorique et la puissance active. On fait varier la tension sur une plage où la vitesse

doit demeurer constante afin de conserver la constance des pertes mécaniques qui sont tributaires de la vitesse. A fréquence statorique constante, les pertes fer varient proportionnellement au carré de la tension d'alimentation;

En traçant la variation de $P_0 - P_{js0}$ en fonction du carré de la tension qui est pratiquement une droite qu'on extrapole jusqu'à $V_{s0}=0$, ainsi on obtient les P_{mec} qui sont indépendantes de la tension (Fig. I-11), [11].

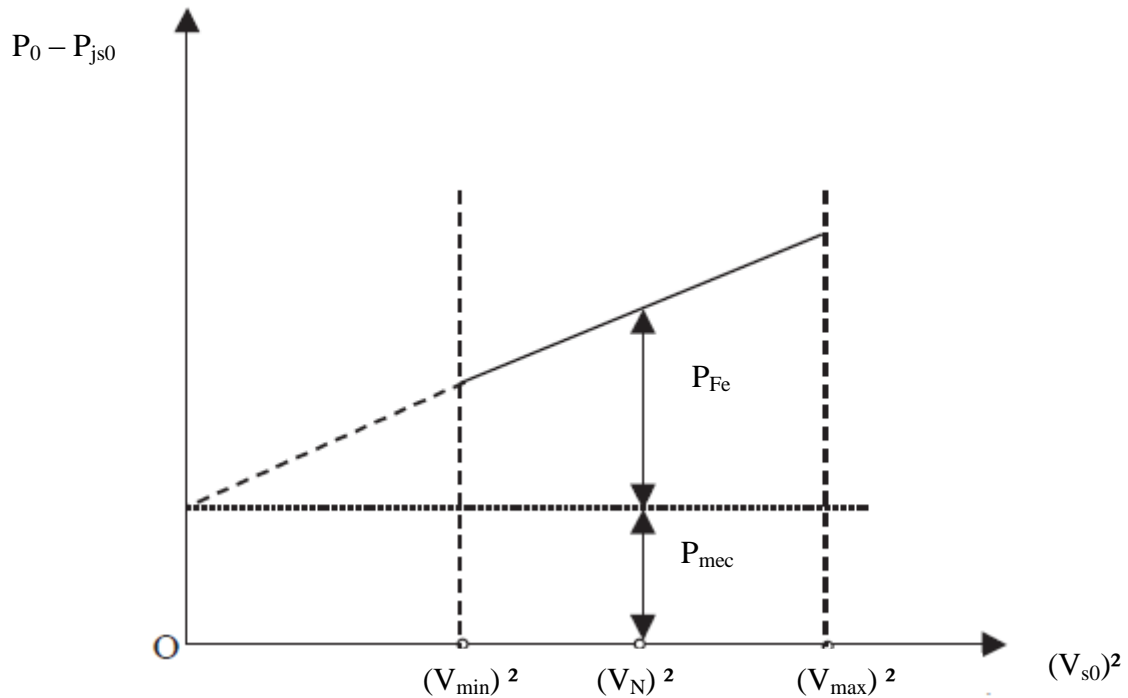


Fig. II-12: Méthode de séparation des pertes

Mesures pratique : On relève à vide le tableau de mesures expérimentales suivant :

Tableau : 3

Tension à vide V_{s0} (V)	380	350	300	250
Courant à vide I_{s0} (A)	0.35	0.32	0.29	0.28
Pertes joules statoriques $P_{js}=R_s I_{s0}^2$ (W)	22.05	18	14.40	12.60
Puissance à vide P_{s0} (W)	41	35	29	25.25
$P_{s0} - P_{js}$ (W)	18.95	17	14.6	9.65
Vitesse à vide tr /min	2937	2925	2894	2840

La puissance active absorbée à vide est donnée par l'équation (I-30):

$$P_{s0} = P_{js} + P_{Fe} + P_{mec}$$

Avec : P_{js0} : Les pertes joule statoriques

P_{Fe} : Les pertes fer

P_{mec} : Les pertes mécaniques

On trace la puissance ($P_{s0} - P_{js}$) en fonction du carré de la tension, comme le montre la figure ci-dessous, on sépare les pertes mécaniques des pertes fer et on en déduit ces derniers car la puissance absorbée à vide et les pertes joules au stator sont connues.

De l'équation (I-30) :

$$P_{Fe} = P_{s0} - P_{js} - P_{mec} \quad (\text{II-29})$$

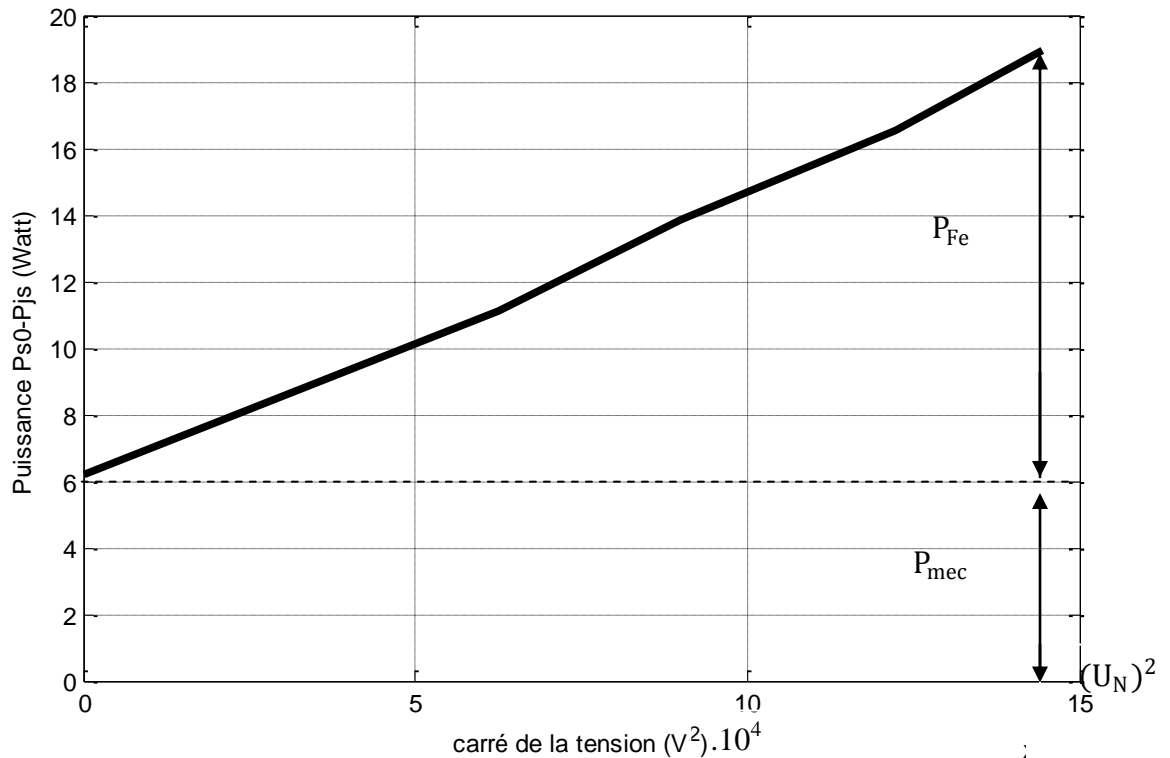


Fig. II-13: courbe de séparation des pertes

D'après la courbe on trouve :

$$P_m = 12.95 \text{ watt} \quad \text{et} \quad P_{Fe} = 6 \text{ watt}$$

II-8 Identification des paramètres mécaniques

Les paramètres mécaniques de la machine sont identifiés par la méthode de l'essai de ralentissement. C'est une méthode qui est valable pour tout type de machine. La machine est alimentée sous sa tension nominale et tourne à vide. L'alimentation est ensuite coupée et l'évolution de la vitesse en fonction du temps est enregistrée à l'aide d'une carte Arduino et un simple programme d'acquisition sous MATLAB.

L'identification des paramètres électriques du modèle de la MAS ne suffit pas pour une étude complète et efficace des différents régimes dynamique. Ces régimes sont de plus conditionnés par la connaissance des paramètres mécaniques (moment d'inertie, frottements et charge) qui figurent dans l'équation du mouvement

$$C_e = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega + C_r$$

Ces paramètres mécaniques sont identifiés par la méthode de l'essai de ralentissement.

II-8-1 Essai de ralentissement

Cet essai nous permet de déterminer les paramètres mécaniques du moteur asynchrone. C'est une méthode qui est applicable pour tous les types des machines tournantes. On alimente la machine par sa tension nominale et on la laisse tourner à vide. Ensuite on coupe l'alimentation et l'évolution de la vitesse en fonction du temps est enregistré à l'aide d'une table traçante ou autre moyen (dans notre travail, on utilise une carte Arduino et un programme sous Matlab pour l'acquisition)

Le couple électromagnétique du moteur est donné par l'équation

$$C_e = J \frac{d\Omega}{dt} + C_r + f_r \cdot \Omega \quad (\text{II-30})$$

Le moteur tourne à vide à la vitesse Ω_0 et C_{r0} est son couple résistant à vide

A l'instant $t=t_1$, l'alimentation est coupée, le couple électromagnétique du moteur est réduit à zéro ($C_e=0$) et l'équation du couple s'écrit comme suit : $0 = J \frac{d\Omega}{dt} + C_{r0} + f_r \cdot \Omega$ (II-31)

On peut écrire aussi : $0 = \frac{J}{f_r} \frac{d\Omega}{dt} + \frac{C_{r0}}{f_r} + \Omega$

On pose : $\tau_m = \frac{J}{f_r}$ et $\Omega_f = -\frac{C_{r0}}{f_r}$, sa résolution donne :

$$\Omega(t) = ke^{-t/\tau_m}$$

La constante K est déterminée à partir des conditions initiales.

