

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



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : Electrotechnique
Option : **Machine électrique**

Réf:.....

**Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme:**

MASTER

Thème

*Identification des paramètres d'un moteur
asynchrone par méthode classique*

Présenté par :
ZOUBIA RAFIK
Soutenu le : Juin 2015

Devant le jury composé de :

Dr. Dendouga Abdelhakim

MC

Président

Dr. Megherbi Ahmed.chaouki

MC

Encadreur

Mrs Khlili Fatiha

MA

Examineur

Année universitaire : 2014 / 2015

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : Electrotechnique
Option : **Machines électriques**

Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme:

MASTER

Thème

*Identification des paramètres d'un moteur asynchrone par
méthode classique*

Présenté par :

Zoubia Rafik

Avis favorable de l'encadreur :

Nom et prénom

Dr.Megherbi Ahmed. Chaouki.

signature

Avis favorable du Président du Jury

Dendouga Abdelhakim

Signature



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : Electrotechnique
Option : Machines électriques

Thème

Identification des paramètres d'un moteur asynchrone par méthode classique

Proposé par : Dr. Megherbi Ahmed. Chaouki.

Dirigé par : Dr. Megherbi Ahmed. Chaouki.

Résumé :

L'objectif de ce mémoire est identifier les paramètres d'un moteur asynchrone triphasée à cage d'écureuil de 1kW par une technique à savoir la méthode de moindre carrée, nous avons présenté des généralités sur les moteurs asynchrones triphasés constitution, Principe de fonctionnement, caractéristique, méthodes de variation et modification de la vitesse.), , et ses avantages et ses inconvénients, ensuite ont à décrire le schéma équivalent et le modèle de la machine asynchrone triphasée avec certaines méthodes conventionnelles et à élaborer des méthodes d'identification paramétrique faciles à mettre en œuvre, permettant de modéliser au mieux les conditions de fonctionnement réelles de la machine, après ça ont à décrire les essais expérimentaux sur le moteur asynchrone réalisés au laboratoire machines électriques pour identifier les différents paramètres du modèle du schéma équivalent du moteur et l'identification par la technique de moindre carrée.

الملخص :

الهدف من هذه المذكرة هو تحديد المعلمات الخاصة بمحرك كهربائي لا متزامن ثلاثي الطور ذات قفص السنجاب ذات استطاعة 1 كيلوا واط من خلال تقنية الأقل مربع قمنا بتقديم (عموميات على المحركات غير المتزامن ثلاثية الطور الأجزاء الموكنة ' مبدأ التشغيل' مميزات المحرك' طرق تغيير وتعديل سرعة المحرك) ' ومزاياه وعيوبه بعد هذا قمنا بوصف الدارة المكافئة ونموذجاً لآلة غير متزامنة ثلاثية الطور مع بعض الطرق التقليدية وتطوير أساليب تحديد معلمات وتطوير أساليب تحديد حدودي سهولة التنفيذ لأفضل نموذج لظروف التشغيل الفعلية للآلة بعد هذا قمنا بوصف التجارب العملية على المحرك الأمتزامن المنجز بمختبر الآلات الكهربائية لتعريف مختلف معلمات للنموذج المكافئ للمحرك الأمتزامن والتحديد بتقنية الأقل مربع.

Remerciements

Tout d'abord nous remercions Allah le tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous a donné durant toutes ces longues années.

*Puis, nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre Cher encadreur **Dr. Megherbi Ahmed Chaouki** pour avoir d'abord proposé ce thème, pour suivi continuel tout le long de la réalisation de ce mémoire et qui n'a pas cessée de nous donner ses conseils.*

*Nous tenons à remercier vivement toutes personnes qui nous ont aidés à élaborer de ce modeste travail nous citons le **Dr.sahraoui mohamed** avec son précieux aide dans les essais expérimentaux au laboratoire ainsi à tous ceux qui nous ont aidés de près ou de loin à accomplir ce travail.*

*Nos remerciements vont aussi à tous les enseignants de département de Génie électrique qui ont contribué à notre formation par ailleurs, Nos remerciements à tous les membres du jury qui ont accepté de juger notre travail: le **Dr. Dendouga Abdelhakim**, et Mrs **Khilili Fatiha**.*

Nos remerciements s'adressent également à nos chers amis salah, yahia, hatem, rochdi et youcef, khaled.

En fin, nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et collègues pour le soutien moral et matériel...

Dédicace

Je dédie ce modeste travail

A ma très chère mère et grand mère source de tendresses

A mon très cher père et grand père, qui m'encourages

Dans les instants délicats

A ma fiancée

A mes chères sœurs

A mes tantes et oncles

A toute ma famille

A tous mes amis

Sommaire

Introduction générale.....	1
Chapitre-I- Généralités sur les machines asynchrone	
I.1. Introduction.....	4
I.2. Historique Sur Les Machines asynchrone.....	4
I.3. Constitution des machines asynchrone	5
I.3.1.Le stator.....	6
I.3.2.Le Rotor.....	6
I.3.3. Les type de rotor.....	7
I-3-3-1-rotor bobiné (à bagues).....	7
I-3-3-2-rotor à cage.....	8
I-3-3-1'entrefer.....	8
I-4-les symboles.....	9
I-5-principe de fonctionnement du moteur asynchrone.....	9
I-5-1-le glissement.....	10
I-5-2-Bilan de puissance	10
I-5-3-le Rendement.....	12
I-6- Caractéristique du moteur asynchrone.....	12
I -6-1- Fonctionnement à vide.....	12
I -6-2- Fonctionnement en charge.....	12
I -6-3- Caractéristique mécanique $C_u = f(n)$	14

I -6-4- Résumé des caractéristiques.....	14
I -7-les couplages moteur	15
I -8-la plaque signalétique d'un moteur asynchrone.....	15
I -9-Modification et variation de la vitesse du moteur asynchrone triphasé.....	16
I -9-1-Modification de la vitesse.....	16
I -9-2-variation de la vitesse	16
I -9-2-1-variation du glissement.....	17
I -9-2-1-variation fréquentielle.....	17
I -11- Les avantages et les inconvénients du moteur asynchrone.....	17
I -11-1 Les avantages du moteur asynchrone	18
I -11-2 Les inconvénients du moteur asynchrone.....	18
I -12- Conclusion.....	18

Chapitre –II- Généralité sur les méthodes d'identification des paramètres d'un moteur asynchrone

II.1.Introduction.....	19
II.2.Modélisation de la machine asynchrone triphasée.....	19
II.2.1. Mise en équations du modèle de la machine.....	20
II.3.Equations électriques.....	20
II.4.Equations magnétiques (des flux).....	21
II.5.Equations mécaniques (couple).....	22
II.6.Modèle de Park	23
II.6.1.Transformation de PARK.....	23
II.6.2.Equations de la machine dans le modèle de Park.....	24
II.6.3.Equations de tension.....	25

II.6.4. Equations des flux.....	26
II.6.5. Equation du couple.....	26
II.7. Schéma équivalent de la machine asynchrone à cage d'écureuil.....	27
II.7.1. Schéma général.....	27
II.7.2. Schéma ramené au stator.....	28
II.7.3. Prise en compte des pertes fer	29
II.7.4. Caractéristiques mécaniques.....	30
II.8. Méthodes d'identification des paramètres d'une machine asynchrone.....	30
II.8.1 Méthode des essais classiques.....	31
II .8.1.1 Essai à vide... ..	31
II .8.1.2 Essai à rotor bloqué.....	32
II.8.2 Méthode de la plaque signalétique	33
II.8.3 Méthode du diagramme d'impédance cyclique (H-G).....	33
II.9. Conclusion.....	38

Chapitre –III- Essais expérimentales et résultats d'indentification des paramètres

III.1. Introduction.....	39
III.2. Caractéristique de la machine.....	39
III.3. Méthode classique.....	40
III.3.1. Mesure de la résistance statorique.....	40
III.4. Essai à rotor bloqué ($g=1$).....	40
III.5. Essai à vide ($g=0$).....	41
III.5.1. Détermination graphique des pertes.....	43
III.5.2. Identification des paramètres mécaniques.....	44

III.5.2.1.Introduction.....	45
III.5.2.2.Essai de ralentissement.....	45
III.6.L'allure de la vitesse à vide par expérience.....	47
III.7.Simulation du modèle de la machine.....	48
III.7.1.Schéma de simulation.....	48
III.7.2.Résultats de simulation.....	49
III.7.3.Interprétation des résultats.....	50
III.8.L'identification du méthode des moindres carrés récursif.....	50
III.8.1.La méthode des moindres carrés.....	50
III.8.2.Les allures pour tous les vecteurs sur le matlab.....	55
III.8.3.Interprétation des résultats.....	58
III.9.Conclusion.....	58
Conclusion générale.....	60
Annexe.....	61
Bibliographie.....	62

Liste de Figures

Chapitre- I

Figure-I-1	Machine asynchrone	5
Figure-I-2	stator d'une machine asynchrone	6
Figure-I-3	principe d'un rotor bobiné	7
Figure-I-4	principe d'une cage d'écureuil	8
Figure-I-5	les symboles d'une machine asynchrone	9
Figure-I-6	principe de fonctionnement	9
Figure-I-7	Bilan des puissances du moteur asynchrone	10
Figure-I-8	la vitesse de différents f.m.m	13
Figure-I-9	caractéristiques mécaniques du moteur asynchrone	14
Figure-I-10	les types de couplage	15
Figure-I-11	la plaque signalétique d'un moteur asynchrone	15

Chapitre II

Figure II -1	Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée	19
Figure .II.2	interprétation physique de la transformation de Park pour une machine asynchrone	25
Figure .II.3	Schéma général de la machine asynchrone.....	27
Figure .II.4	Schéma ramené au stator de la asynchrone.....	28
Figure .II.5	Schéma représente la puissance utile et Pjr	29

Figure .II.6	Schéma équivalent représente les pertes fer statorique	29
Figure .II.7	Schéma équivalent à fuites ramenées au stator	31
Figure .II.8	Schéma simplifié d'une M-AS	33
Figure .II.9	Diagramme H-G.....	36

Chapitre III

Figure III-1	Banc d'essai.....	39
Figure III-2	schéma équivalent en essai à rotor bloqué.....	40
Figure III-3	schéma équivalent en essai à vide.....	42
Figure III-4	la courbe de la séparation des pertes fer et mécaniques.....	43
Figure III-5	Banc d'essai pour l'identification des paramètres mécaniques.....	44
Figure III-6	Essai de ralentissement.....	45
Figure III-7	la courbe de la vitesse à vide.....	47
Figure III.8	Schéma bloc de simulation de la machine asynchrone.....	48
Figure III-9	la simulation de la vitesse de démarrage.....	49
Figure III-10	la simulation du courant de démarrage.....	49
Figure III-11	Schéma d'identification paramétrique.....	50
Figure III-12	L'application du méthode des moindres carrés avec Matlab vecteur (p1).....	55

Symboles et notation

N_s	La vitesse synchrone.
P	Le nombre de paire de pôles
Ω_s	La vitesse angulaire synchrone
ω_s	Pulsation statorique
N_{phr}	Le nombre de phase dans le rotor
N_b	Le nombre de barres rotorique.
$2P$	Le nombre de pôles.
Ω_r	La vitesse angulaire réelle
g	Le glissement
P_a	La puissance absorbée
$\cos\varphi_1$	Facteur de puissance
I_1	Le courant absorbé
P_{js}	Les pertes joule statorique
P_{tr}	La puissance transmise
P_{fs}	Les pertes fer statorique
P_e	La puissance électromagnétique

P_U	La puissance utile
$P_{méc}$	Les pertes mécaniques
C_e	Le couple électromagnétique
C_U	Le couple utile
C_P	Le couple des pertes
η	Le rendement
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_{sr}	Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase Correspondante du rotor.
X_o	Représente la grandeur homopolaire.
$L_S = l_s - L_m$	Inductance cyclique propre du stator
$L_r = l_r - L_m$	Inductance cyclique propre du rotor
$L_m = \frac{3}{2} m_{sr}$	Inductance cyclique mutuelle stator-rotor.
\mathcal{L}_s	L'inductance de fuite statorique
R_s	Résistance d'une phase statorique
$X_{\delta S}$	Réactance de fuite statorique
\hat{R}_r	Résistance rotorique ramené au stator.

R_{μ}	La résistance équivalente aux pertes fer.
X_{μ}	Réactance magnétisant.
X_S	Réactance statorique
L_S	L'inductance statorique
L_r	L'inductance rotorique
J	moment d'inertie
f	coefficient de frottement

Introduction générale

La machine asynchrone est une machine électrique à courant alternatif à deux enroulements dont un seul (primaire) est alimenté par un réseau électrique de pulsation constante ω_1 , alors que le deuxième (secondaire) est fermé sur lui-même ou sur des résistances électriques. Les courants circulant dans l'enroulement secondaire résultent de l'induction électromagnétique. Leur pulsation ω_2 est fonction de la vitesse angulaire mécanique Ω du rotor, qui dépend à son tour du couple moteur appliqué à l'arbre de la machine. [2]

On rencontre le plus souvent les machines asynchrone comportant sur le stator un enroulement triphasé symétrique alimenté depuis un réseau à courant alternatif et sur le rotor, un enroulement triphasé ou polyphasé symétrique. [2]

Les machines asynchrones sont utilisées essentiellement comme moteurs, le moteur asynchrone est le type le plus répandu de moteur à courant alternatif.

L'enroulement rotorique d'un moteur asynchrone peut être soit du type en court-circuit (à cage d'écureuil), soit bobiné (relié à des bagues de prise de courant). Les moteurs à cage d'écureuil d'un prix de revient bon marché et de fonctionnement sûr ont reçu le plus large emploi. Ces moteurs possèdent une caractéristique mécanique shunt (lorsque la charge varie dans les limites de la marche à vide à la valeur nominale, leur vitesse de rotation ne diminue que de (2 à 5%)). [2]

Les moteurs à cage d'écureuil possèdent un couple de démarrage initial assez élevé. Leurs principaux inconvénients sont :

- Un réglage difficile de la vitesse de rotation dans de larges limites.
- Un grand appel de courant au démarrage (5 à 7 fois la valeur nominale du courant).

Une définition claire et précise de l'identification d'un système est donnée comme suit. «L'identification d'un système est la détermination sur la base de l'observation des entrées et des sorties caractérisant ce système, d'un modèle mathématique appartenant à une classe des modèles donnés. Ce modèle, soumis ou même signaux de test (entrées), étant alors équivalent au système donné ». [19]

L'identification consiste donc à déterminer grâce à des mesures expérimentales des signaux d'entrée et de sortie, la structure et les valeurs des paramètres du modèle (fonction de transfert) représentant le mieux possible le procédé. [20]

Introduction Générale

Les systèmes abondent dans l'environnement de l'homme. Toutes les choses qui nous entourent (la machine, l'économie, la plante, la société, etc.) y compris nous même les êtres humains, peuvent être étudiées comme un système à savoir modéliser c'est-à-dire réduit à une forme de répercussion plus abstrait et moins physique du système. L'analyse du modèle de représentation permet d'obtenir des meilleures connaissances sur le système et de le corriger par la suite dans le sens désiré.

Les modèles mathématiques développés à travers les techniques d'identification doivent être adéquates et robustes car ils peuvent être utilisés pour :

- L'obtention d'une meilleure connaissance du procédé.
- L'obtention des propriétés du modèle par étude des simulations temporelles et des propriétés structurelles (ordre, commandabilité, observabilité, stabilité) c'est l'analyse de modèle.
- La conception et la mise en œuvre d'un système performant de régulation.
- Le choix entre un ou plusieurs algorithmes de commande suivant les performances requises et test du schéma adopté par simulation de boucle fermée, constituée du modèle initial linéaire et de régulateur :

C'est la synthèse de commande.

- La prédiction des signaux.
- L'optimisation du comportement du procédé.

Le calcul des variables expérimentalement inaccessibles.

L'objectif de ce mémoire est identifier les paramètres d'un moteur asynchrone triphasé à cage d'écuriel de 1kW par une technique à savoir la méthode de moindre carrée.

Dans le premier chapitre nous allons présenter des généralités sur les moteurs asynchrones triphasés constitution, Principe de fonctionnement, caractéristique, méthodes de variation et modification de la vitesse.), , et ses avantages et ses inconvénients.

Dans le deuxième chapitre nous allons décrire le schéma équivalent et le modèle de la machine asynchrone triphasée avec certaines méthodes conventionnelles et à élaborer des méthodes d'identification paramétrique faciles à mettre en œuvre, permettant de modéliser au mieux les conditions de fonctionnement réelles de la machine.

Introduction Générale

Dans le troisième chapitre on va décrire les essais expérimentaux sur le moteur asynchrone réalisés au laboratoire machines électriques pour identifier les différents paramètres du model du schéma équivalent du moteur et l'identification par la technique de moindre carrée .

CHAPITRE -I

Généralités sur les machines asynchrones

I-1-Introduction :

On appelle machines asynchrones toute machines moteur ou génératrice qui ayant $2p$ pôles et étant reliée à un réseau de fréquence f , ne tourne pas exactement à la vitesse synchrone N définie par :
$$N = f/p \quad (\text{I-1})$$

On peut distinguer deux types de machines asynchrones :

Les machines à induction : Une des armatures le rotor d'ordinaire n'est pas alimenté les courant qui y circulent sont induits par l'autre armature.

Les machines à bagues: l'armature tournante est reliée au réseau par un collecteur, ce qui permet d'apporter ou de prélever de la puissance au rotor sans imposer la fréquence des courants dans celui-ci.

Les moteurs d'induction est tellement plus utilisé que les autres que lorsqu'on parle de moteur asynchrone on sous-entend d'induction.les autres sont appelés moteurs à courants alternatifs à collecteur.

Dans les deux cas on parle de moteurs car ces machines sont destinées à fournir de la puissance mécanique à partir du réseau électrique. Elles ne fonctionnent en génératrices que lors du freinage en récupération.

Nous étudierons dans ce chapitre le moteur asynchrone d'induction triphasé [1].

I-2- Historique Sur Les Machines Asynchrones :

Historiquement le dix-neuvième siècle fût l'époque des grandes découvertes en Electrotechnique dont les bases fondamentales ont été établies (1820--1830) par des hommes de science parmi lesquels on peut citer, OERSTED, AMPERE, BIOT, SAVART, LAPLACE, OHM, FARADAY; Plus tard en(1873) MAXWELL formalisa les lois de l'électromagnétisme moderne dans son ouvrage fameux;" treatise on Electricité and Magnétisme" ,[8] .

Mais ce n'est qu'à partir de (1870) que l'électrotechnique industrielle s'affirma

notamment grâce à la production d'énergie électrique par les génératrices à courant continu (dynamos) de gramme et de siemens. Ensuite, dans les années (1880), furent conçus les alternateurs et les transformateurs polyphasés. Les premiers devaient concurrencer et détrôner les dynamos pour la production de l'électricité, enfin les travaux du yougoslave TESLA et de l'italien FERRARIS complétèrent les systèmes à courants alternatifs polyphasés par la conception et la construction des machines d'induction ou asynchrones en (1888) ,[8].

Les machines asynchrones couvrent actuellement l'essentiel de besoins de la transformation d'énergie électrique en énergie mécanique, à titre d'exemple, elles sont utilisées pour la quasi- totalité des fonctions auxiliaires d'une centrale de production électrique; ils sont généralement de même dans les procédés industrielles. L'étude de ces machines acquit donc une grande importance.

I-3-Constitution des machines asynchrone :

Les moteurs asynchrones, ou moteurs à induction, sont pratiquement tous des moteurs triphasés. Ils sont basés sur l'entraînement d'une masse métallique par l'action d'un champ tournant,[3].

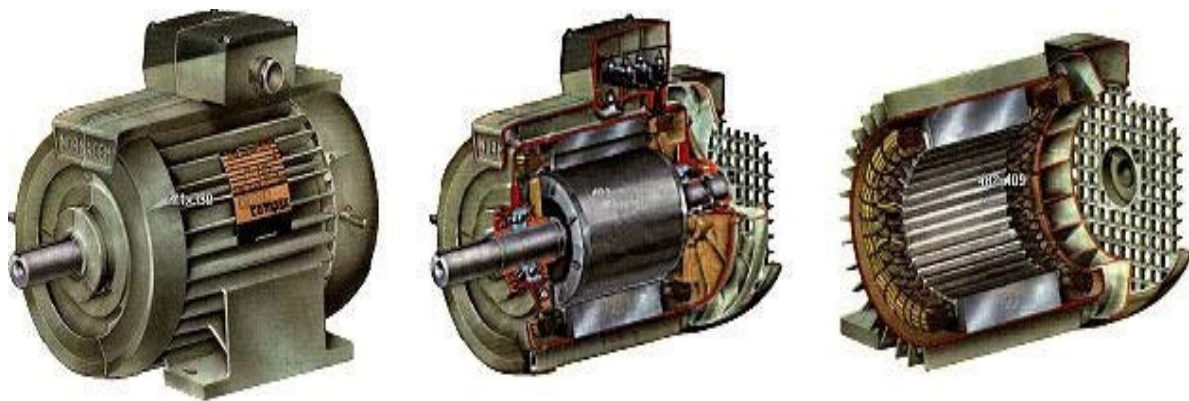
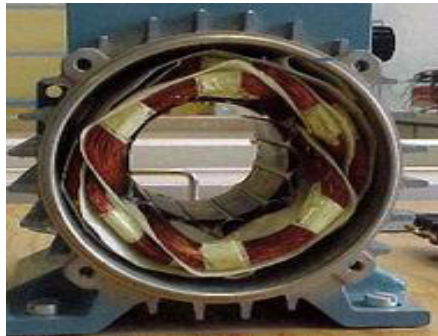


Figure (I-1):Machine asynchrone ,[3]

Les moteurs asynchrone triphasé sont des convertisseurs électromagnétique qui transforment l'énergie électrique fournie par le réseau en énergie mécanique dans la vitesse de rotation N pour une fréquence donné ' f ' dépend de la charge et dans la quelle $f \neq P N$, [9].

Les moteurs asynchrones comportant deux armateurs coaxiaux à champ tournant, l'une est fixe (c'est le stator) et l'autre mobile (c'est le rotor), [3].

- **I-3-1-Le stator** : anneau de tôles encoché à l'intérieur et portant un enroulement triphasé semblable à celui d'un alternateur. Cet enroulement est presque toujours relié à la source et constitue le primaire. [4]



Figure(I -2) : Stator d'une machine asynchrone.[3]

I-3-2-Le rotor : anneau de tôles rainuré à l'extérieure, concentrique au premier et séparé de lui par un *entrefer étroit* d'épaisseur constante. Le rotor porte un enroulement polyphasé mis en court-circuit constituant le secondaire. [4]

Les deux enroulements peuvent avoir des nombres de phases différents mais ils doivent avoir le **même nombre de pôles $2P$** . [4]

- Le primaire recevant des courants de pulsation ω crée un flux tournant à la vitesse angulaire synchrone $\Omega_s = \omega / p$. Ce flux balayant les enroulements secondaires y induit des f.e.m et donc des courants puisque ce bobinage est en court-circuit. Le couple est dû à l'action du flux sur les courants secondaires qu'il a lui-même induits. [4]

- Si le rotor tournait à la vitesse synchrone, le flux à travers ses bobines ne varierait plus, d'où plus de courants secondaires ni de couple. Le moteur tourne à une vitesse Ω d'autant plus inférieure à Ω que le couple résistant sur son arbre est plus grand. [4]

$$\Omega_s = \frac{\omega}{P} \quad (\text{I-1})$$

Ω_s : vitesse synchrone de rotation du champ tournant en rad.s^{-1}

- ω : pulsation des courants alternatifs en rad.s^{-1} . $\omega = 2 \cdot P \cdot f$
- P : nombre de paires de pôles

I-3-3-les types de rotor

Si le primaire est toujours bobiné avec un enroulement en bobine ou en section pour chaque phase, les phases étant ensuite groupées en étoile ou en triangle, le rotor peut être bobiné ou à cage, [4].

1-rotor bobiné (à bagues)

Constitué de bobinage en court circuit enroulés sur la surface extérieure du rotor (en ferromagnétique). Les bornes du rotor sont accessibles, sont sortie au moyen de balais frottant sur les bagues, [2].

Un rotor bobiné (*Figure I-3*) portant un enroulement du même type que celui du stator permet en reliant les trois bornes (si le bobinage est triphasé) à trois bagues sur lesquelles appuyant trois balais d'avoir accès aux phases rotorique pour en modifier les caractéristiques. [4]

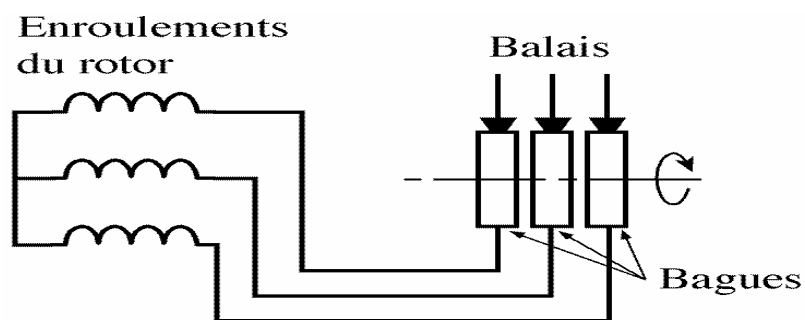


Figure (I-3) : principe d'un rotor bobiné [3]

I-3-3-2-Rotor à cage :

L'enroulement est remplacé par des barres de cuivre ou d'aluminium logées dans des encoches, et réunie à leurs extrémités par deux couronnes de cuivre ou d'aluminium. Ces cages comportant généralement des barreaux décalés afin de réduire les harmoniques d'encoches, il en résulte une légère diminution de la F.E.M induite par le statorique dans ces barreaux. Un tel rotor est très robuste, depuis sa construction est particulièrement économique. [5]

La cage étant généralement réalisée avec l'aluminium que l'on coule dans les encoches préparées à l'avance. En effet il n'est pas nécessaire d'isoler les barres et la masse du rotor, car les courants induits s'établissent surtout dans les barres, et leur étude théorique est identique à celle des moteurs à bagues, [5].

Le nombre de phase dans le rotor est donné par :

$$N_{\text{phr}} = \frac{N_b}{2P} \quad \text{Avec } N_b : \text{Le nombre de barres rotorique.} \quad (\text{I-2})$$

$2P$: Le nombre de pôles.

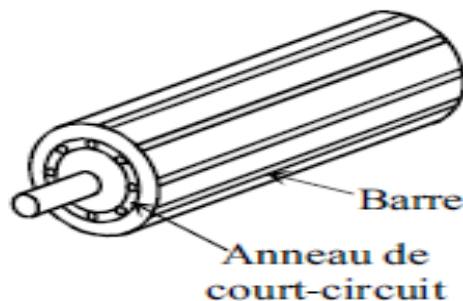
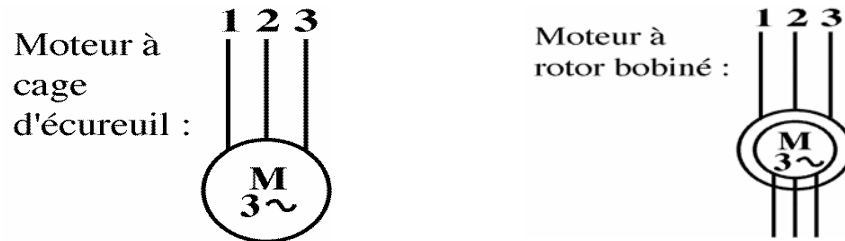


Figure (I -4) : principe d'une cage d'écureuil, [6].

I -3-3-Entrefer :

- L'entrefer est l'espace entre le stator et le rotor, [3] .

I-4-les symboles :

Figure(I-5) : les symboles d'une machine asynchrone, [6].

I-5-principe de fonctionnement du moteur asynchrone :

Trois bobines, fixées sur un circuit magnétique (*Figure I-6*) appelé **stator**, sont alimentées par un réseau de tension triphasé. Ces trois tensions étant déphasées chacune de 120° , elles produisent au travers des bobinages statoriques **un champ magnétique tournant** s'exerçant sur un cylindre appelé **rotor** ,[7] .

Le rotor se met alors à tourner dans le même sens que le champ tournant mais à une vitesse légèrement plus faible d'où le terme **asynchrone**,[7].