A $t = t_1$ $\Omega(t_1) = \Omega_0$ et on peut écrire : $\Omega(t) = (\Omega_0 - \Omega_f)e^{-t/\tau_m} + \Omega_f$ (II-32)

Après la coupure de l'alimentation, la machine continue à tourner pendant un temps t_f pour qu'elle puisse s'arrêter et $\Omega(t_f) = 0 \Leftrightarrow (\Omega_0 - \Omega_f)e^{-t_f/\tau_m} + \Omega_f = 0$ (II-33)

D'où : $\frac{t_f}{\tau_m} = \text{Ln}\left(\frac{\Omega_f - \Omega_0}{\Omega_f}\right)$ (II-34)

La constante du temps mécanique :

$$\tau_m = \frac{t_f}{\text{Ln}\left(\frac{\Omega_f - \Omega_0}{\Omega_f}\right)} \quad (\text{II-35})$$

Etant donné que :

$$\text{Ln}\left(\frac{\Omega_f - \Omega_0}{\Omega_f}\right) = \text{Ln}\left(1 - \frac{\Omega_0}{\Omega_f}\right) = \text{Ln}\left(1 - f_r \frac{\Omega_0}{C_{r0}}\right) \quad (\text{II-36})$$

Le coefficient de frottement f_r est généralement faible d'où :

$$\text{Ln}\left(1 - \frac{\Omega_0}{\Omega_f}\right) \approx f_r \frac{\Omega_0}{C_{r0}} \quad (\text{II-37})$$

Par remplacement dans l'équation (I-19), on trouve : $t_f = \tau_m \cdot f_r \frac{\Omega_0}{C_{r0}}$. (II-38)

On substitue $\tau_m = \frac{J}{f_r}$ dans l'équation précédente, on obtient :

$$t_f = \frac{J}{f_r} \cdot f_r \frac{\Omega_0}{C_{r0}} = J \frac{\Omega_0}{C_{r0}}, \text{ d'où :}$$

$$J = t_f \frac{C_{r0}}{\Omega_0} \quad (\text{II-39})$$

Donc, pour déterminer le moment d'inertie, il suffit de connaître le couple résistant à vide C_{r0} qui est donnée par :

$$C_{r0} = \frac{P_m}{\Omega_0} \quad (\text{II-40})$$

P_m : représente les pertes mécaniques

La constante mécanique τ_m peut-être calculé à partir de la courbe de ralentissement, comme il est indiqué sur la figure (I-9) et le coefficient de frottement f_r est calculé à partir de l'équation : $f_r = 44$) (II-41)

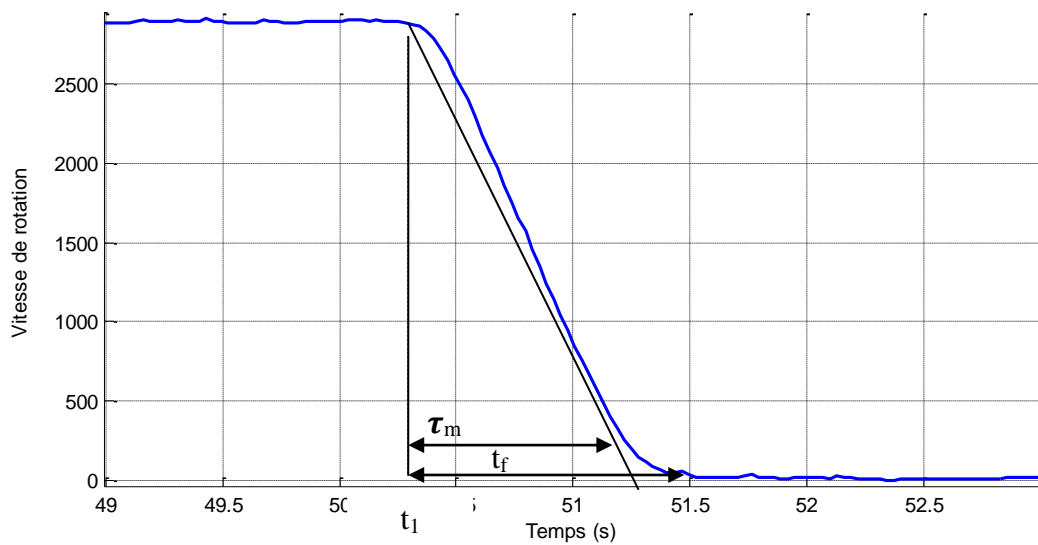


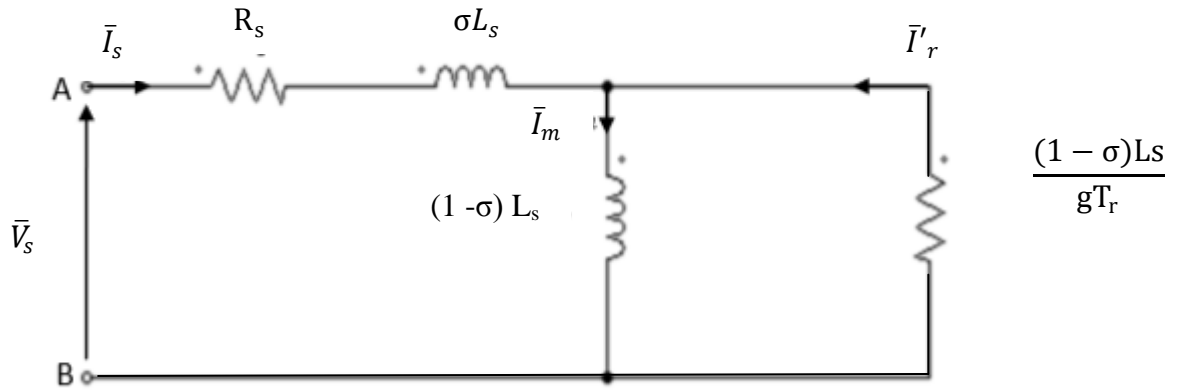
Fig.II-14 : Essai de ralentissement effectué sur un moteur asynchrone à cage de 0.18 KW , 380 V, 50 HZ

Le relevé expérimental de la courbe ci – dessus donne :

$$\tau_m = 0.8s \quad t_f = 1.2s \quad C_{r0} = 0.041 \text{ N.m} \quad J = 0.0011 \text{ Kg.m}^2 \quad , \quad f_r = 0.000196 \text{ Nm.rad}^{-1}$$

II-9 Expression de l'impédance d'entrée du moteur asynchrone à cage

L'impédance d'entrée du MAS est calculée à partir du modèle de la fig. I-6 dans l'hypothèse de la localisation des fuites magnétique au stator et de pertes ferromagnétiques négligeables.

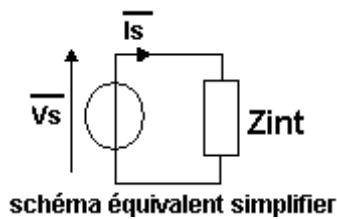


On pose :

- $R_1 = (1-\sigma)L_s / gT_r$,
- $R_2 = (1-\sigma)L_s \omega_s$
- $R_3 = \sigma L_s, \omega_s$
- $R_4 = R_s$.

L'impédance totale par phase vue du stator (dipôle AB) peut se déduire du circuit équivalent de la figure

$$Z_{int} = R_4 + \frac{(R_1 \cdot R_2)}{(R_1^2 + R_2^2)} + jR_3 + \frac{(R_1^2 \cdot R_2)}{(R_1^2 + R_2^2)}$$



On utilise ce schéma équivalent et à l'aide d'un simple programme sous MATLAB, on peut trouver le point de fonctionnement nominal du MAS:

Module (Zint) = $\sqrt{\text{réel}(Z_{int})^2 + \text{Imag}(Z_{int})^2}$.

Facteur de puissance : $\cos(\varphi) = \text{réel}(Z_{int}) / \text{Module}(Z_{int})$.

Puissance absorbée : $P_a = 3 \cdot \text{réel}(Z_{int}) \cdot I_s \cdot I_s$;

$I_s = V_s / \text{Module}(Z_{int})$.

Pertes joule statorique $P_{js} = 3 \cdot R_s \cdot I_s^2$,

Puissance électromagnétique $P_{tr}=P_a-P_{js}$.

Pertes joule rotorique $P_{jr}=g*P_{tr}$.

Rendement $= (P_a - P_{js} - P_{jr} - P_{mec} - P_{Fe}) / P_a$.

Puissance utile $P_u = \text{Rendement} * P_a$.

Le couple électromagnétique $C_e = P_{tr} / \Omega_s$.

Après l'exécution de ce programme on trouve les résultats suivants :

Glissement nominal = 0.0745

Rendement nominal = 75.10 %

Cosphi_nom = 0.7510

Puissance absorbe = 255.9475 % watt

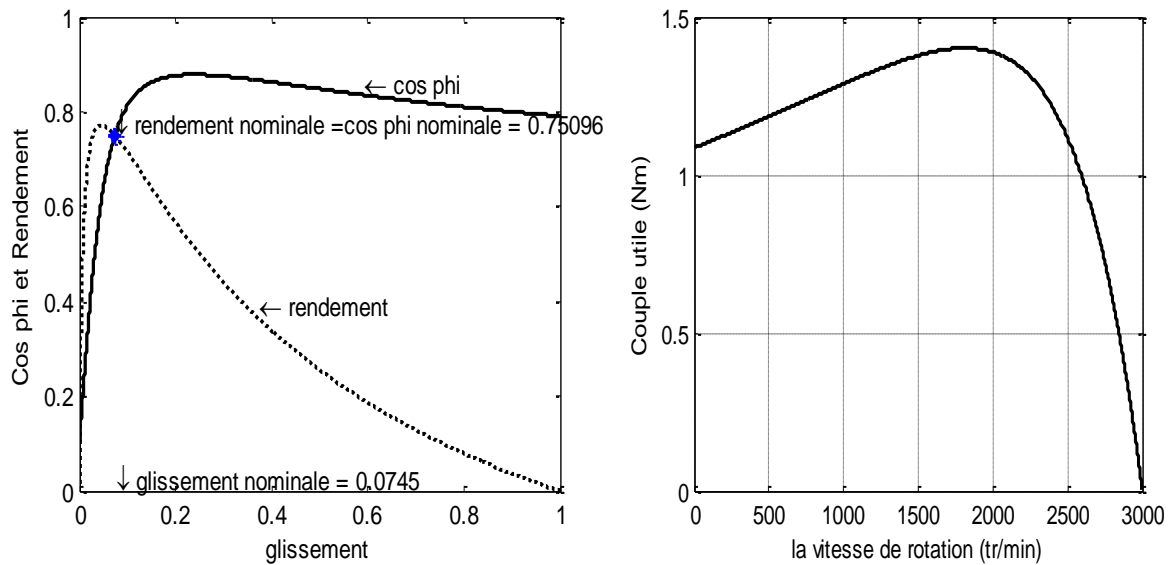
Puissance utile = 192.2076 % watt

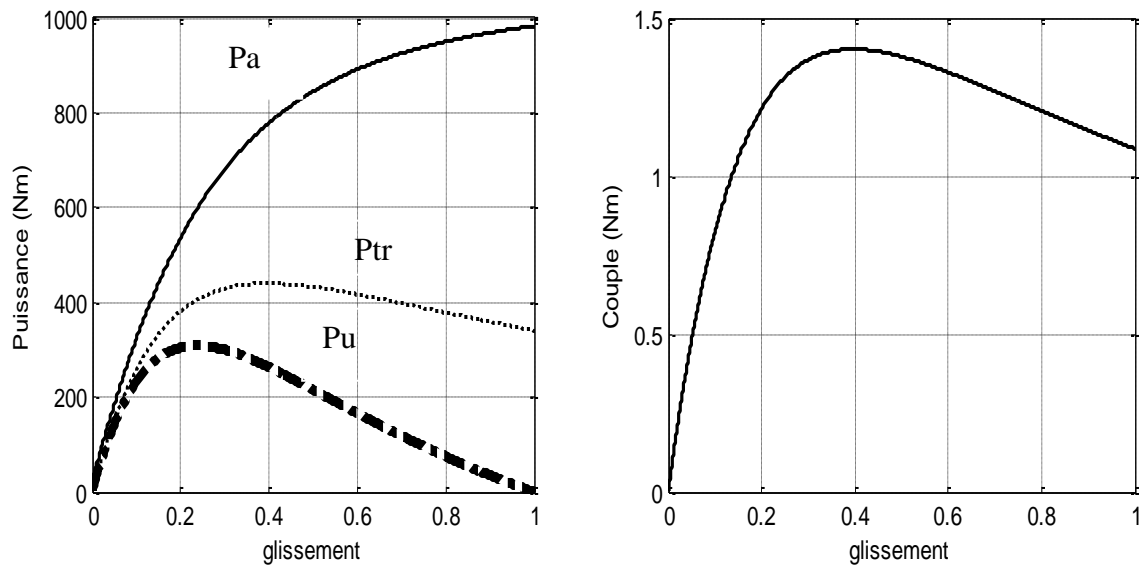
vitesse nominale = 2776 %tr/min

Couple nominal = 0.6614 %Nm

Courant nominal = 0.4590 % A

II-10 Caractéristique interne et externe du moteur Asynchrone





D'après les courbes, on constate que :