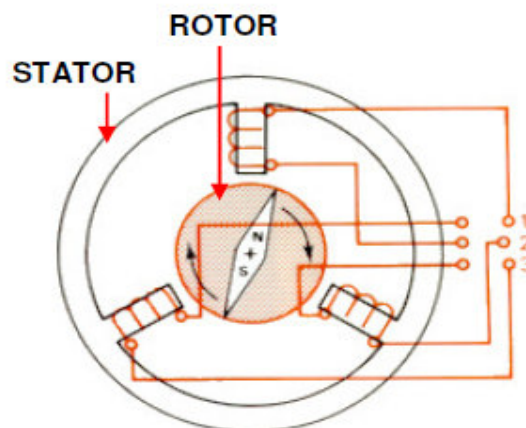


Figure (I-6): Principe de fonctionnement. [7]

I-5-Définition du glissement :

Par définition, le glissement est l'écart des vitesses angulaires synchrones Ω_s et réelle Ω_r

$$g = \frac{(\Omega_s - \Omega_r)}{\Omega_s} = (n_s - n_r)/n_s$$

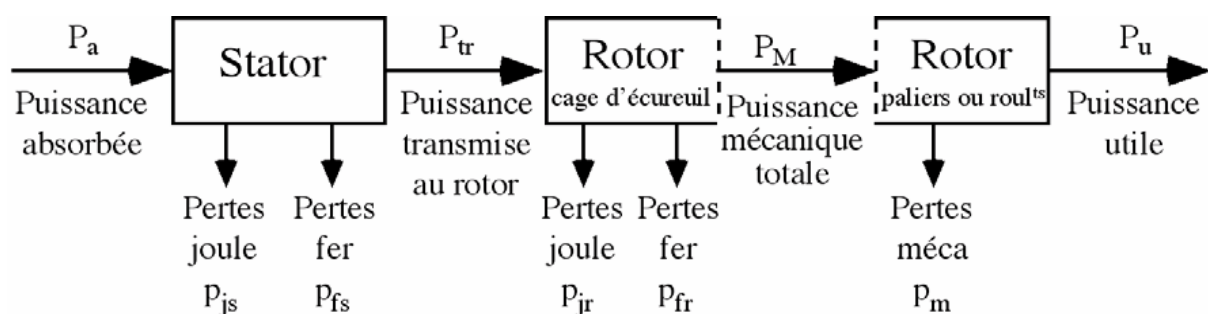
n_s : vitesse de rotation de synchronisme du champ tournant (tr.s^{-1}).

n_r : vitesse de rotation du rotor (tr.s^{-1}).

$$\Omega_s = 2\pi.n_s(\text{rad.s}^{-1}) \quad \Omega_r = 2\pi.n_r(\text{rad.s}^{-1}) . [4]$$

Examinons les différents cas possibles :

- $g = 0$ pour $n_r = n_s$ il n'y a pas de couple.
- $g < 0$ pour $n_r > n_s$ la machine fonctionne en génératrice.
- $g > 0$ pour $n_r < n_s$ la machine fonctionne en moteur.
- $g = 1$ pour $n_r = 0$ la machine est à l'arrêt ou à l'instant du début du démarrage.
- $g > 1$ pour $n_r < 0$ la vitesse de rotation est l'inverse de celle du champ tournant le moteur fonctionne en mode de freinage. [5]

I-5-2 Bilan des puissances du moteur :

Figure(I-7) : Bilan des puissances du moteur asynchrone [5]

- **Puissance absorbée (Pa) :**

le moteur absorbe au réseau la puissance $P_a = 3V_1 I_1 \cos\varphi_1 = \sqrt{3} U_1 I_1 \cos\varphi_1$ (I-4),[2]

- *La puissance transmise au rotor*

Une partie de la puissance absorbée 1% à 2% est perdue dans le stator sous forme de pertes dans le fer P_{fs} et de pertes dans le cuivre dues à l'effet joule P_{js} . [6]

La puissance restante la puissance transmise au rotor $P_{tr} = P_a - (P_{fs} + P_{js})$ (I-5)

- *La puissance électromagnétique*

Une partie de la puissance transmise est perdue dans le rotor sous forme de pertes dans le fer P_{fr} (généralement négligeable car la fréquence rotorique est faible en fonctionnement nominale) et des pertes dans le cuivre dues à l'effet joule P_{jr} . [2]

$$P_e = P_{tr} - (P_{fr} + P_{jr}) \quad (\text{I-6})$$

- *La puissance utile*

partie de la puissance électromagnétique perdue comme des pertes mécanique. La puissance restante est la puissance utile $P_U = P_e - P_m$ (I-7) . [2]

- *La relation entre la puissance transmise et les pertes joule rotorique, [2]*

$$P_{jr} = g \cdot P_{tr} \quad (\text{I-8})$$

- *Le couple électromagnétique [7]*

$$C_e = \frac{P_e}{\Omega_r} \quad (\text{I-9})$$

- *Le couple utile [2]*

$$C_U = C_e - C_P = C_e - \frac{P_m}{\Omega_r} = \frac{P_U}{\Omega_r} \quad (\text{I-10})$$

I-5-3-le Rendement

Le rendement d'un moteur asynchrone est la puissance de sortie sur la puissance d'entrée alors est le rapport de la puissance utile à la puissance absorbée. [5]

$$\eta = P_U / P_1 \quad (\text{I-11})$$

I-6- Caractéristique du moteur asynchrone

I-6-1- Fonctionnement à vide

Supposons qu'on ouvre les circuits secondaires ; c'est d'ailleurs possible pour certains types de moteurs, ceux à rotor bobiné,[4].

Si le primaire (stator) est relié à la source il y a des courants primaires mais il ne peut y avoir de courant secondaire donc de couple. Le moteur ne tourne pas; il se comporte comme un transformateur à vide,[4].

Remarques : [2]

- le glissement à vide est nul ($g=0$).
- le facteur de puissance à vide est très faible.
- Le courant absorbé est fort (P est petit et Q est grand). On parle alors de courant réactif ou magnétisant.

I-6-2- Fonctionnement en charge

Quand les enroulements secondaires en court-circuit, les **f.e.m** induits un système de courants secondaires, [4].

Au démarrage ($\Omega_r = 0$), les f.e.m et les courants rotoriques ont la même fréquence f que les tensions et les courants primaires. Mais quand le moteur prend de la vitesse, la vitesse relative de f.m.m primaire par rapport au rotor diminue ; il en est de même de la fréquence f_R de grandeurs rotoriques,[4].

Si Ω_s la vitesse synchrone, Ω_r la vitesse du rotor, la vitesse relative est $\Omega_s - \Omega_r$; la pulsation de grandeurs rotorique est $\omega_R = P(\Omega_s - \Omega_r) = \omega_s - \omega_r$ et leur fréquence

$f_R = (\omega_s - \omega_r)/2\pi$ Puisque $g = \omega_s - \omega_r / \omega_s$ donc :

$$\omega_R = g\omega_s \quad f_R = gf \quad \text{(I-12)}$$

Les courants rotoriques de pulsation ω_R créent une f.m.m. dont la vitesse par rapport au rotor est $\Omega_s - \Omega_r$. Par rapport au stator, cette f.m.m à une vitesse $\Omega_r + (\Omega_s - \Omega_r) = \Omega_s$. [4]

Les deux f.m.m tournants statorique et rotorique tournent par rapport au stator (**Figure I-8**) à la vitesse Ω_s , [4].

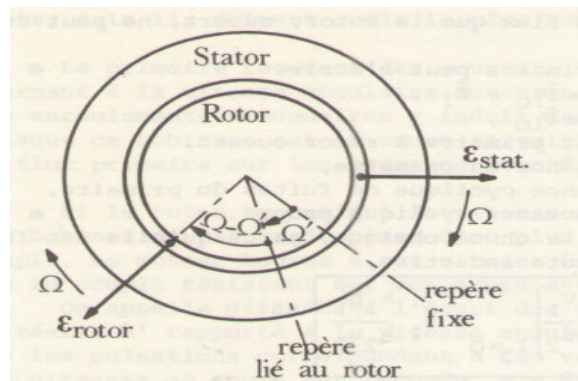


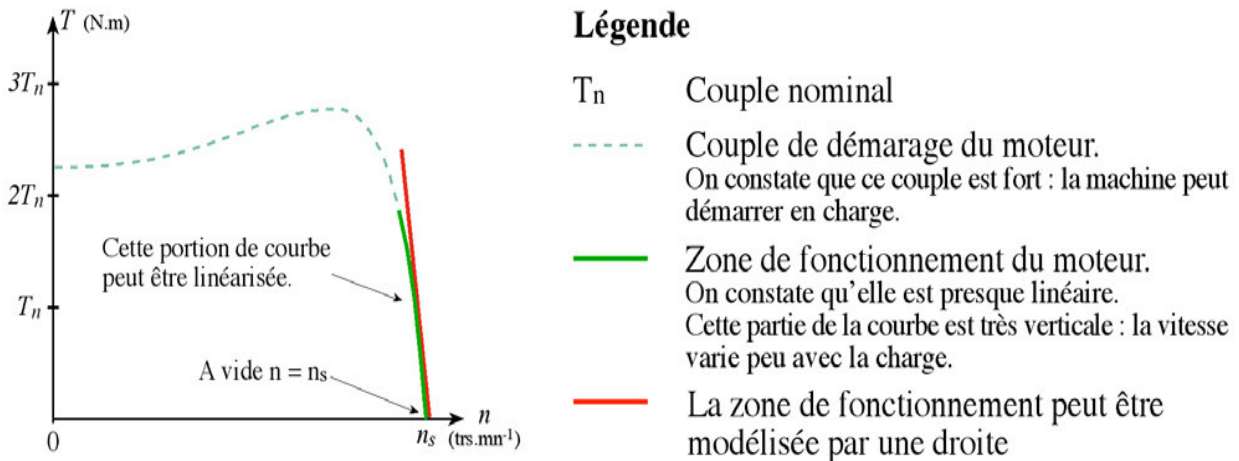
Figure (I-8) : la vitesse de différents f.m.m.

Remarque

- Le moteur fournit en charge la puissance active, le stator appelle un courant actif.

I-6-3- Caractéristique mécanique $C_u = f(n)$: [5]

La figure suivante représente la caractéristique mécanique du moteur asynchrone



Figure(I-9) : caractéristiques mécaniques du moteur asynchrone [5]

I-6-4- Résumé des caractéristiques

- A vide, le courant est non négligeable, mais la puissance absorbée est surtout réactive (Q).
- le couple et le courant de démarrage sont importants.
- La machine asynchrone peut démarrer en charge.
- La vitesse du champ tournant est : $N_s = f/p$ (f la fréquence du courant et p le nombre de paires de pôles).
- Le glissement est le rapport entre la vitesse du champ et celle du rotor : $g = N_s - N_r / N_s$
- le glissement à vide est nul ($g=0$).

I-7-Les couplages moteur [7]

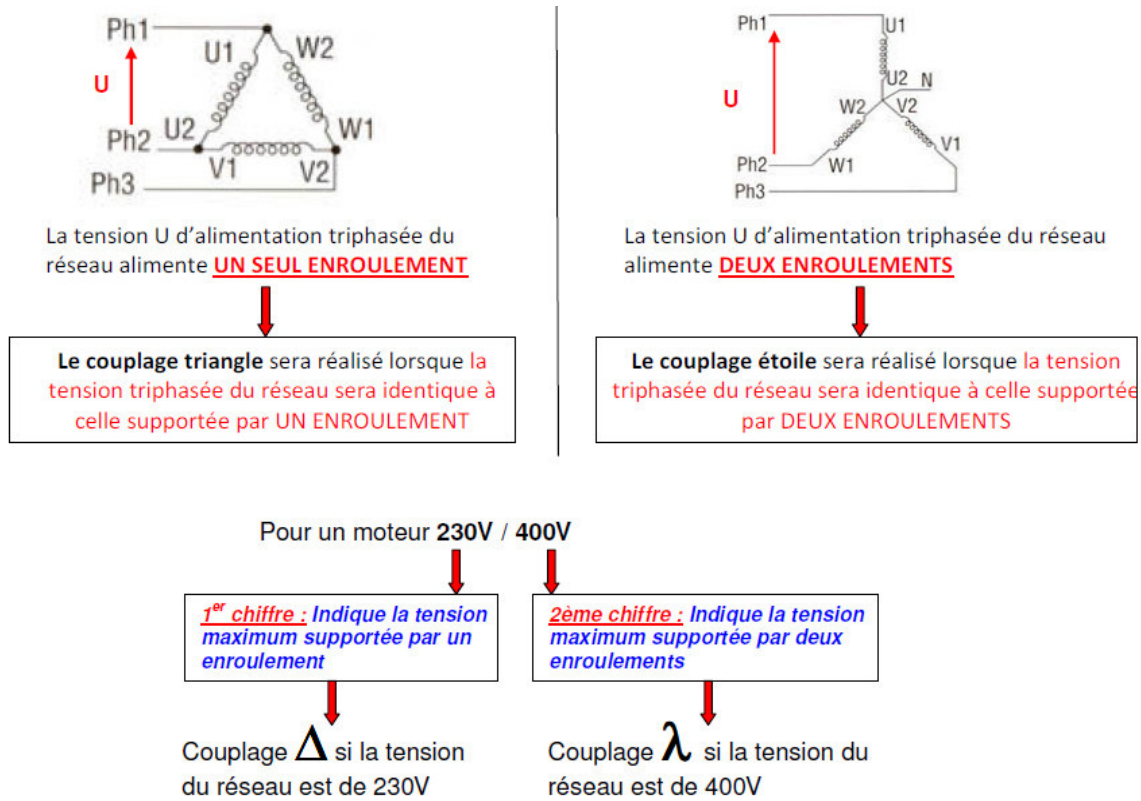


Figure (I-10) : les types de couplage.

I-8-La plaque signalétique d'un moteur asynchrone

La plaque signalétique d'un moteur asynchrone (moteur électrique) est la carte d'identité

du moteur [5]

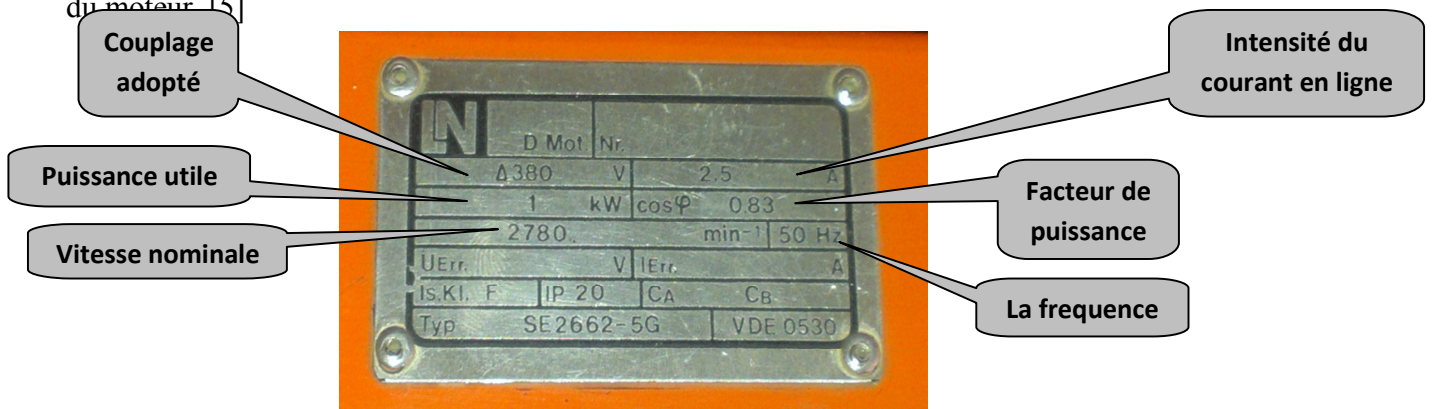


Figure (I-11) : la plaque signalétique d'un moteur asynchrone.

I-9-Modification et variation de la vitesse du moteur asynchrone triphasé [4]

Le moteur alimenté par des tensions de fréquence f . Le moteur triphasé ayant $2P$ pôles tourne normalement à une vitesse

$$N_r = \frac{f}{p} (1 - g) \quad (\text{I-13})$$

Peu inférieure à la vitesse synchrone $N_s = \frac{f}{p}$.

Pour changer la vitesse à f donné il faut changer le nombre de pôles.

Pour obtenir une variation continue de N_r il faut faire varier sans discontinuité le glissement ou, ce qui est préférable la fréquence de d'alimentation. [4]

I-9-1-Modification de la vitesse

On peut modifier le nombre de pôles $2P$ d'un enroulement en modifiant les connexions de ses bobines. La multiplication ou la division par deux de $2P$. [4]

On peut construire aussi des moteurs à quatre vitesses grâce à deux enroulements statorique séparé, donnant chacun deux vitesses. [2]

Remarque

Les moteurs à plusieurs vitesses sont des moteurs à cage. [2]

I-9-2-Variation de la vitesse

Puisque la vitesse N_r est égale à $\frac{f}{p} (1 - g)$, pour la faire varier de façon continue on peut

- Soit faire varier le glissement g .
- Soit faire varier la fréquence f d'alimentation.

I-9-2-1-Action sur le glissement

❖ Pour le moteur à cage

La seule façon de faire varier le glissement g c'est de varier la tension d'alimentation. [2]

Les inconvénients de cette méthode. [2]

- L'intervalle de variation de la vitesse est limité.
- En augmentant le g on augmente les pertes joule rotorique ($P_{jr} = g \cdot P_{tr}$)

Instabilité de la machine.

❖ Pour le moteur à rotor bobiné

La façon la plus simple de faire varier la vitesse en charge du moteur à rotor bobiné est d'utiliser un rhéostat secondaire. [4]

Les inconvénients de cette méthode. [2]

- L'intervalle de variation de la vitesse est limité.
- En augmentant le g on augmente les pertes joule rotorique ($P_{jr} = g \cdot P_{tr}$)
-

I-9-2-1-Action sur la fréquence

En variant la fréquence à travers l'onduleur et cycle convertisseur, c'est la méthode beaucoup plus utilisée dans le domaine industriel. [2]

I-11- Les avantages et les inconvénients du moteur asynchrone

Si l'on compare le moteur asynchrone au moteur shunt à courant continu, on constate que les caractéristiques dans leur partie stable, sont identiques, ce qui conduit aux mêmes applications industrielles. En ce qui concerne le choix d'un moteur pour une application donnée, il est intéressant de signaler les avantages et les inconvénients de ces deux moteurs. [5]

I-11-1 Les avantages du moteur asynchrone

Comparé au moteur shunt, le moteur asynchrone a l'avantage d'être alimenté directement par le réseau triphasé. Son prix d'achat est moins élevé, il est beaucoup plus robuste car il ne nécessite pratiquement pas d'entretien. [5]

Ses deux qualités fondamentales (prix et solidité) résultent du fait qu'il n'a pas de collecteur. En effet, le collecteur est un organe coûteux et fragile qui nécessite un entretien fréquent : changement des balais.[5]

I-11-2 Les inconvénients du moteur asynchrone

A l'exception du démarrage et de l'inversion du sens de marche que l'on peut résoudre de façon satisfaisante, le moteur asynchrone a des performances très médiocres par rapport à celles du moteur shunt. En effet jusqu'à ces dernières années, l'entraînement idéal était réalisé par le léonard formé un moteur shunt alimenté par un convertisseur de tension. [5]

I-12- Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté une étude générale sur les moteurs asynchrones triphasés ,(constitution, principe de fonctionnement, caractéristique, méthodes de variation et modification de la vitesse..), en plus on a donné les utilisations de ce type de moteur, et ses avantages et ses inconvénients.

CHAPITRE II

Généralité sur les méthodes d'identification des paramètres d'un moteur asynchrone

II.1. INTRODUCTION

Ce deuxième chapitre introduit la modélisation de la machine asynchrone triphasée ainsi que les méthodes d'identification du moteur asynchrone triphasé à cage en présentant les différents essais pour déterminer les paramètres électriques et mécanique.

II.2. MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

La machine est supposée triphasée au rotor et stator, elle est représentée schématiquement par la figure(II.1.)

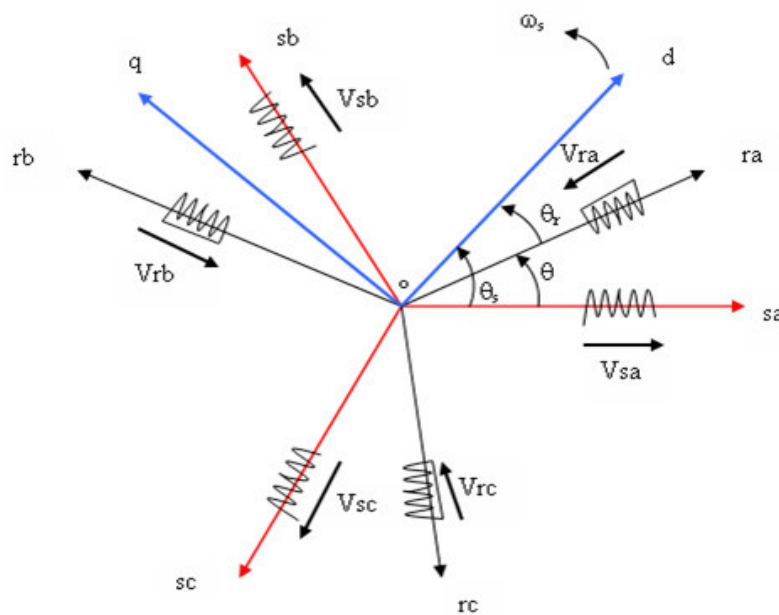


Figure (II.1) : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.[8]

D'après la figure (II.1), les équations électriques du modèle de la machine asynchrone triphasée s'écrivent respectivement pour le stator avec l'indice (s) et le rotor (qui peut être soit bobiné ou à cage d'écureuil) avec l'indice (r) .

II.2.1. Mise en équations du modèle de la machine

Afin de bien mener la modélisation de la machine, il faut adopter les hypothèses simplificatrices suivantes :[8].

- On suppose les circuits magnétiques non saturés et suffisamment feuilletés.
- On considère une densité de courant uniforme dans les sections des conducteurs élémentaires (l'effet de peau négligeable).
- On ne tient compte que du premier harmonique d'espace de la distribution de la force magnétomotrice de chaque phase du rotor et du stator.
- L'entrefer étant constant.
- Les inductances propres sont constantes
- Parfaite symétrie.
- Assimilation de la cage à un bobinage en court-circuit de même nombre de phase que le bobinage statorique.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements Statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique.

Dans le cadre de ces hypothèses et pour une machine équilibrée et couplée en étoile, les équations de la machine s'écrivent sous la forme matricielle suivante.

II.3. EQUATIONS ELECTRIQUE

Les équations de tension des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques sont données par les expressions suivant :[8]

➤ Pour le stator $[V_S] = R_S [I_S] + \frac{d}{dt} [\Phi_S]$ (II-1)

➤ Pour le rotor $[V_R] = R_R [I_R] + \frac{d}{dt} [\Phi_R]$ (II-2)

:

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

et :

$$[V_S] = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^T \quad : \text{Vecteur de tension statorique.}$$

$$[V_r] = [V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^T \quad : \text{Vecteur de tension rotorique.}$$

$$[I_S] = [I_{sa} \ I_{sb} \ I_{sc}]^T \quad : \text{Vecteur de courant statorique.}$$

$$[I_r] = [I_{ra} \ I_{rb} \ I_{rc}]^T \quad : \text{Vecteur de courant rotorique.}$$

Ainsi que pour les vecteurs des flux :

$$[\Phi_S] = [\Phi_{sa} \ \Phi_{sb} \ \Phi_{sc}]^T \quad : \text{Vecteur de flux statorique.}$$

$$[\Phi_r] = [\Phi_{ra} \ \Phi_{rb} \ \Phi_{rc}]^T \quad : \text{Vecteur de flux rotorique.}$$

II.4.EQUATIONS MAGNETIQUES (DES FLUX)

L'absence de saturation et la limitation d'espace nous permettent d'écrire les expressions des flux statorique et rotoriques comme suit :[8]

$$\begin{bmatrix} [\Phi_S] \\ [\Phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_S] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [I_S] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (\text{II-3})$$

Où :

$[L_S]$: Matrice d'inductances statoriques.

$[L_r]$: Matrice d'inductances rotoriques.

$[M_{sr}]$: Matrice de l'inductance mutuelle du couplage entre stator-rotor.

Alors :

$$[L_S] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix}, [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{II-4})$$

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^T = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II-5})$$

Où :

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_{sr} : Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase Correspondante du rotor.

II.5.EQUATIONS MECANIKES (COUPLE)

L'expression du couple électromagnétique peut-être obtenue à partir de la dérivée de la co-énergie magnétique par rapport à l'angle θ . La machine étant à structure lisse. Le couple s'écrit : [8]

$$C_{em} = [I_s]^T \frac{\partial [M_{sr}]}{\partial \theta} [I_r] \quad (\text{II-6})$$

I_s et I_r désignent respectivement les courants statorique et rotoriques.

II.6. MODELE DE PARK

Les termes figurant dans les équations des flux sont fonction de l'angle θ , ce qui complique considérablement l'étude des régimes dynamiques. Pour pallier ce problème, on opère sur l'ensemble des grandeurs (tension, courants et flux) un changement de base qui simplifie notablement les relations. Ce changement de base est appelé transformation de Park. Ainsi, la machine sera régie par un système d'équations à coefficient constants.[8]

II.6.1. Transformation de PARK

La transformation de Park implique la transformation des enroulements statorique et rotorique de la machine originelle en des enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique disposés selon les axes en quadrature d et q comme le montre la (**Figure II.2**). cette transformation a pour effet de rendre les inductances mutuelles du modèle de la machine indépendante de la rotation, c'est-à-dire de l'angle θ . La transformation de Park est donnée par l'expression suivante :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II-7})$$

Le changement de variables relatif aux grandeurs X_i (courant, tension ou flux) est défini par l'expression suivant :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = P \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{II-8})$$

Avec :

X_0 : représente la grandeur homopolaire.

P : La matrice de Park, la matrice P^{-1} est telle que $P^{-1} = P^T$

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

D'où les transformations inverses des variables :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = P^{-1} \cdot \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} \quad (\text{II-10})$$

II.6.2. Equations de la machine dans le modèle de Park

On applique la transformation de Park aux courants, aux tensions et aux flux. Un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes d et q.

Les angles θ_s et θ_r qui interviennent pour les grandeurs statoriques et rotoriques sont représentés sur la (**Figure II.2**).

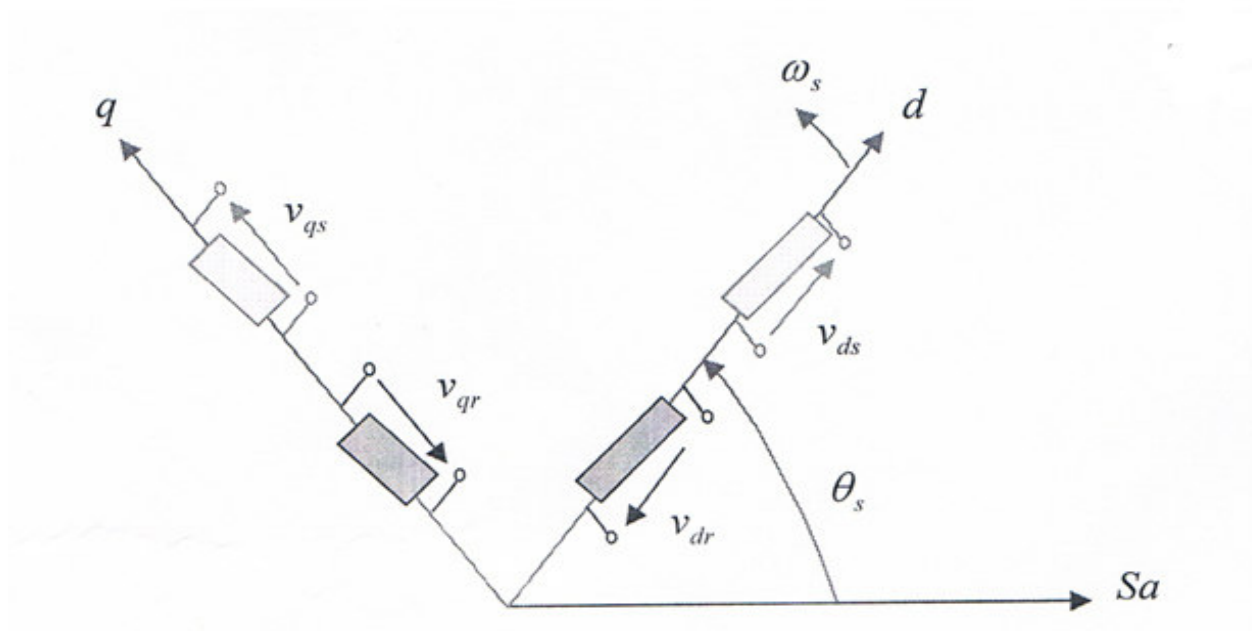


Figure .II.2.Interprétation physique de la transformation de Park pour une machine asynchrone.[8]

II.6.3. Equations de tension

Dans un repère dq tournant à la vitesse ω_a par rapport au stator, les équations (II-1) et (II-2) s'écrivent après l'application de la transformation de Park aux différentes grandeurs comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_a \Phi_{qs} \quad (\text{II-11}) \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} - \omega_a \Phi_{ds} \quad (\text{II-12}) \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_a - \omega_m) \Phi_{qr} \quad (\text{II-13}) \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega_a - \omega_m) \Phi_{dr} \quad (\text{II-14}) \end{array} \right.$$

ω_a et ω_m désignent respectivement la vitesse du repère dq et la vitesse du rotor par rapport au stator. Selon l'application envisagée, le repère dq peut être lié au stator ($\omega_a = 0$), rotor ($\omega_a = \omega_m$) ou au champ tournant ($\omega_a = \omega_s$).