η : Le rendement passe par zéro à vide. Il doit avoir une valeur voisine de son maximum pour le fonctionnement nominale. Il diminue ensuite de plus en plus rapidement pour redevenir nul à l'arrêt.

$\cos(\varphi)$: Le facteur de puissance est faible à vide il est surtout réactif et obtient une valeur maximale au voisinage du fonctionnement nominale.

L'intersection entre les deux courbes présentes le point de fonctionnement nominale

$C_u=f(\Omega)$: C'est la courbe donnant les variations du couple utile C_u en fonction de la vitesse de rotation Ω . Cette caractéristique électromécanique est obtenue à condition de conserver la tension entre phases U constante et la fréquence f constante

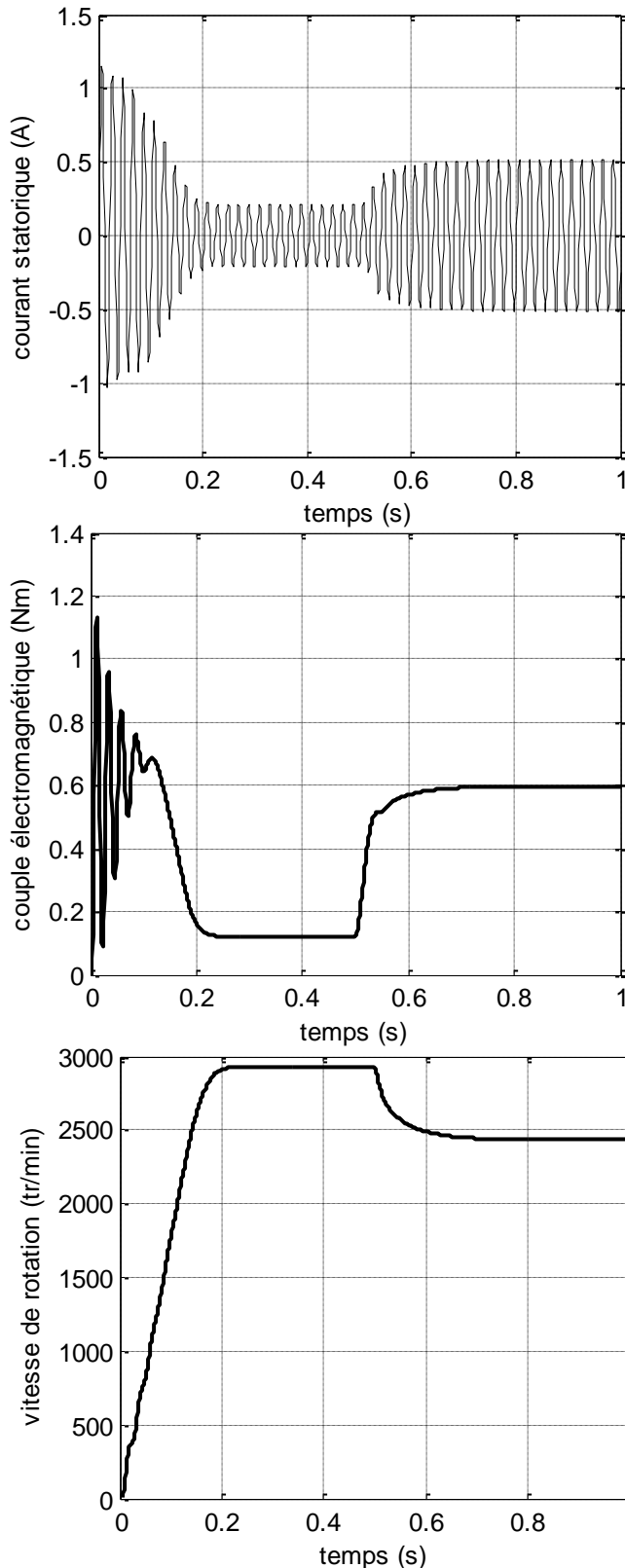
II-11 Validation du modèle

Les valeurs des paramètres ainsi trouvées sont injectées dans les équations de MAS dont le modèle est présent sous forme de schéma fonctionnel de la figure II-3. Si l'identification est bien menée les enregistrements des mesures courant statorique, couple et vitesse devront donner des allures proches que celle données par la MAS réelle. Dans la réalité des erreurs sont enregistrées entre la MAS réelle et son modèle identifié. Meilleure serait l'identification et mieux les erreurs dites de modélisation seront faibles.

Dans cette partie, on procède à la simulation numérique de schéma fonctionnel établis à l'aide des paramètres issus de la méthode d'identification en se servant du schéma bloc de simulation présenté ci-après par la figure II-3.

II-12 Résultat de simulation

La simulation d'un démarrage à vide sous une tension sinusoïdale de valeur efficace 380V et de fréquence 50Hz suivi de l'application du couple nominale ($C_N = 0.6 \text{ Nm}$) à l'instant $t=0.5\text{s}$, permet d'obtenir les résultats illustrés par la figure (II-4).



Evaluation du courant statorique :

On reconnaît le classique appel de courant au démarrage égal à 2 fois le courant nominal. Après sa disparition, le courant permanent est atteint et reste le courant correspondant au comportement inductif du moteur à vide, et avec l'application de la charge à l'instant $t=0.5\text{s}$, le courant statorique atteint la valeur du courant nominal.

Evaluation du couple électromagnétique:

L'oscillation du couple est l'élément marquant de cet oscillogramme, puisque le couple monte jusqu'à 1.15 N.m. Il faudra donc prendre garde au dimensionnement du couple-mètre utilisée si on ne veut pas le détruire. Après disparition du régime transitoire, le couple tend vers le couple de charge à vide (frein-rotor) et après l'application de la charge le couple atteint sa valeur nominale.

Evaluation de la vitesse de rotation :

Les oscillations de couple se font évidemment ressentir sur l'évolution de la vitesse qui en régime permanent se stabilise à 2900 tr/min puisque le moteur possède un paire de pole. Avec l'application de la charge la vitesse diminue à 2300 tr/min.

Fig. II-15 Résultats de simulation du MAS à cage

II -13 Conclusion

Au cours de ce chapitre, le schéma équivalent généralisé a été établi. Ceci a permis de présenter plusieurs modèles simples à nombre de paramètres réduit et aisément identifiables et qui présentent tous la même impédance totale vue du stator.

Une méthode d'identification basée sur les essais pratique est présentée, en vue d'estimer les paramètres de la machine et le chapitre s'est achevé par la détermination des paramètres en vue d'une programmation sous MATLAB. Les paramètres ainsi trouvés sont injectés dans le schéma bloc vectoriel du MAS établi dans le premier chapitre Fig I-5.

D'après les résultats de simulation, l'application de la charge influe sur les caractéristiques dynamiques et statiques du moteur, et pour résoudre ce problème, on doit passer à la commande du moteur qui sera l'objectif de chapitre suivant.

CHAPITRE III

***COMMANDE VECTORIELE DU
MOTEUR ASYNCHRONE***

VCOMMANDE VECTORIELLE DU MOTEUR ASYNCHRONE A CAGE

III-1 Introduction

Depuis plusieurs années, les recherches universitaires et industrielles ont été développées à fin d'aboutir à un contrôle du variateur asynchrone, équivalent à celui d'un moteur à courant continu. Dans ce type de contrôle, le flux et le couple, deux variables essentielles de réglage, sont découplées et commandées indépendamment. Ce principe de commande découplée, conditionnant le fonctionnement stable du moteur asynchrone, est un principe caractéristique du contrôle vectoriel. Ce dernier conduit à des entraînements asynchrones à hautes performances industrielles supportant les perturbations dues à la charge.

Les bases de cette théorie, appelée contrôle vectoriel ou contrôle par flux orienté ont été proposées par BLASCKE en 1971. Il ramène le comportement du moteur à asynchrone à celui d'un moteur à courant continu. Il consiste à placer le repère (d, q) tel que l'axe (d) coïncide avec le flux à orienter (Fig.III-1).

Le but est d'éliminer le problème de couplage entre le rotor et le stator en dissociant le courant statorique en deux composantes en quadrature, de telle sorte que l'une des composantes commande le flux et l'autre commande le couple. Ceci permet de se ramener à des fonctionnements comparables à ceux d'un moteur à courant continu à excitation séparée, où le courant inducteur contrôle le flux et le courant induit contrôle le couple.

De nombreuses variantes ont été présentées dans la littérature. On peut citer par exemple [6], [13] :

Selon la source d'énergie:

- Commande en tension.
- Commande en courant.

Selon l'orientation du repère (d, q) suivant :

- Flux rotorique.
- Flux statorique.
- Flux d'entrefer.

Selon la détermination de la position du flux :

- Directe par mesure ou observation du vecteur flux (module, phase).
- Indirecte par contrôle de la fréquence de glissement.

Ce chapitre est consacré, à l'application de la technique de commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur de tension contrôlé par la technique (MLI).