II.6.4. Equations des flux

Les différentes expressions des flux statoriques et rotoriques s'écrivent dans le modèle de Park sous la forme suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} \text{(II-15)} \\ \text{(II-16)} \\ \text{(II-17)} \\ \text{(II-18)} \end{array}$$

Avec :

$L_s = l_s - L_m$, $L_r = l_r - L_m$ Inductance cyclique propre du stator et du rotor respectivement.

$L_m = \frac{3}{2} m_{sr}$: Inductance cyclique mutuelle stator-rotor.

II.6.5. Equation du couple

Dans le modèle de Park l'expression du couple s'écrit de la manière suivante :

$$\begin{aligned} J.(d\Omega/dt) &= C_e - C_{res} \\ C_e &= PL_m(I_{qs}I_{dr} - I_{ds}I_{qr}) \end{aligned} \quad \text{(II-19)}$$

Avec :

P : le nombre de paire de pôles

II.7 SCHEMA EQUIVALENT DE LA MACHINE ASYNCHRONE A CAGE D'ECUREUIL

Sous le vocable schéma équivalent, on désigne un circuit électrique composé de dipôles linéaires permettant de modéliser la machine réelle. Le schéma équivalent le plus pertinent est fonction du domaine d'utilisation et du degré de précision nécessaire. Dans le cas des machines asynchrones, il comprend, au minimum, une association de résistances et d'inductances, [7].

II.7.1.Schéma général

Les deux équations suivantes :

$$V = (R_s + j \omega_s \mathcal{L}_s) \dot{I}_s + j \omega_s M_{rs} \dot{I}_r \quad (\text{II-20})$$

$$V = \left(\frac{R_r}{g} + j \omega_s \mathcal{L}_s\right) \dot{I}_r + j \omega_s M_{rs} \dot{I}_s \quad (\text{II-21})$$

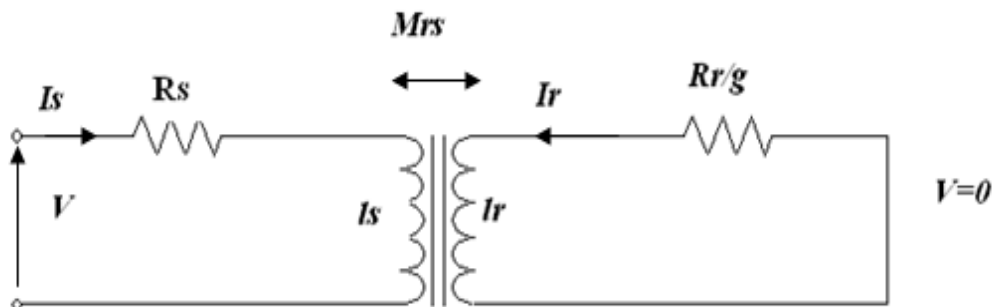


Figure .II.3.Schéma général de la machine asynchrone.

II.7.2.Schéma ramené au stator [8]

Les circuits magnétiquement couplés peuvent être transformés en de nombreux schémas équivalents .Chacune de ces transformations conduites à un modèle possible pour décrire la machine asynchrone. Dans la pratique, seuls certains modèles sont effectivement utilisés.

Le modèle à fuites secondaires avec l'ensemble ramené au stator est le plus fréquent dans la littérature car il comporte des éléments que l'on peut identifier relativement simplement et de manière suffisamment précise et il est simple s'emploi.

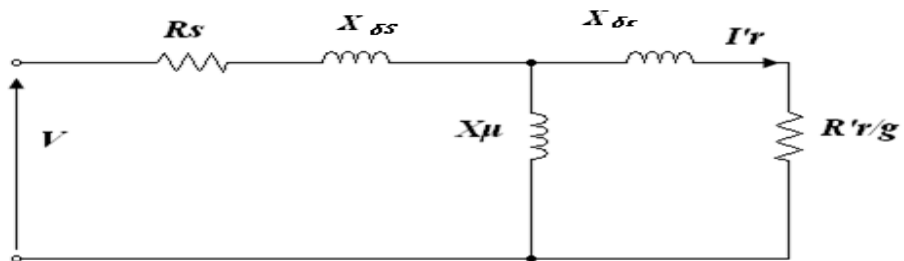


Figure .II.4.Schéma ramené au stator de la asynchrone.

$$\acute{X}_r = K^2 * X_r \tag{II-22}$$

$$\acute{R}_r = K^2 * R_r \tag{II-23}$$

$$K=1/m$$

m : rapport de transformation

Ces grandeurs ne sont pas calculables(en particulier R_r), mais l'important est de savoir que si l'on admet les hypothèses de départ, alors il existe un dipôle à celui représenté ci-dessus équivalent à une phase de la machine asynchrone alimente par un système de tensions triphasées équilibré.

Il est intéressant pour les bilans de puissance de décomposer la résistance $\frac{\acute{R}_r}{g}$ en deux termes :

- \hat{R}_r : Résistance ramenée de l'enroulement rotorique, responsable des pertes par effet joule au rotor (pertes joule rotorique).

$\hat{R}_r * \frac{1-g}{g}$: Résistance fictive, la puissance qu'elle consomme correspond en réalité à la puissance utile de la phase considérée. (puissance transformée en puissance mécanique par la machine)

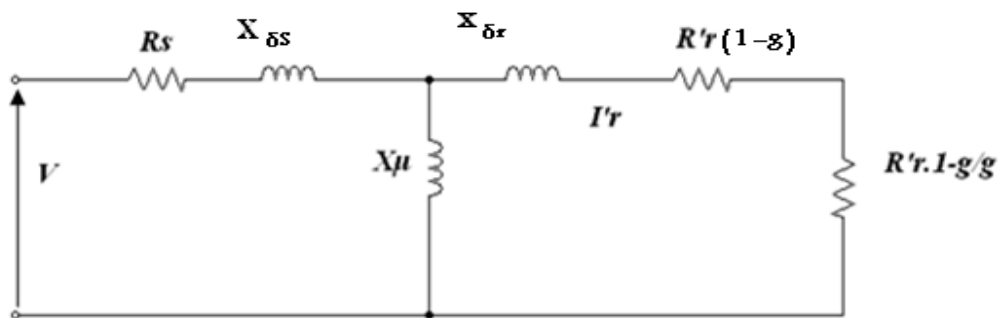


Figure .II.5. Schéma représente la puissance utile et Pjr [8]

II.7.3. Prise en compte des pertes fer

On a considéré que le circuit magnétique était sans pertes, ce qui n'est pas le cas. Pour rendre compte des pertes fer qui dépendent de carré de tension d'alimentation, on ajoute dans ce modèle une résistance fictive R_F .

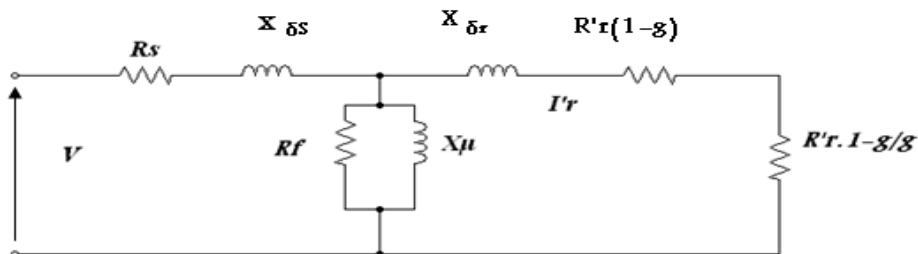


Figure.II.6 . Schéma équivalent représente les pertes fer statorique ;/8/

II.7.4. Caractéristiques mécaniques

Le schéma établi précédemment permet d'obtenir facilement les caractéristiques électromécaniques de la machine asynchrone.

En effet la puissance électromagnétique utile, c'est-à-dire celle transformée en énergie mécanique correspond pour chaque phase à la puissance consommée par la résistance $\hat{R}_r * \frac{1-g}{g}$

La puissance mécanique totale pour les trois phases a donc pour expression :

$$P_M = T_M * \Omega_r = 3 * \hat{R}_r * \frac{1-g}{g} * I_r^2 \quad (\text{II-30})$$

II.8 METHODES D'IDENTIFICATION DES PARAMETRES D'UNE MACHINE ASYNCHRONE :

Après avoir présenté des modèles mathématiques de la machine asynchrone, nous exposons dans ce qui suit les méthodes d'identification des paramètres de ces modèles qui sont:

- Les résistances R_s et R'_r
- Les inductances cycliques propres L_s et L'_r
- La mutuelle Inductance M .

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

- méthode des essais classiques.
- méthode plaque.
- méthode du diagramme H-G.

- ***II.8.1 Méthode des essais classiques***

- Les essais envisagés permettent de déterminer tous les paramètres du schéma équivalent à fuites ramenées au stator **Fig. II.1**, a savoir: R'_r ; $l_{\sigma s}$; L'_r ; M , la résistance statorique R_s est déterminée par des essais à courant continu, [12 ; 13].

• **II.8.1.1 Essai à vide**

- La machine à vide est alimentée à tension nominale et son rotor est en court-circuit. Dans ce cas, on considère $g \cong 0$ ce qui entraîne un courant rotorique presque nul, [11].
- La méthode des deux wattmètres permet de déterminer les puissances active P_0 et réactive Q_0 à partir desquelles on calcule la résistance R_{eq0} et l'inductance X_{eq0} équivalentes par phase comme suit:

D'une part
$$\begin{cases} R_{eq0} = P_0 \cdot \frac{V_0^2}{P_0^2 + Q_0^2} \\ X_{eq0} = Q_0 \cdot \frac{V_0^2}{P_0^2 + Q_0^2} \end{cases} \quad (\text{II -31})$$

Et d'autre part
$$\begin{cases} R_{eq0} = R_s + R_{fe} \frac{(Mw)^2}{R_{fe}^2 + (Mw)^2} \\ X_{eq0} = l_{\sigma s}w + Mw \frac{(R_{fe})^2}{R_{fe}^2 + (Mw)^2} \end{cases} \quad (\text{II -32})$$

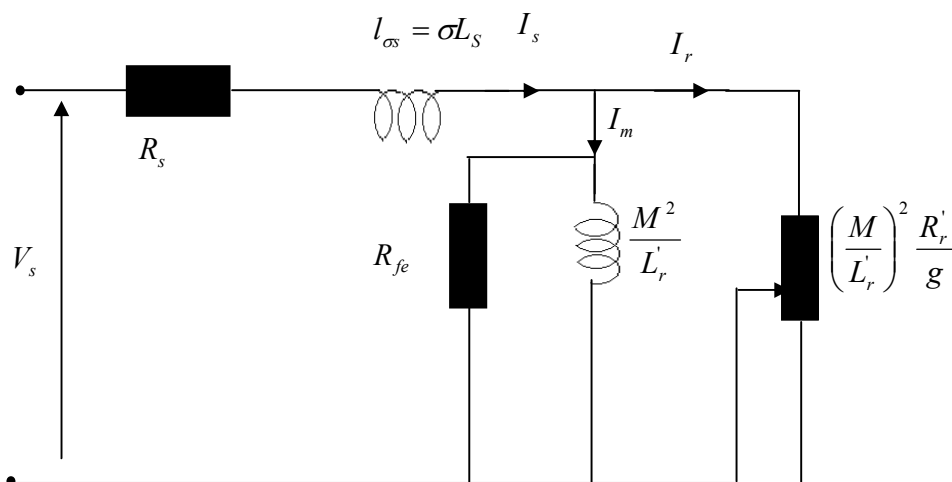


Figure. II.7 Schéma équivalent à fuites ramenées au stator.

II.8.1.2 Essai à rotor bloqué

La modification brutale de l'état magnétique dans la machine (de la marche à vide au court-circuit) n'est pas de nature à être compatible avec le modèle mathématique linéaire considéré, cet essai se fait alors à tension réduite. A l'arrêt $g=1$, aucune puissance mécanique n'est délivrée sur l'arbre, le courant absorbé n'est limité que par l'impédance interne de la machine qu'on détermine de la même manière que précédemment en posant :

$$\begin{cases} R_{eqcc} = P_{cc} \cdot \frac{V_n^2}{P_{cc}^2 + Q_{cc}^2} \\ X_{eqcc} = Q_{cc} \cdot \frac{V_n^2}{P_{cc}^2 + Q_{cc}^2} \end{cases} \quad (\text{II -33})$$

et sachant que:

$$R_f = \frac{R_{fe} \cdot R'_r}{R_{fe} + R'_r}$$

on a :

$$\begin{cases} R_{eqcc} = R_s + R_{fe} \frac{(Mw)^2}{R_{fe}^2 + (Mw)^2} \\ X_{eqcc} = l_{\sigma s} w + Mw \frac{(R_{fe})^2}{R_{fe}^2 + (Mw)^2} \end{cases} \quad (\text{II -34})$$

Les équations précédentes permettent d'avoir quatre équations à cinq inconnues, $(R_{fe}; R'_r; l_{\sigma s}; L'_r; M)$ il est alors nécessaire de définir une égalité supplémentaire (approximation) pour pouvoir résoudre le système d'équations.