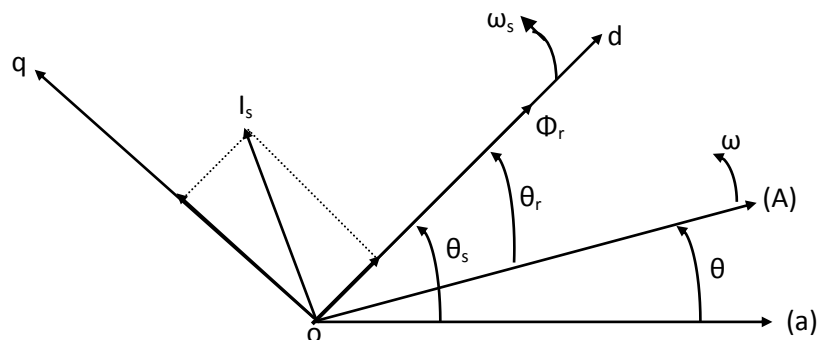


Fig. III-1 Principe de la commande à flux rotorique orienté

III-2 Modélisation de l'onduleur de tension

On suppose que la commande de chacune de trois branches de l'onduleur est complémentaire, ce qui permet de les remplacer par des interrupteurs statiques à deux positions, (Fig. III-2).

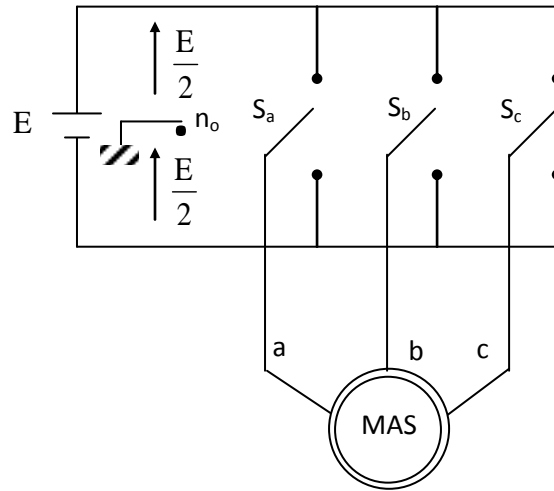


Fig. III-2 Schéma représentatif d'un onduleur de

Les tensions entre phases sont données par [13] :

$$V_{ab} = V_{ano} - V_{bno}, \quad V_{bc} = V_{bno} - V_{cno}, \quad V_{ca} = V_{cno} - V_{ano}$$

Le moteur asynchrone constitue une charge triphasée équilibrée couplée en triangle ou en étoile avec un neutre isolé "n" d'où:

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \tag{III-1}$$

Cette relation permet d'écrire:

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}(V_{ab} - V_{ca}) \\ V_{bn} = \frac{1}{3}(V_{bc} - V_{ab}) \\ V_{cn} = \frac{1}{3}(V_{ca} - V_{cb}) \end{cases} \tag{III-2}$$

Donc:

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}(2V_{ano} - V_{bno} - V_{cno}) \\ V_{bn} = \frac{1}{3}(-V_{ano} + 2V_{bno} - V_{cno}) \\ V_{cn} = \frac{1}{3}(-V_{ano} - V_{bno} + 2V_{cno}) \end{cases} \tag{III-3}$$

L'utilisation de l'expression (III-2) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commandes:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \tag{III-4}$$

Pour simplifier les calculs et représenter ces tensions, appliquons la transformation triphasée/biphasée respectant le transfert de puissance (transformation de Concordia):

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \tag{III-5}$$

Il existe différentes stratégies de commande permettant de déterminer les trois fonctions logiques S_i ($i=a, b, c$). Nous parlerons généralement de la commande MLI

III-3 Commande par modulation de largeur d’impulsion (MLI)

Les onduleurs de tension sont le plus souvent commandés par la technique de Modulation de Largeur d’Impulsion (MLI), c’est-à-dire, qu’au lieu de former chaque alternance des tensions de sortie d’un seul créneau rectangulaire, on la forme d’une succession de créneau de largeurs convenables. Cela permet d’obtenir des tensions ne contenant pas d’harmoniques à basses fréquences.

La technique de modulation de largeur d’impulsion retenue dans cette étude est la méthode à MLI triangulo-sinusoïdale présentée par la Fig.III-4. Les commandes des interrupteurs du convertisseur sont définies à l’aide d’un algorithme comportant uniquement des expressions algébriques, directement adaptables à un système numérique de contrôle.

Le principe montré dans la fig. III-3 consiste à comparer chacune des trois tensions sinusoïdales de référence que nous souhaitons imposer (ondes modulantes) par un signal triangulaire de haute fréquence (porteuse). Les intersections des ondes modulantes avec l’onde triangulaire, déterminent les impulsions de commande (S_a, S_b, S_c) de l’onduleur

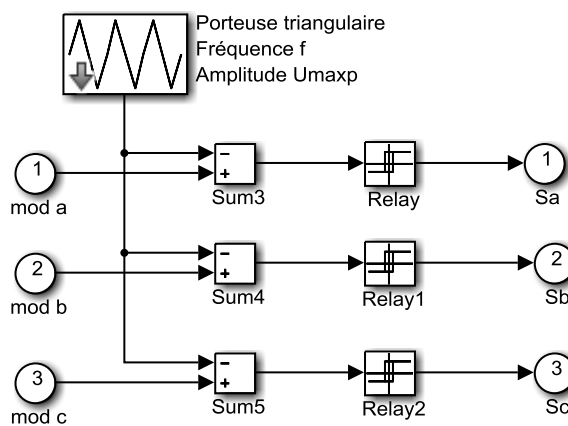


Fig. III-3 La commande MLI

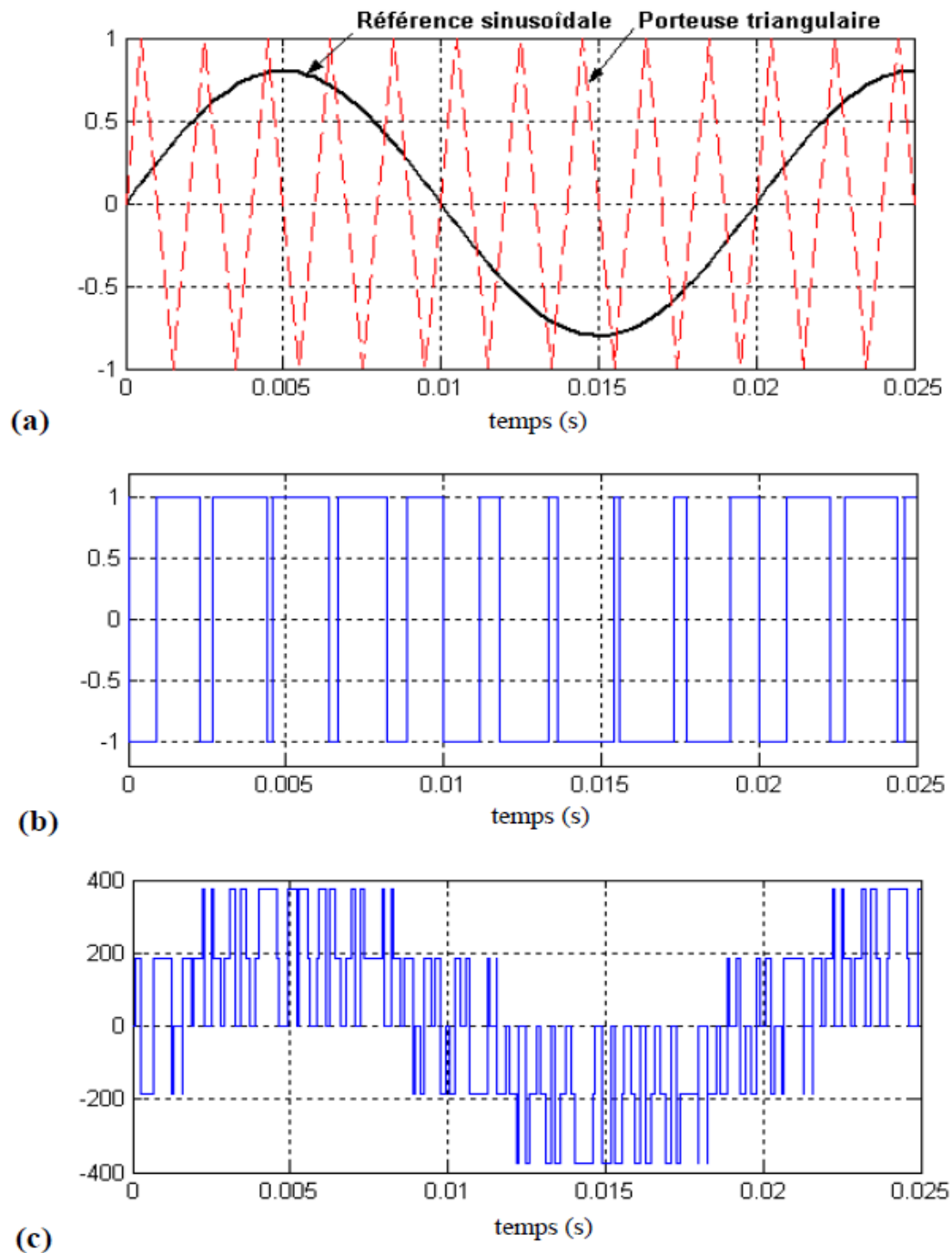


Fig.III-4 Principe et réponses de la commande MLI sinus- triangle

- (a) : Signaux de comparaison (référence et porteuse),
- (b) : Impulsion de commande du premier transistor,
- (c) : Tension composée de sortie de l'onduleur (V).

III-4 Principe de la commande vectorielle du moteur asynchrone

La commande par orientation du flux, consiste à régler le flux par une composante directe du courant et le couple par la composante en quadrature. Dans ce contexte, le choix adéquat du système (d, q) est très important, il doit être adapté à cette commande qui garantit le découplage entre le flux et le couple [12], [13].

La commande vectorielle est basée sur le choix d'un repère de référence (d, q) lié au champ tournant. Si on décompose le courant statorique en ses composantes I_{sd} suivant le flux rotorique et I_{sq} en quadrature avec ce flux, on met en évidence une commande découplée du flux et du couple. On aura alors des fonctionnements similaires à ceux d'une machine à courant continu à excitation séparée, où le découplage est naturel entre le couple et le flux [13].

La commande vectorielle impose à la machine asynchrone à cage une analogie, avec la machine à courant continu à excitation séparée (Fig. III-11). Nous noterons cependant, que la commande vectorielle impose le pilotage d'un convertisseur de puissance par un élément de commande basé sur le principe de la Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI).

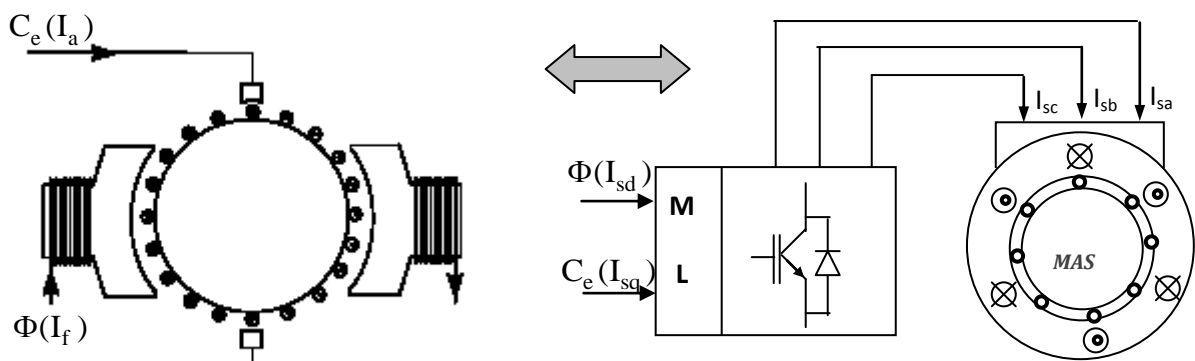


Fig. III-5 Analogie entre le moteur à courant continu et la commande vectorielle à flux rotorique orienté du moteur asynchrone à cage

III-4-1 Commande vectorielle directe

Dans le cas d'une commande directe avec une alimentation en tension, il est possible d'envisager une commande directe permettant la régulation du flux par contre-réaction. Nous essayons de rechercher les lois de découplage entre V_{sd} et V_{sq} , permettant de contrôler de manière indépendante le couple par la composante I_{sq} et le flux par la composante I_{sd} .

Le flux étant orienté sur l'axe d, l'équation d'état dans le repère lié au champ tournant nous permet d'exprimer V_{sd} , V_{sq} et ω_s

$$\begin{cases} V_{sd} = \tau'_\sigma R_\sigma \dot{I}_{sd} + R_\sigma I_{sd} - \omega_s \tau'_\sigma R_\sigma I_{sq} - \frac{K_r}{\tau_r} \Phi_r \\ V_{sq} = \tau'_\sigma R_\sigma \dot{I}_{sq} + \omega_s \tau'_\sigma R_\sigma I_{sd} + R_\sigma I_{sq} + K_r P \Omega \Phi_r \\ \omega_s = P \Omega + \frac{Msr}{\tau_r} \frac{I_{sq}}{\Phi_r} \end{cases} \quad (III-6)$$

Avec: $\Phi_{rq} \equiv 0$ et $\Phi_r \equiv \Phi_{rd}$

Ces expressions peuvent être exploitées telles quelles pour réaliser la commande vectorielle à flux orienté des moteurs asynchrone alimentés en tension. Mais on constate que V_{sd} et V_{sq} influent à la fois sur I_{sd} et I_{sq} donc sur le flux et le couple. Il est donc nécessaire de réaliser un découplage.

III-4-1-2 Découplage entrée-sortie

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

Différentes techniques existent : découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état et découplage par compensation. Nous présentons ce dernier type de découplage [12].

III-4-1-3 Découplage par compensation

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

$$V_{sd} = V_{sd1} - e_{sd} \quad \text{et} \quad V_{sq} = V_{sq1} - e_{sq}$$

Avec:

$$\begin{cases} e_{sd} = \omega_s \tau'_\sigma R_\sigma I_{sq} + \frac{K_r}{\tau_r} \Phi_r \\ e_{sq} = -\omega_s \tau'_\sigma R_\sigma I_{sd} + K_r^2 R_r I_{sq} - K_r \omega_s \Phi_r \end{cases} \quad (III-7)$$

e_{sd} et e_{sq} sont les forces électromotrices de compensation.

Les tensions V_{sd} et V_{sq} sont alors reconstituées à partir des tensions V_{sd1} et V_{sq1} (Fig.III-13) :

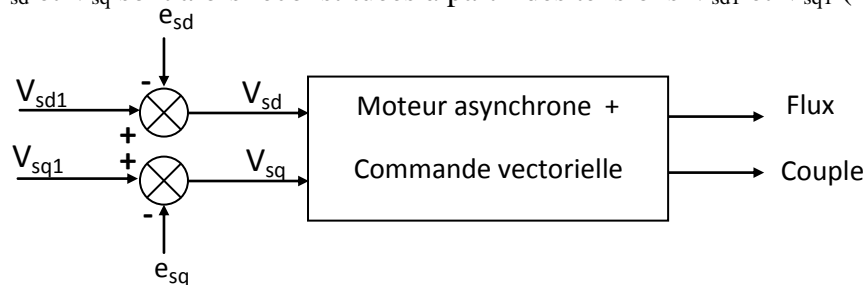


Fig. III-6 Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}

Nous définissons ainsi un nouveau système (Fig. III-6) pour lequel :

$$\begin{cases} V_{sd1} = \tau'_\sigma R_\sigma \dot{I}_{sd} + R_\sigma I_{sd} \\ V_{sq1} = \tau'_\sigma R_\sigma \dot{I}_{sq} + R_\sigma I_{sq} \end{cases} \quad (\text{III-8})$$

Les actions sur les axes d et q sont donc découplées.

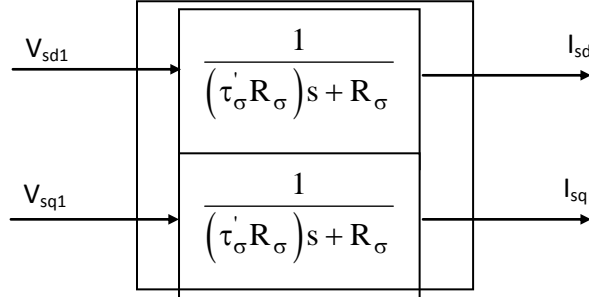


Fig. III-7 Commande découplée, I_{sd} et I_{sq}

En faisant apparaître de manière explicite le flux et le couple, nous obtenons :

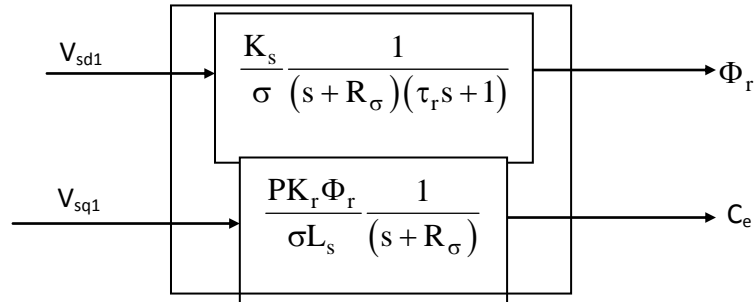


Fig. III-8 Commande découplée, Φ_r et C_e

III-4-1-4 Schéma bloc de la commande vectorielle directe

A partir du modèle du moteur élaboré au chapitre II et les équations de découplage données au paragraphe III-4-1-3, nous pouvons élaborer le schéma bloc de la commande vectorielle directe d'un MAS alimenté en tension (Fig. III-8).

Le flux rotorique est estimé dans le repère lié au stator à partir de l'équation suivante:

$$\tau_r \frac{d\hat{\Phi}_r}{dt} + \hat{\Phi}_r = Msr\bar{I}_s + jP\Omega\tau_r\hat{\Phi}_r \quad (\text{III-9})$$

Avec:

$$\hat{\Phi}_r = \hat{\Phi}_{r\alpha} + j\hat{\Phi}_{r\beta} \quad , \quad \bar{I}_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta}$$

On calcule alors le flux estimé comme suit:

$$\hat{\Phi}_r = \sqrt{\hat{\Phi}_{r\alpha}^2 + \hat{\Phi}_{r\beta}^2} \quad (\text{III-10})$$

La position θ_s de l'axe d par rapport au stator est obtenue à partir des composantes du flux rotorique ($\hat{\Phi}_{r\alpha}, \hat{\Phi}_{r\beta}$) par:

$$\theta_s = \text{arctg} \left(\frac{\hat{\Phi}_{r\beta}}{\hat{\Phi}_{r\alpha}} \right) \quad (\text{III-11})$$

La pulsation statorique s'écrit :

$$\omega_s = P\Omega + \frac{Msr}{\tau_r} \frac{I_{sq}}{\hat{\Phi}_r} \quad (\text{III-12})$$

L'équation (III-12) n'est pas exploitable car puisque $\hat{\Phi}_r$ est nul au démarrage du moteur. Nous utiliserons pour la simulation, l'équation suivante :

$$\omega_s = P\Omega + \frac{Msr}{\tau_r} \frac{I_{sq}}{\hat{\Phi}_r + \varepsilon} \quad (\text{III-13})$$

$$\varepsilon = 0.001$$

Le couple électromagnétique est alors égal à :

$$C_e = PK_r (\hat{\Phi}_{r\alpha} I_{s\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta} I_{s\alpha}) \quad (\text{III-14})$$

Nous utilisons les estimateurs de flux, de couple et de pulsation statorique déterminés précédemment. Le contrôle de l'onduleur est assuré par la technique (MLI). Le schéma bloc de la commande vectorielle directe est donné par la (Fig. III-8).

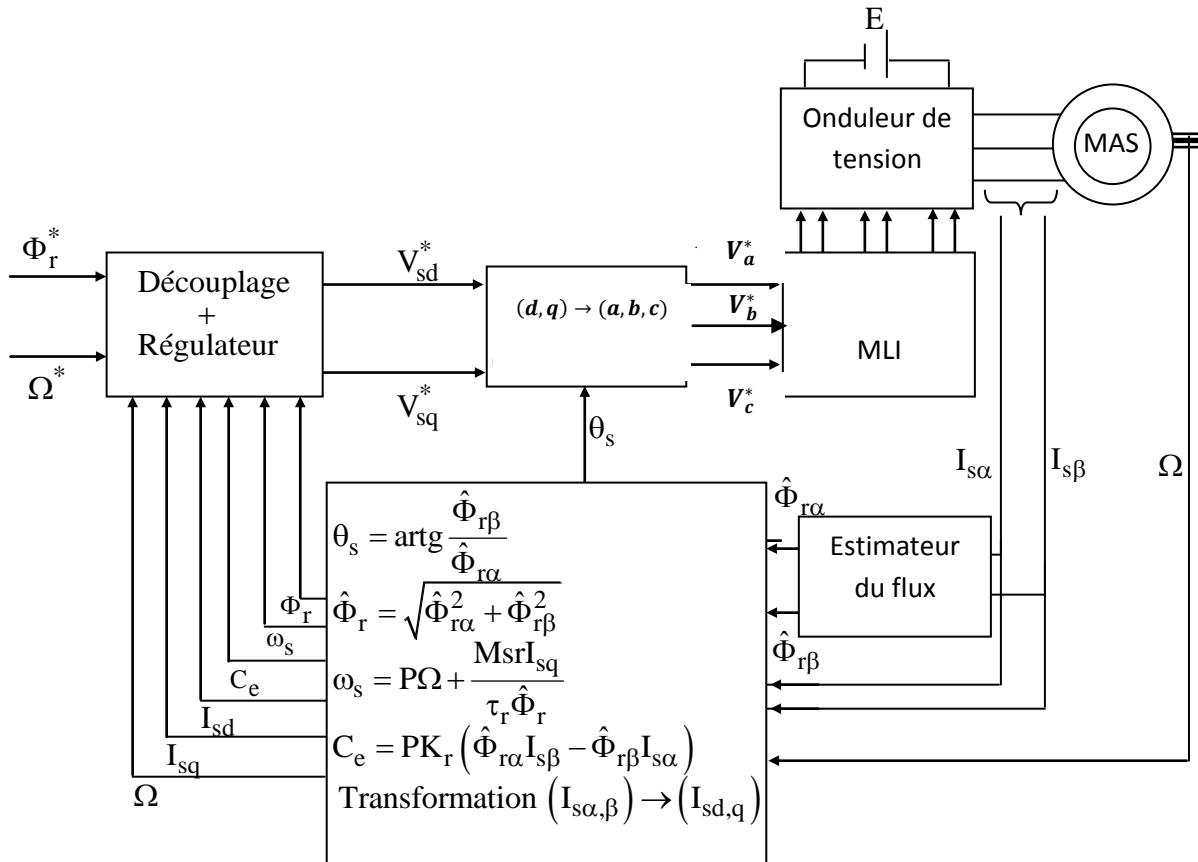


Fig. III-9 Schéma bloc de commande vectorielle directe avec alimentation en tension

III-4-1-5 Calcul des régulateurs.