Dans cette méthode on néglige les fuites rotoriques alors on peut écrire, [14 ; 15].

$$L'_r = M$$

L'inductance cyclique statorique est donc définie par :

$$L_s = l_{\sigma s} + M \quad (\text{II -35})$$

II.8.2 Méthode de la plaque signalétique

L'application de la méthode plaque permet de déterminer l'ensemble des paramètres nécessaires en se basant sur le facteur de puissance nominal comme donné, [16]. Le schéma équivalent est le même que celui de la méthode des essais classiques, sachant que:

$$\left\{ \begin{array}{l} \sigma = \frac{1 - \cos(\varphi_n)}{1 + \cos(\varphi_n)} ; L_f = \frac{V_n \cdot \sqrt{\sigma}}{I_n \cdot \omega_s} ; \omega_s = 2\pi f \\ L_r' = \frac{L_f(1 - \sigma)}{\sigma} ; \omega_r = \omega_s - \frac{(2\pi P) \cdot N_n}{60} \\ L_s = L_r' + L_f ; T_r = \frac{1}{\omega_r \sqrt{\sigma}} \\ R_r' = \frac{L_r'}{T_r} \end{array} \right. \quad (\text{II} - 36)$$

II.8.3 Méthode du diagramme d'impédance cyclique (H-G)

Dans cette méthode on a accès à la mesure des paramètres par le circuit primaire, en construisant pratiquement le diagramme circulaire des inductances, [11 ; 14].

Comme on l'a vu, l'impédance d'entrée d'une machine asynchrone dont le schéma équivalent simplifié serait une mutuelle fermée sur une résistance $\frac{R_r'}{g}$.

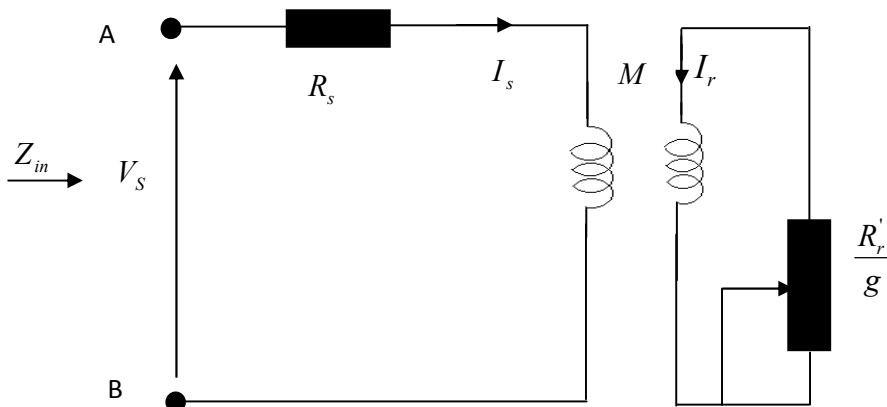


Figure. II.8 Schéma simplifié d'une M-AS

$$\begin{cases} V_s = R_s I_s + jL_s \omega I_s + jM \omega I_r \\ 0 = \left(\frac{R'_r}{g}\right) I_r + jL'_r \omega I_r + jM \omega I_s \end{cases} \quad (\text{II} - 37)$$

La deuxième équation de (2-7) donne :

$$I_r = -\frac{jM \omega I_s}{\frac{R'_r}{g} + jL'_s \omega} \quad (\text{II} - 38)$$

En substituant (2-8) dans la première équation de (2-7) on obtient :

$$\begin{aligned} \frac{V_s}{I_s} &= R_s + jL_s \omega + \frac{M^2 \omega^2}{\frac{R'_r}{g} + jL'_r \omega} \\ \frac{V_s}{I_s} &= R_s + \frac{M^2 \omega^2 \left(\frac{R'_r}{g}\right)}{\left(\frac{R'_r}{g}\right)^2 + (jL'_r \omega)^2} + j \left(L_s \omega - \frac{M^2 \omega^2 L'_r \omega}{\left(\frac{R'_r}{g}\right)^2 + (L'_r \omega)^2} \right) \end{aligned}$$

On pose $g\omega = \omega_r$, alors:

$$Z_{in} = R_s + \frac{M^2 \omega_r \cdot \omega \cdot R'_r}{R_r'^2 + (L'_r \cdot \omega_r)^2} + j \left(L_s - \frac{M^2 \omega_r^2 L'_r}{R_r'^2 + (L'_r \omega_r)^2} \right) \cdot \omega \quad (\text{II} - 39)$$

Que l'on peut mettre sous forme de :

$$Z_{in} = R_s + Z_0(\omega_r)$$

Avec :

$$Z_0(\omega_r) = \frac{M^2 \omega_r \cdot \omega \cdot R'_r}{R_r'^2 + (L_r \omega_r)^2} + j \left(L_s - \frac{M^2 \omega_r^2 L'_r}{R_r' + (L'_r \omega_r)^2} \right) \cdot \omega \quad (\text{II} - 40)$$

On pose alors:

$$\frac{Z_0(\omega_r)}{\omega} = G(\omega_r) + jH(\omega_r) = \varepsilon(\omega_r) \quad (\text{II} - 41)$$

Avec :

$$\begin{cases} G(\omega_r) = \frac{M^2 R'_r \omega_r}{R_r'^2 + \omega_r^2 \cdot L_r'^2} \\ H(\omega_r) = L_s - \frac{M^2 L'_s \cdot \omega_r^2}{R_r'^2 + \omega_r^2 \cdot L_r'^2} \end{cases} \quad (\text{II} - 42)$$

$G(\omega_r)$ et $H(\omega_r)$ des fonctions ayant la dimension d'une inductance, [11 ; 12].

Lorsque ω_r varie (g varie), $G(\omega_r)$ et $H(\omega_r)$ varient aussi mais restent orthogonales donc l'image de $\varepsilon(\omega_r)$ décrit dans le plan complexe un cercle.

Ainsi pour ($g = 0$), ($\omega_r = 0$), point de synchronisme (**Fig II.3**) on a : $L_s = H_{max}$

De même on a :

$$\frac{dG(\omega_r)}{d\omega_r} = M^2 R'_r \frac{d(\omega_r)}{d\omega_r} \cdot \frac{1}{R_r'^2 + L_r'^2 \omega_r^2} = 0 \quad (\text{II} - 43)$$

$$G(\omega_{r \max}) = G_{max}$$

Soit :

$$\frac{1}{M^2 R_r'^2} \cdot \frac{dG(\omega_r)}{d\omega_r} = \frac{R_r'^2 - L_r'^2 \omega_r^2}{(R_r'^2 + L_r'^2 \omega_r^2)^2} = 0$$

Alors :

$$L_r'^2 \omega_r^2 = R_r'^2$$

Donc :

$$\omega_{r \max} = \frac{R'_r}{L'_r}; \quad G_{max} = \frac{G(\omega_r)}{\omega_{r \max}} = \frac{M^2}{2L'_r} \quad (\text{II} - 44)$$

Les paramètres de la machine peuvent être calculés à partir des points particuliers du cercle de la **Fig.II.3**. Les seuls paramètres pouvant être mesurés sont R_S et R'_r (R'_r résistance ramenée au primaire calculée à partir du stator).

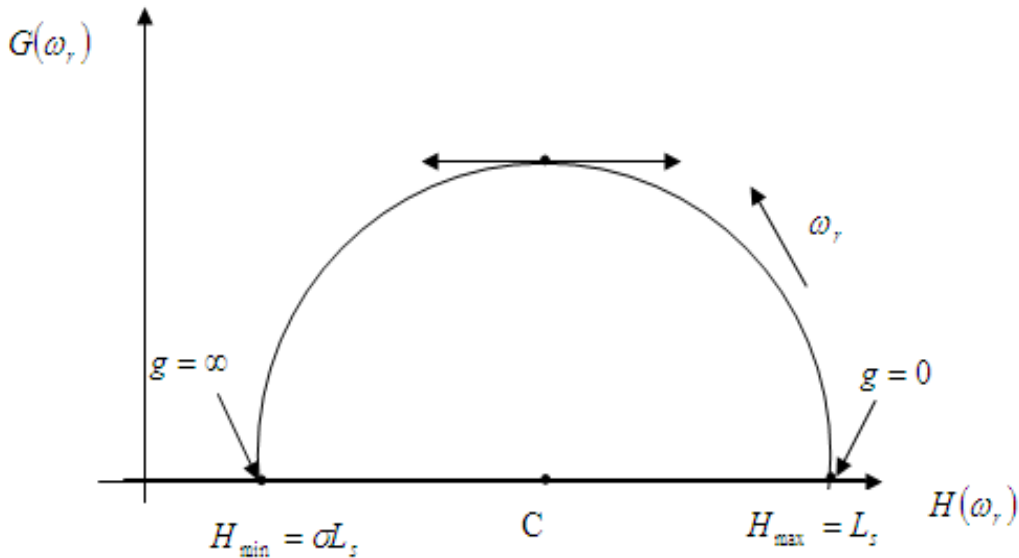


Figure. II.9 Diagramme H-G.

Le tracé du cercle permet d'avoir le point $H = H_{min}$ déterminé par extrapolation de ce cercle,

$$H_{min} = \sigma L_S ; \quad \sigma = \frac{H_{min}}{H_{max}} \quad (\text{II} - 45)$$

Pour le tracé de ce cercle on effectue un essai en charge sous tension nominale ou réduite car l'impédance est peu sensible à la tension. Pour l'élaboration d'un modèle d'action de la machine asynchrone, au sens linéaire, il est préférable d'opérer sous tension réduite afin d'éviter la saturation, et de réduire les pertes fer qui deviennent importantes lorsque la tension d'alimentation est grande, [11 ;12].

Sachant que:

$$S = 3.V_S.I_S^* = P + jQ \quad (\text{II} -46)$$

Tel que : I_S^* est le conjugué de I_S

et $V_S = Z_{in} . I_S$

on a :
$$S = 3(R_s + \omega G(\omega_r))I_s^2 + j3(\omega H(\omega_r))I_s^2 \quad (\text{II -47})$$

Pour la mesure de la puissance, il est préférable d'utiliser la méthode des deux wattmètres, car en outre de la puissance active qu'elle donne:

$$P = P_1 + P_2 \quad (\text{II -48})$$

Elle permet de calculer la puissance réactive

$$Q = \sqrt{3}(P_1 - P_2) \quad (\text{II -49})$$

Où P_1, P_2 sont les valeurs lues sur les wattmètres.

$$P = 3(R_s + \omega G(\omega_r))I_s^2 = P_1 + P_2 \quad (\text{II-50})$$

$$Q = 3(\omega H(\omega_r))I_s^2 = \sqrt{3}(P_1 - P_2) \quad (\text{II-51})$$

D'où en déduit que:

$$\left\{ \begin{array}{l} G(\omega_r) = \frac{1}{\omega} \cdot \left(\frac{P_1 + P_2}{3 I_s^2} - R_s \right) \\ H(\omega_r) = \frac{\sqrt{3}(P_1 - P_2)}{3 \omega I_s^2} \end{array} \right. \quad (\text{II - 52})$$

Remarques :

- La méthode de l'impédance cyclique, telle que nous venons de l'exposer, implique une utilisation tout à fait général: c'est – à - dire sans restriction de machine à induction qu'elle soit à rotor bobiné, rotor en cage d'écureuil ou à rotor massif, du moment que la mesure est réalisée du côté statorique ;
- De plus la méthode des deux wattmètres laisse encore la possibilité de mesurer la puissance pour des montages, quelconques (triangle ou étoile), ceci en régime sinusoïdal harmonique, par ailleurs ;
- Une précision doit être apportée pour les machines dont l'accès direct au circuit du rotor est impossible, que nous la résumons comme suit:

Dans le plan H-G, on place un nuage de n points expérimentaux. Le centre du cercle moyen est alors déterminé par l'intersection moyenne des médiatrices des segments définis Par deux points quelconques. On prendra le premier point (à vide, $\omega_{r0} \approx 0$) comme point fixe et on pourra évaluer le centre moyen H_{cmoy} et le diamètre moyen D_{moy} par :

$$H_{cmoy} = \frac{1}{2n} \cdot \sum_{i=2}^n \frac{(G_i^2 - G_1^2) - (H_i^2 - H_1^2)}{(H_i - H_1)} \quad (\text{II} - 53)$$

$$D_{moy} = 2 \cdot \sqrt{G_0^2 + (H_{cmoy} - H_0)^2} \quad (\text{II} - 54)$$

II.9 Conclusion

Dans ce chapitre de notre travail on a présenté, certaines méthodes conventionnelles et à élaborer des méthodes d'identification paramétrique faciles à mettre en œuvre, permettant de modéliser au mieux les conditions de fonctionnement réelles de la machine.

Le prochain chapitre sera consacré, à l'identification paramétrique de la machine asynchrone par la méthode classique des moindres carrés (R-L-S).

CHAPITRE III

***Essais expérimentales et résultats de l'identification des
paramètres du moteur asynchrone***

III-1-Introduction

Dans ce chapitre nous allons exposer les essais expérimentales et la méthode moindres carrées pour l'identification des paramètres de la machine asynchrone.

III-2-caractéristique de la machine

Le banc d'essai (fig. III.2) réalisé dans le cadre de ce mémoire est constitué de machine asynchrone à cage ayant les caractéristiques indiquées dans (*Le tableau. III-1*) et les appareils de mesures.



Figure III-1-Banc d'essai

P la puissance nominale	1Kw
V la tension nominale	380v
I_N le courant nominal	2.5A
f_s la fréquence d'alimentation	50Hz
Cos φ facteur de puissance	0.83
N_N La vitesse nominale	2780tr/min
Le couplage	Δ

Le tableau. III-1 (La caractéristique du moteur utilisé)

III-3-Méthode classique

III-3-1-Mesure de la résistance statorique

Pour mesurer la résistance R_S du stator, on a procédé:

- Connecter un ohmmètre aux bornes d'un enroulement statorique et par suite la lecture de la valeur ainsi mesurée par l'appareil.