III-4-1-5-1 Régulateur du flux

Le découplage proposé figure III-7 permet d'écrire:

$$\Phi_r = \frac{K_s}{\sigma\tau_r} \frac{1}{\left(s + R_\sigma\right)\left(s + \frac{1}{\tau_r}\right)} V_{sd1} \quad (III-15)$$

Nous souhaitons obtenir en boucle fermée une réponse de type 2nd ordre.

Soit un régulateur proportionnel-intégral classique de type:

$$PI(s) = K_{pl} + \frac{K_{il}}{s} \quad (III-16)$$

Nous pouvons représenter le système en boucle ouverte par la figure III-9

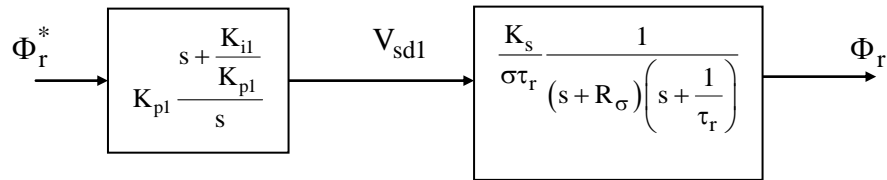


Fig. III-10 Schéma bloc en boucle ouverte

Compensons le pôle le plus lent par le numérateur de la fonction de transfert de notre régulateur, soit $\left(s + \frac{1}{\tau_r}\right)$ par $\left(s + \frac{K_{il}}{K_{pl}}\right)$, ce qui traduit par la condition:

$$\frac{K_{il}}{K_{pl}} = \frac{1}{\tau_r} \quad (III-17)$$

En boucle ouverte, la fonction de transfert s'écrit maintenant :

$$BO(s) = \frac{K_{pl}K_s}{\sigma\tau_r} \frac{1}{s(s + R_\sigma)} \quad (III-18)$$

L'équation caractéristique du système en boucle fermée est la suivante:

$$\left(\frac{1}{K_{pl}K_1}\right)s^2 + \left(\frac{R_\sigma}{K_{pl}K_1}\right)s + 1$$

Avec: $K_1 = \frac{K_s}{\sigma\tau_r}$

En identifiant l'équation caractéristique précédente à la forme canonique

$$\left(\frac{1}{\omega_n^2}\right)s^2 + \left(\frac{2\xi}{\omega_n}\right)s + 1, \text{ nous avons à résoudre le système d'équations suivant:}$$

$$\begin{cases} \frac{1}{K_{p1}K_1} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{R_\sigma}{K_{p1}K_1} = \frac{2\xi_1}{\omega_n} \end{cases} \quad (\text{III-19})$$

Pour un coefficient d'amortissement $\xi_1 = 0.4$. Les paramètres du régulateur PI sont alors les suivantes:

$$\begin{aligned} K_{p1} &= \frac{R_\sigma^2}{K_1(2\xi)^2} = 777.52 \\ K_{i1} &= \frac{1}{\tau_r} K_{p1} = 3036 \end{aligned} \quad (\text{III-20})$$

III-4-1-5-2 Régulateur du couple

De même, les équations de découplage proposées figure III-7 permettent d'exprimer C_e :

$$C_e = \frac{K_2}{(s + R_\sigma)} V_{sq1} \quad (\text{III-21})$$

Avec:

$$K_2 = \frac{PK_r \Phi_r^*}{\sigma L_s}$$

Les paramètres du régulateur seront donc dépendants de la consigne de flux Φ_r^* .

L'utilisation d'un régulateur proportionnel-intégral donne le schéma en boucle ouverte suivant :

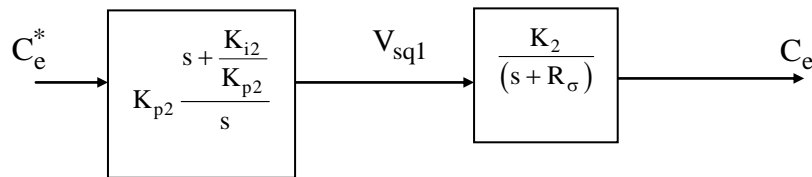


Fig. III-11 Schéma bloc en boucle ouverte

Compensons le pôle $(s + R_\sigma)$ par $\left(s + \frac{K_{i2}}{K_{p2}} \right)$, ce qui traduit par la condition:

$$\frac{K_{i1}}{K_{p1}} = R_\sigma \quad (\text{III-22})$$

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

$$BO(s) = \frac{K_{p2}K_2}{s} \quad (\text{III-23})$$

En boucle fermée, nous obtenons une réponse de type 1^{er} ordre de constante de temps $\frac{1}{K_{p2}K_2}$

Pour un temps de réponse imposé $t_{rép(5\%)} = 50\text{ms}$ nous obtenons la condition suivante:

$$3 \frac{1}{K_{p2}K_2} = t_{rép(5\%)} = 50\text{ms}$$

Les paramètres du régulateur PI sont alors les suivantes:

$$K_{p2} = 1.98.10^3 \tag{III-24}$$

$$K_{i2} = 5.48.10^5$$

III-4-1-5-3 Régulateur de vitesse

La chaîne de régulation de vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel suivant (Fig. III-11):

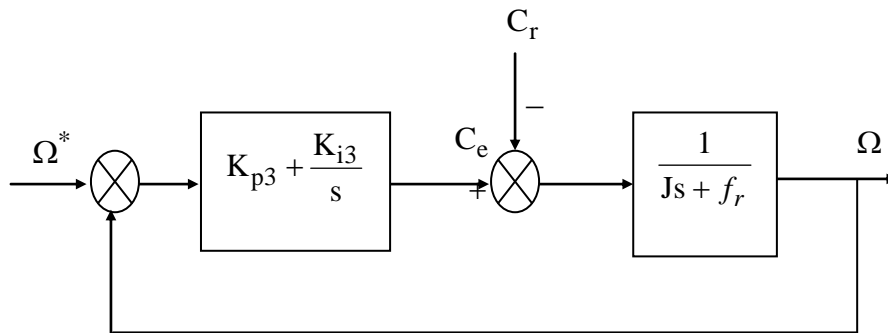


Fig. III-12 Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse

Nous avons:

$$\Omega(s) = \frac{1}{Js + f_r} (C_e(s) - C_r(s)) \tag{III-25}$$

Dans le cas de l'utilisation d'un régulateur PI classique, Ω s'écrit alors:

$$\Omega(s) = \frac{1}{Js + f_r} \left(\frac{K_{p3}s + K_{i3}}{s} \right) (\Omega^* - \Omega) - \frac{1}{Js + f_r} C_r(s) \tag{III-26}$$

$$\Omega(s) = \frac{\frac{K_{p3}}{K_{i3}}s + 1}{\left(\frac{J}{K_{i3}} \right) s^2 + \left(\frac{K_{p3} + f_r}{K_{i3}} \right) s + 1} \Omega^*(s) - \frac{\frac{1}{K_{i3}}s}{\left(\frac{J}{K_{i3}} \right) s^2 + \left(\frac{K_{p3} + f_r}{K_{i3}} \right) s + 1} C_r(s) \tag{III-27}$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique du 2nd ordre.

En identifiant l'équation caractéristique de l'expression (III-27) à la forme canonique

$\left(\frac{1}{\omega_n^2}\right)s^2 + \left(\frac{2\xi}{\omega_n}s\right) + 1$, nous avons à résoudre le système d'équations suivant:

$$\begin{cases} \frac{J}{K_{i3}} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{K_{p3} + f_r}{K_{i3}} = \frac{2\xi_3}{\omega_n} \end{cases} \quad (\text{III-28})$$

Pour un coefficient d'amortissement $\xi = 0.7$ nous avons $\omega_n t_{\text{rép}(5\%)} = 4.76$.

Les paramètres du régulateur PI sont alors les suivantes:

$$K_p = 0.0146$$

$$K_i = 0.997$$

III-5 Résultats de simulation

Afin d'illustrer les performances statiques et dynamiques de la commande vectorielle, directe, on a simulé les régimes transitoires suivants: un démarrage à vide avec une vitesse de consigne de 1000 tr/min, en appliquant en suite un couple de charge de 0.6 Nm à $t=2s$. Le deuxième teste est une inversion de sens de rotation

III-5-1 Démarrage à vide suivi d'une application de la charge

La figure III- 12 montre les résultats de simulation obtenus avec un démarrage à vide, suivi d'une application de charge nominale à l'instant $t=2s$. Dans cet ordre, elles sont présentées les réponses des composantes du flux, du courant, du couple et de la vitesse. On peut noter les remarques suivantes :

- Les composantes du flux rotoriques par la commande directe présentent un découplage parfait et un bon contrôle du flux. En effet, la commande vectorielle directe estime le flux et sa position en utilisant les grandeurs mesurées, ceci permet d'avoir des performances dynamiques élevées.
- vitesse s'établit avec une bonne dynamique et sans erreur statique. On voit aussi que la commande présente un courant plus sinusoïdal et un couple moins oscillant à cause de la technique MLI (malgré que sa fréquence d'échantillonnage soit plus grande.)

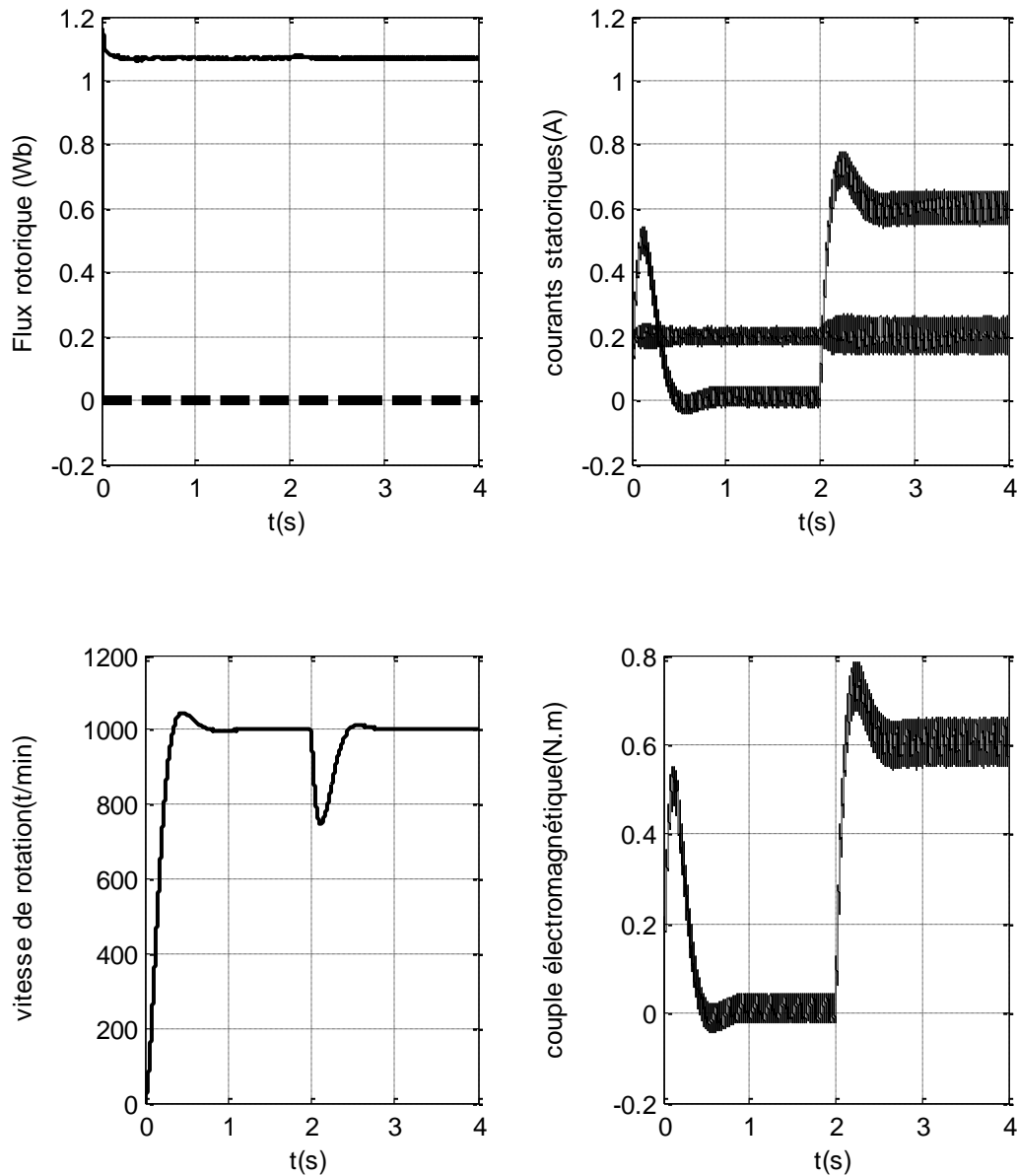


Fig. III-13 Réponse dynamique de la commande vectorielle à flux rotorique orienté d'un MAS lors de l'introduction d'un couple de charge de 0.6 N.m à l'instant $t=2s$.

III-5-2 Inversion du sens de rotation

Afin de tester la robustesse de la commande vectorielle vis à vis à une variation importante de la référence de la vitesse, on introduit un changement de consigne de vitesse de 1000tr/min à -1000tr/min (après un démarrage à vide).

On constate d'après la Figure III-13 que le couple électromagnétique et le courant de phase statorique marquent des pics lors de l'inversion du sens de rotation, puis se stabilisent en régime permanent. Le découplage persiste toujours, ce qui montre la robustesse de la commande vectorielle face à des larges variations de la vitesse

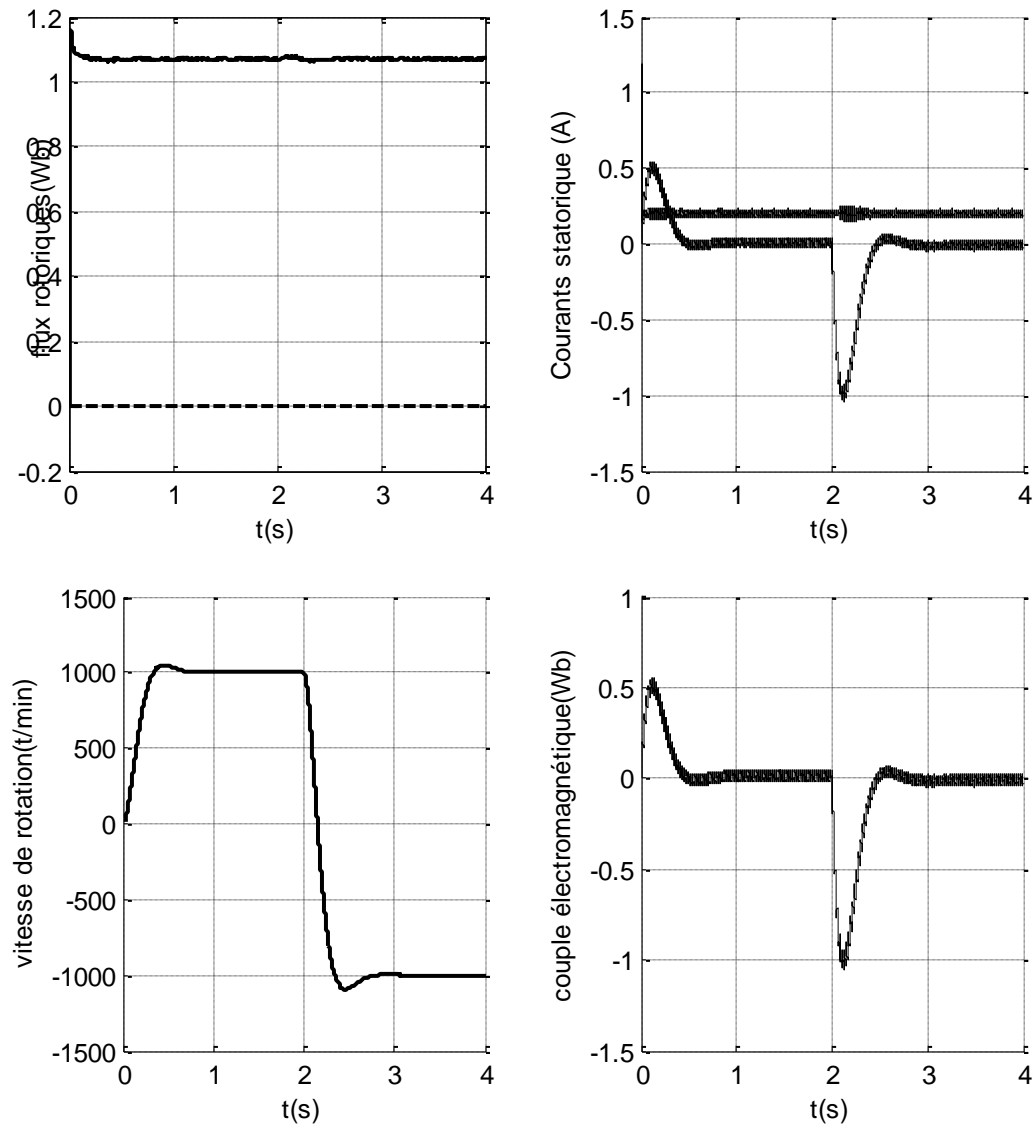


Fig III-14 Réponse dynamique de la commande vectorielle à flux rotorique orienté d'un MAS lors de l'inversion de sens de rotation 1000tr/min à -1000tr/min.

III-5-3 Robustesse vis à vis la variation paramétrique

Dans cette partie, nous étudions la robustesse de la commande vectorielle vis-à-vis la variation des paramètres électriques du moteur. L'analyse de la robustesse de la commande est explorée vis-à-vis la variation des résistances (R_s, R_r) et de l'inductance rotorique (L_r) du moteur, selon les testes de robustesse présentés par la figure III-14.

On constate d'après les résultats présentés par la figure III-15, la sensibilité de la commande vectorielle face à la déviation paramétrique du moteur (surtout les paramètres rotorique).