La valeur indiquée à la suite de la lecture est :

$$R_S = 23.9\Omega$$

III-4-Essai à rotor bloqué ($g=1$)

On bloque le rotor et on alimente le moteur sous tension réduite (15% à 20% U_n). La machine fonctionne donc comme un transformateur dont le secondaire est en court-circuit. Le courant magnétisant est très faible (négligeable) donc $I_S = \hat{I}_r$

Ce que nous permet de déterminer $\hat{R}r$ et $X_{\delta S}' = X_{\delta r}$.



Figure III-2 : le montage d'essai à rotor bloqué.

$$V_{CC} = Z_{CC} \cdot I_{CC} \Rightarrow |Z_{CC}| = V_{CC} / \left(\frac{I_{CC}}{\sqrt{3}}\right) = (72/2.5)\sqrt{3} = 49.88 \Omega$$

$$P_{CC} = 3R_s I_{CC}^2 + 3\dot{R}_r I_{CC}^2$$

$$\dot{R}_r = (P_{CC} - 3R_s I_{CC}^2) / 3I_{CC}^2$$

$$\dot{R}_r = (P_{CC} / 3I_{CC}^2) - R_s = (235/3 * 2.08) - 24 = 13.76 \Omega$$

Hypothèse $\dot{X}_{\delta r} = X_{\delta s}$

$$\overline{Z_{CC}} = (R_s + \dot{R}_r) + j2X_{\delta s}$$

$$|Z_{CC}^2| = (R_s + \dot{R}_r)^2 + 4X_{\delta s}^2$$

Réactance de fuite statorique

$$X_{\delta s} = 1/2 \sqrt{Z_{CC}^2 - (R_s + \dot{R}_r)^2}$$

$$X_{\delta s} = 1/2 \sqrt{(49.88)^2 - (24 + 13.76)^2} = 16.35 \Omega$$

L'inductance de fuite statorique

$$\mathcal{L}_s = X_{\delta s} / \omega = 16.35 / 314 = 0.052 \text{ H}$$

Remarque

Pour l'application numérique voir (Annexe tableau 3)

III-5-Essai à vide ($g=0$)

Le bilan de puissance de l'essai à vide sous tension nominal 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 mesure P_{10} et V_{10} et d'après la fig (III – 2) on déduit la réactance de magnétisation X_{μ} [A]



Figure III-3 : Le montage d'essai à vide .

Détermination des paramètres R_{μ} et X_{μ}

$$|Z_{10}| = \frac{V_{10}}{I_{10}} = \left(\frac{380}{1.34} \right) \sqrt{3} = 491.18 \Omega$$

$$Z_{10} = R_s + R_{\mu} + j(X_{\mu} + X_{\delta S}) = V_{10}/I_{10}$$

$$Z_{10}^2 = (R_s + R_{\mu})^2 + (X_{\mu} + X_{\delta S})^2$$

$$X_{\mu} = \sqrt{Z_{10}^2 - (R_s + R_{\mu})^2} - X_{\delta S}$$

$$P_{10} = 3(R_s + R_{\mu})I_{10}^2 + P_{\text{méc}} \Rightarrow R_{\mu} = [(P_{10} - P_{\text{méc}})/3I_{10}^2] - R_s$$

$$R_{\mu} = [(100 - 30)/3(0.78)^2] - 24$$

$$R_{\mu} = 14.35 \Omega$$

$$\sqrt{Z_{10}^2 - (R_s + R_{\mu})^2} - X_{\mu s}$$

$$X_{\mu} = \sqrt{(487.54)^2 - (24 + 14.35)^2} - 16.35 = 469.68 \Omega$$

$$X_s = X_{\mu} + X_{\delta s} = 469.68 + 16.35 = 486.02 \Omega$$

L'inductance statorique :

$$L_s = X_s / 2 * \pi * 50 = 486.02 / 314 = 1.55 \text{H}$$

Remarque :

Pour l'application numérique voir (Annexe tableau 2)

III-5-1-Détermination graphique des pertes

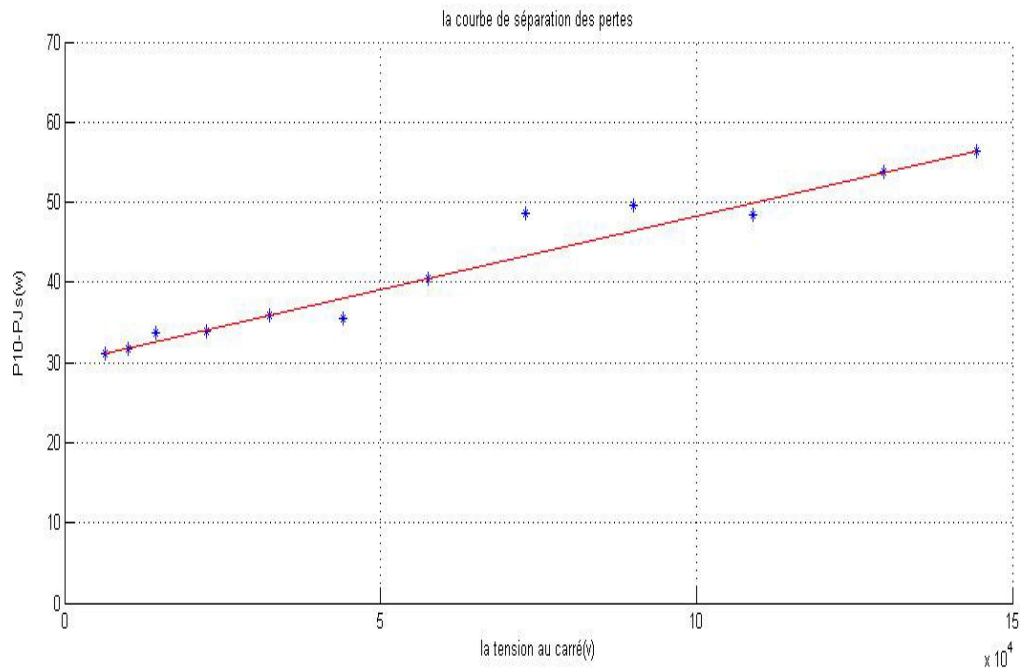
La séparation des pertes fer et des pertes mécaniques est réalisé grâce à leurs propriétés respectives.[17]

- Les pertes fer sont proportionnelles au carré de la tension.
- La vitesse à vide de la machine ne constante.

On mesure donc la puissance absorbée et le courant statorique pour des tensions décroissantes à partir de la tension nominale. Retranchant les pertes joules, on obtient la somme des pertes fer et mécaniques.

$$P_{10} - 3(R_s)I_{10}^2 = P_{\text{fer}}(V_s^2) + P_{\text{méc}}$$

Dans un fonctionnement à vide, le moteur asynchrone absorbe une puissance P_{10} qui correspond à la somme des pertes mécaniques, ferromagnétiques (fer) et Joules au stator. En traçant la courbe de la puissance $P_f + P_{\text{méc}}$ en fonction du carré de la tension d'alimentation, on obtient en principe une droite dont le prolongement jusqu'à la tension nulle donne les pertes :[9]



$$P_{\text{méc}} \approx 30 \text{ w}$$

Figure III-4- La courbe de la séparation des pertes fer et mécanique.

III.5.2. Identification des paramètres mécaniques

Le banc d'essai (fig.III.5) réalisé dans ce mémoire est constitué de machine asynchrone à cage ayant les caractéristiques indiquées dans (*Le tableau. III-1*) avec un un oscilloscope numérique.



Figure III-5-Banc d'essai pour l'identification des paramètres mécaniques.

III .5.2.1.Introduction

Les équations électriques sont liées à l'équation mécanique par la position angulaire du rotor qui intervient donc l'expression des inductances mutuelles stator-rotor.

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

Il est donc nécessaire d'identifier les paramètres suivants :

L'inertie J des masses en rotation ramenée au rotor en tenant compte des éventuels dispositifs de conversion du mouvement de rotation (réduction de vitesse).

Le couple résistant C_{res}

Le couple résistant est la somme des couples provenant :

- Des frottements au niveau des paliers (frottement visqueux ou dynamique).
- De la ventilation du moteur.
- De la charge entraînée.

En fonction de leur nature, les charges mécaniques présentent différentes allures du couple résistante en fonction de la vitesse à titre d'exemples :

- Couple constante (engins de lavage). $C_{res} = a$
- Couple proportionnel à la vitesse (frottement visqueux) $C_{res} = b\Omega$
- Couple proportionnel au carré de la vitesse (pompes, ventilateur, centrifuges)
 $C_{res} = C\Omega^2$
- Dans notre cas l'équation générale du couple résistant est :

$$C_{res} = a + b\Omega$$

III 5.2.2.Essai de ralentissement

La détermination du coefficient de frottement visqueux et du moment d'inertie est basée sur la mesure des pertes mécaniques lorsque la machine tourne à une vitesse donnée et sur le relevé de la courbe de ralentissement.

D'après la (*fig III-5*) le moment d'inertie J peut être calculée par :

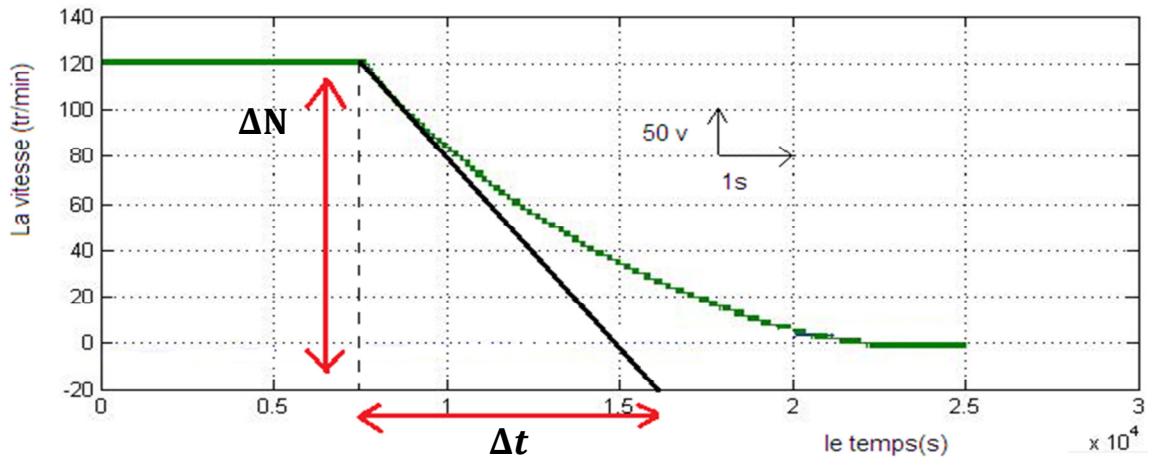


Figure III-6-Essai de ralentissement

$$J = \frac{P_{\text{méc}}}{\Omega_n \left(\frac{d\Omega}{dt} \right)_{\Omega_n = \Omega}} \quad (\text{III} - 1)$$

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.

$$\frac{d\Omega}{dt} \cong 2\pi \frac{\Delta N}{\Delta t} \frac{1}{60} \quad (\text{III} - 2)$$

et

$$\Omega_n \cong 2\pi \frac{N_N}{60} \quad (\text{III} - 3)$$

Application numérique :

Avec les valeurs suivantes :

$$P_{\text{méc}} = 30 \text{ w}$$

$$\Delta N = N = 2920 \text{ tr/min} \quad \Delta t = 1.63 \text{ s}$$

On trouve :

$$J = 0.001 \text{ Kg.m}^2$$

Le coefficient de frottement peut être calculée par :

$$f = \frac{J}{\Delta t}$$

Application numérique :

$$f = 0.000321 \text{ Nm/s}$$

Les paramètres du moteur obtenus :

\mathcal{L}_s l'inductance de fuite statorique	0.052H
R_s Résistance d'une phase statorique	23.9Ω
$X_{\delta S}$ réactance de fuite statorique	16.35Ω
\hat{R}_r Résistance rotorique ramené au stator.	13.76Ω
R_μ la résistance équivalente aux pertes fer.	14.35Ω
L_s l'inductance statorique	1.55H
L_r l'inductance rotorique	1.55H
J moment d'inertie	$J = 0.001 \text{ Kg.m}^2$
f coefficient de frottement	$f = 0.000321 \text{ Nm/s}$

III.6.L'allure de la vitesse à vide vue par l'oscilloscope numérique :

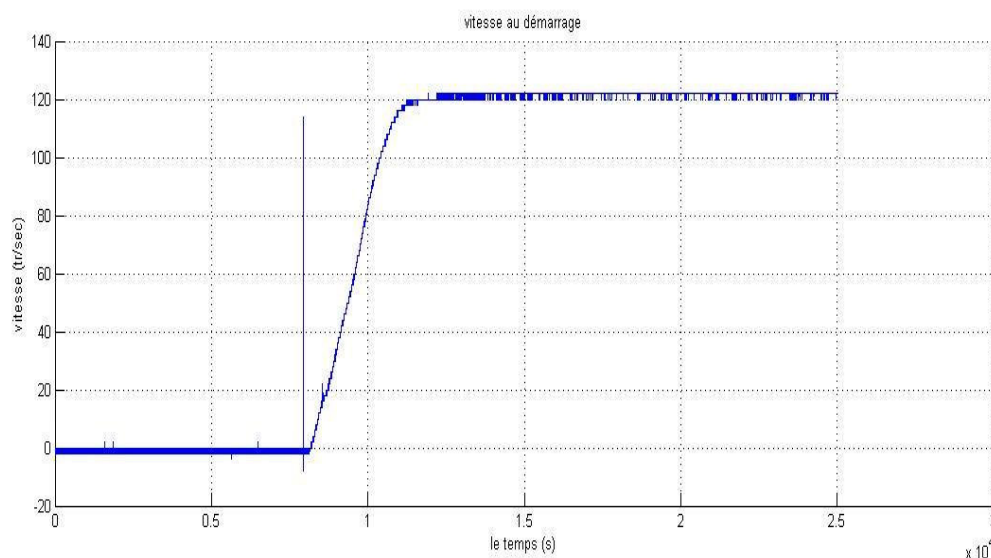


Figure III-7-la courbe de la vitesse à vide

III.7.Simulation du modèle de la machine

Les paramètres du moteur utilisés pour la simulation sont ceux identifiés précédemment.