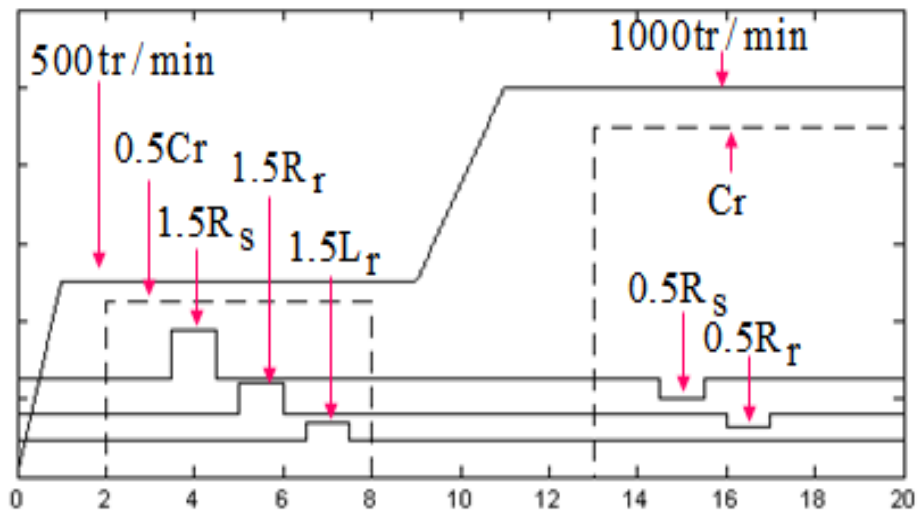


Fig. III-15: Test de robustesse vis-à-vis la variation des paramètres du moteur

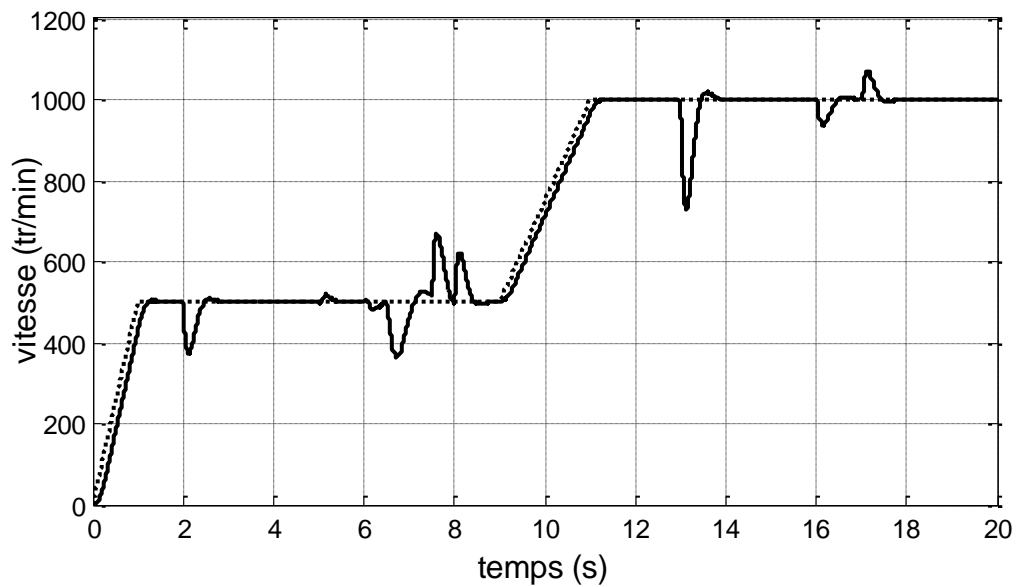


Fig III-16 : Variation de la vitesse de rotation

III-6 Conclusion

Dans ce chapitre, une technique de commande vectorielle a été proposée, la commande vectorielle directe en utilisant la MLI.

Donc la régulation du flux est directe. Le passage à la commande par orientation directe du flux nécessite une régulation de ce dernier par une contre-réaction, ce qui conduit à un bon découplage entre le flux et le couple. La commande en tension exige des boucles de régulation supplémentaires, ainsi qu'un bloc de compensation, ce qui nous amène à une implantation difficile, mais plus performante.

La technique de commande, possède un inconvénient majeur. Ce dernier est caractérisé par la dégradation des performances liée à la variation paramétrique (à cause de la température, la fréquence et la saturation).

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

Aujourd'hui le moteur asynchrone est devenu le plus utilisable parmi les moteurs électriques dans tous les domaines de conversion électromagnétiques, grâce à sa robustesse, sa faible maintenance et son coût modéré. L'évolution considérable de l'électronique de puissance et de la micro-informatique, permettent l'utilisation des moteurs asynchrones dans les entraînements à fréquence variable.

Des nombreuses recherches attribuées à ce genre des moteurs, étudiant leurs modélisations et leurs commandes ainsi l'identification de leurs paramètres, afin d'arriver à des meilleurs approches possibles de la machine.

L'objectif de ce mémoire est l'identification expérimentale des paramètres du moteur asynchrone et de ramener le comportement du moteur semblable à celui d'un moteur à courant continu à excitation séparée, où les deux variables essentielles de réglage, sont découplées et commandées indépendamment. Ce principe caractérise la commande vectorielle du moteur asynchrone.

Avant de procéder à la commande vectorielle de notre moteur, nous devons passer par deux étapes essentielles :

- La modélisation vectorielle du moteur
- L'identification des paramètres du moteur par les essais usuels

Pour aboutir à ce but, le présent mémoire traite les points suivants :

Dans le premier chapitre nous avons utilisé deux méthodes de modélisation :

- L'application directe de la transformation de Park
- L'utilisation de la modélisation vectorielle

Et en suite on a validé les résultats ainsi trouvés à travers une simulation en simulink sous MATLAB.

Dans le deuxième chapitre nous avons présenté le MAS par son schéma équivalent ramené au stator en s'appuyant sur des hypothèses simplificatrices et nous avons identifié ses paramètres par les essais pratiques

La simulation prouve que les résultats sont plus proches que celle données par la MAS réelle.

Dans le troisième chapitre nous avons étudié la commande vectorielle par orientation du flux rotorique : commande vectorielle directe alimentée par un onduleur de tension contrôlé en courant (MLI).

A l'issue du présent mémoire, on propose :

- L'identification des paramètres en temps réel (on-line) qui permet :
 - de donner instantanément les paramètres de la machine en temps réel. Cela pourrait être très favorable pour les contrôles vectoriels et adaptatifs, dont la sensibilité des paramètres en influe fortement.
 - de suivre l'évolution des paramètres du système, pour s'assurer de leurs variations (diagnostic en temps réel).
- d'améliorer cet étude, en ne tenant pas compte des hypothèses simplificatrices citées au paravent, afin d'établir un modèle avec des paramètres variables qui reflète la réalité.

Conclusion générale

Aujourd'hui le moteur asynchrone est devenu le plus utilisable parmi les moteurs électriques dans tous les domaines de conversion électromagnétiques, grâce à sa robustesse, sa faible maintenance et son coût modéré. L'évolution considérable de l'électronique de puissance et de la micro-informatique, permettent l'utilisation des moteurs asynchrones dans les entraînements à fréquence variable.

Des nombreuses recherches attribuées à ce genre des moteurs, étudiant leurs modélisations et leurs commandes ainsi l'identification de leurs paramètres, afin d'arriver à des meilleurs approches possibles de la machine.

L'objectif de ce mémoire est l'identification expérimentale des paramètres du moteur asynchrone et de ramener le comportement du moteur semblable à celui d'un moteur à courant continu à excitation séparée, où les deux variables essentielles de réglage, sont découplées et commandées indépendamment. Ce principe caractérise la commande vectorielle du moteur asynchrone.

Avant de procéder à la commande vectorielle de notre moteur, nous devons passer par deux étapes essentielles :

- La modélisation vectorielle du moteur
- L'identification des paramètres du moteur par les essais usuels

Pour aboutir à ce but, le présent mémoire traite les points suivants :

Dans le premier chapitre nous avons utilisé deux méthodes de modélisation :

- L'application directe de la transformation de Park
- L'utilisation de la modélisation vectorielle

Et en suite on a validé les résultats ainsi trouvés à travers une simulation en simulink sous MATLAB.

Dans le deuxième chapitre nous avons présenté le MAS par son schéma équivalent ramené au stator en s'appuyant sur des hypothèses simplificatrices et nous avons identifié ses paramètres par les essais pratiques

La simulation prouve que les résultats sont plus proches que celle données par la MAS réelle.

Dans le troisième chapitre nous avons étudié la commande vectorielle par orientation du flux rotorique : commande vectorielle directe alimentée par un onduleur de tension contrôlé en courant (MLI).

A l'issue du présent mémoire, on propose :

- L'identification des paramètres en temps réel (on-line) qui permet :
 - de donner instantanément les paramètres de la machine en temps réel. Cela pourrait être très favorable pour les contrôles vectoriels et adaptatifs, dont la sensibilité des paramètres en influe fortement.
 - de suivre l'évolution des paramètres du système, pour s'assurer de leurs variations (diagnostic en temps réel).
- d'améliorer cet étude, en ne tenant pas compte des hypothèses simplificatrices citées au paravent, afin d'établir un modèle avec des paramètres variables qui reflète la réalité.

Références Bibliographie

- [1] **Mehdi Belhadj**, "Modélisation fréquentielle de la machine asynchrone en vue de l'analyse des perturbations conduites basse fréquences ", thèse de doctorat, université de Nantes, 2007.
- [2] **Sahraoui Lazhar**, " Modélisation identification, et commande d'une machine d'induction à double cage", mémoire de magister, université de Batna, 2008.
- [3] **Radouane Bousseksou**, " Modélisation analytique des machines asynchrones (Application au diagnostic)" , mémoire de magister, université de Mentouri Constantine 2007.
- [4] **Rebaia Chergui**, " Identification des paramètres d'une machine asynchrone triphasée " mémoire de magister, université de Batna 2014.
- [5] **Felipe Córcoles**, IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION, " Analysis of the Induction Machine Parameter Identification", JUNE 2002.
- [6] **J.P.HAUTIER et G.P.CARON**, " Modélisation et commande de la machine asynchrone", publié chez technip en 1995.
- [7] **Nait, M, S** " Contribution à la commande vectorielle d'une machine asynchrone à cage d'écureuil : Robustesse Contre les Dérives Paramétrique, Amélioration des Performances énergétiques", Thèse de doctorat d'état, université de Batna 1999.
- [8] **Patrick Brunet**, " Introduction à la Commande vectorielle des machines asynchrones " LTEG Henri Brisson.
- [9] **L. Baghli**, " Modélisation et commande de la machine asynchrone " IUFM de Lorraine-UHP 2005.
- [10] **DAMIEN De Benedittis**, " Etude et modèle électromagnétique de la machine asynchrone pour alternateur-démarrreur", thèse de doctorat, institut polytechnique de Grenoble, 2002.
- [11] **Bachani Mohamed** " Identification paramétrique de la machine asynchrone", mémoire de magister, université des sciences et de la technologie d'Oran.
- [12] **J.M RETIF**, " Commande vectorielle des machines asynchrones et synchrones", Institut national des sciences appliquées de Lyon, édition 2008.
- [13] **C. Carlos**, " Modélisation Control et Commande des Moteurs asynchrone1", Edition Hermes Science Europe2000.
- [14] **J. Holtz**, "The Representation Of AC Machine Dynamics By Complex Flow Graphs", IEEE Trans. Ind. Electronics, Vol 42, No 3, June 1995, pp. 263-271.
- [15] **Lamia Youb**, " Commande directe du couple et commande vectorielle de la machine asynchrone", université de Bucarest 2008.

Résumé :

Le présent mémoire traite la modélisation vectorielle, l'identification paramétrique par les essais pratiques de la machine asynchrone triphasée. Les résultats de l'identification sont validés à travers une simulation en Simulink sous MATLAB. En suite nous avons étudié la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension contrôlé par la technique MLI.

ABSTRACT:

This thesis deals with modeling, parametric identification with experimental tests of asynchronous machine. The identification results are validated through a simulation by Simulink / MATLAB. After, we have studied the direct vector control of asynchronous machine fed by voltage inverter controlled by PWM

ملخص:

تناقش هذه المذكرة النمذجة, تحديد المعاملات بالتجارب العملية والتحكم الشعاعي للآلة الغير متزامنة ثلاثية الأطوار. ولقد تم التأكد من نتائج تحديد المعاملات المتحصل عليها بواسطة المحاكاة ببرنامج الماتلاب. وفي الأخير تمت دراسة التحكم الشعاعي المباشر للآلة المغذاة عن طريق مموج متحكم فيه بتقنية النبضة المعدلة للعرض.