III.7.1.Schéma de simulation [18]

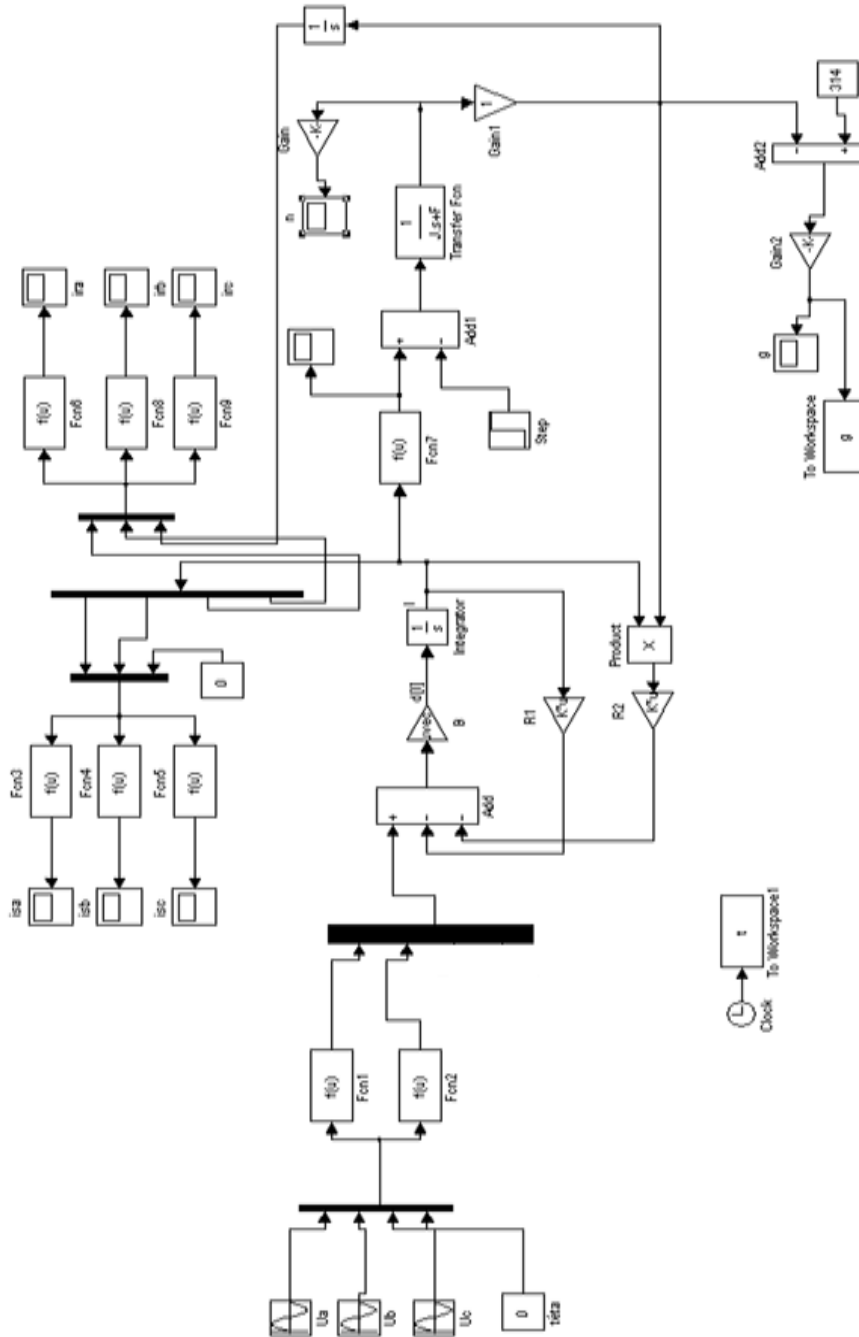


Figure III.8.Schéma bloc de simulation de la machine asynchrone.

III.7.2. Résultats de simulation

Les résultats de la simulation obtenu (courant et vitesse) de la machine asynchrone en utilisant les paramètres identifier est appliqué dans le schéma bloc dans (**FigIII.7**)

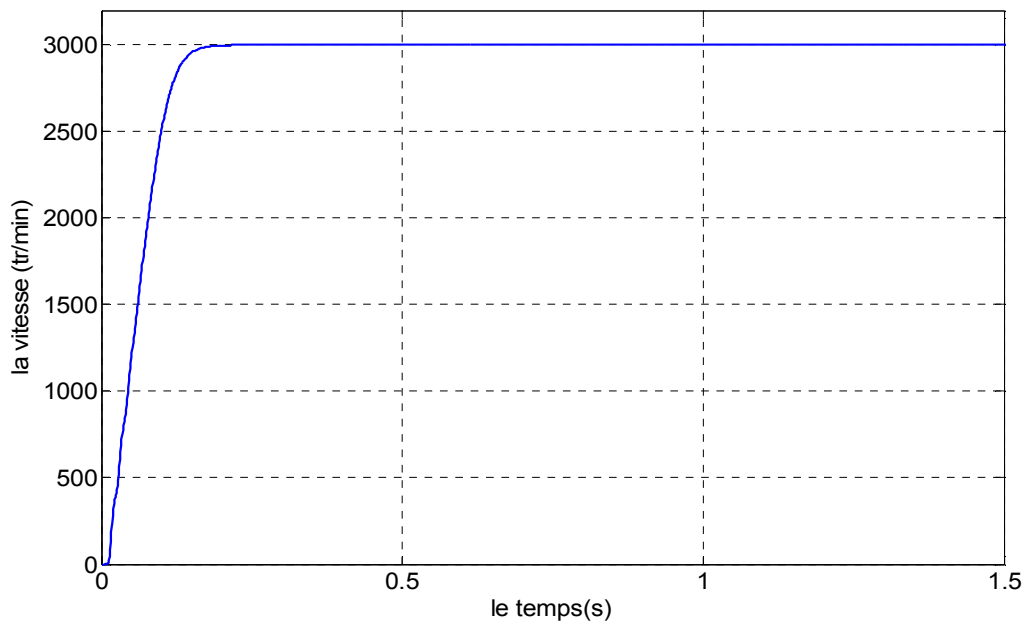


Figure III-9-la simulation de la vitesse de démarrage.

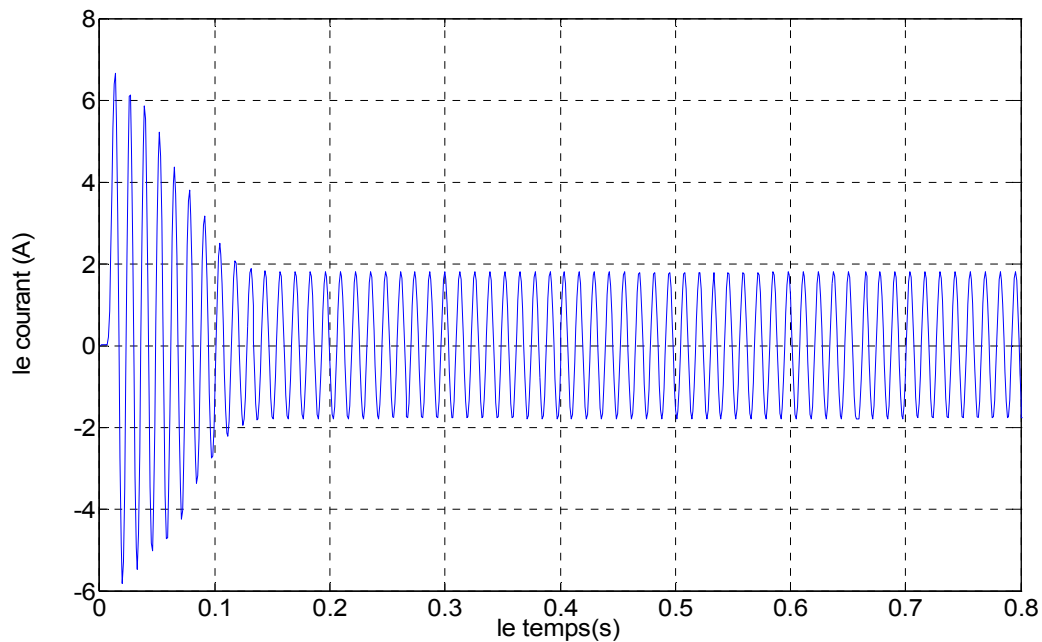


Figure III-10-la simulation du courant de démarrage.

III.7.3.interprétation des résultats

Le démarrage sous la pleine tension à vide, permet d'avoir en établissement rapide des courant statorique et la vitesse de rotation de moteur (**Fig III-8**) (**Fig III-9**).Le temps de démarrage est de **0.25 s**.

Le régime transitoire du courant de phase a une durée équivalente au temps de démarrage avec un pic de 7(A) lors des premiers instants de la mise sous tension (**FigIII-9**).

On comparant la courbe obtenue lors de la simulation avec ceux de l'expérience :

Ils ont la même allure avec petite erreur au niveau de la courbe de vitesse ce la est due à la précision des valeurs des paramètres obtenus par les essais d la méthode classique.

III.8.L'identification par la méthode des moindres carrés [21]

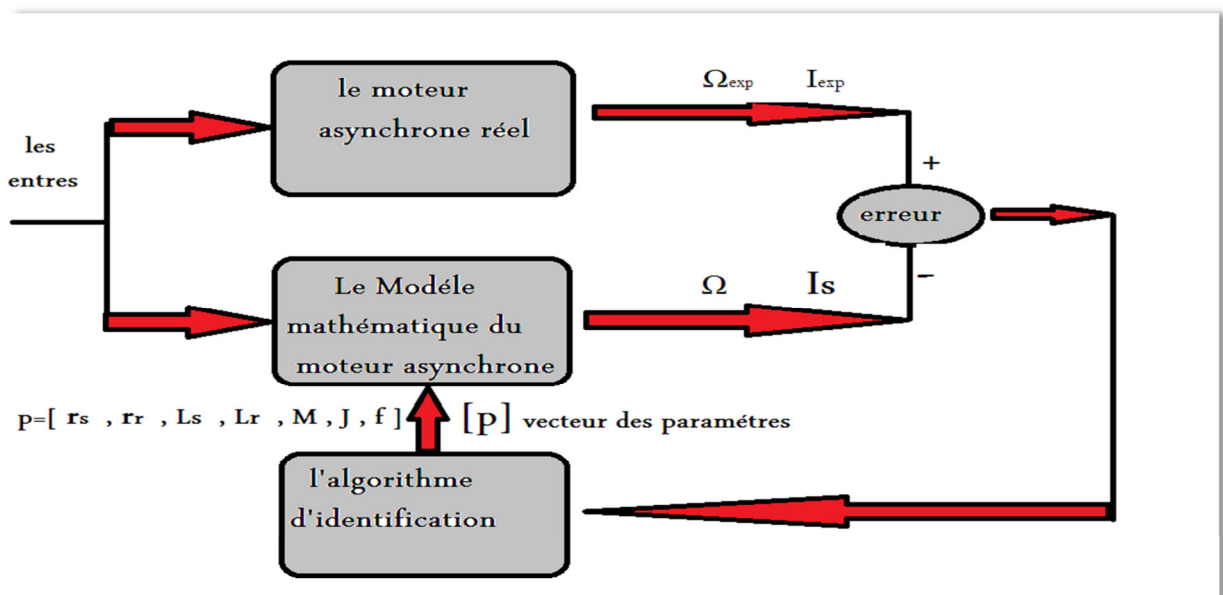


Figure III-11- Schéma d'identification paramétrique.

III.8.1.La méthode des moindres carrés [21]

On dispose du modèle $[y] = [\psi][\theta] + [e]$

Avec :

y : $[N,1]$ vecteur de mesure.

$\psi : [N,n]$ matrice connue.

$\vartheta : [n,1]$ vecteur des paramètres à estimer.

$e : [N,1]$ vecteur aléatoire permettant de prendre en compte les erreurs d'observation.

On notera :

$$[y] = \begin{bmatrix} y(3) \\ y(4) \\ \vdots \\ y(N) \end{bmatrix}, \quad [\vartheta] = \begin{bmatrix} \vartheta(3) \\ \vartheta(4) \\ \vdots \\ \vartheta(N) \end{bmatrix}, \quad [e] = \begin{bmatrix} e(3) \\ e(4) \\ \vdots \\ e(N) \end{bmatrix}, \quad \dots\dots\dots(III.4)$$

On suppose que le vecteur $[e]$ est aléatoire gaussien, de moyenne, et que les éléments ont la même variance et ne sont pas corrélé entre eux.

$$E\{e\} = 0, \quad E\{ee^T\} = \delta I_N \dots\dots\dots(III.5)$$

Le symbole E représente l'espérance mathématique

I_N : est une matrice unité de dimension N .

L'estimation des moindres carrés minimisant le critère et comme suit :

$$[J] = [e][e]^T = \left[[y] - [\psi][\hat{\vartheta}] \right]^T \cdot \left[[y] - [\psi][\hat{\vartheta}] \right] \dots\dots\dots(III.6)$$

Est donné par le valeur $[\hat{\vartheta}]$.

$$[\hat{\vartheta}] = [\psi]^T [y] \dots\dots\dots(III.7)$$

Si le nombre de mesure est supérieur au nombre de variable ($N \gg n$) on introduit la matrice $[[\psi]^T [\psi]]^{-1}$, alors l'estimation des moindres carrés minimisant le critère dans l'équation (III.7) est donné par la valeur de $[\hat{\vartheta}]$:

$$[\hat{\vartheta}] = \left[[\psi]^T [\psi] \right]^{-1} [\psi]^T [y] \dots\dots\dots(III.8)$$

La méthode du moindre carrée nécessite donc l'inversion d'une matrice dont la dimension est égale à n , nombre de variable à estimer.

Pour éviter cette inversion et pour l'application en temps réel en fait appelé à la formulation récursive de la MCR.

$$\hat{\theta}(k+3) = \hat{\theta}(k+2) + K(k+3)[y(k+3) - \psi^T(k+3)\hat{\theta}(k+2)] \dots \dots \dots (III.9)$$

Avec :

k : est l'instant d'itération.

$\hat{\theta}(k+3)$: Le vecteur estimé à l'instant (k+3).

K(k+3) : le gain est donnée par :

$$K(k+3) = [P(k+3) \cdot \psi(k+3)] \dots \dots \dots (III.10)$$

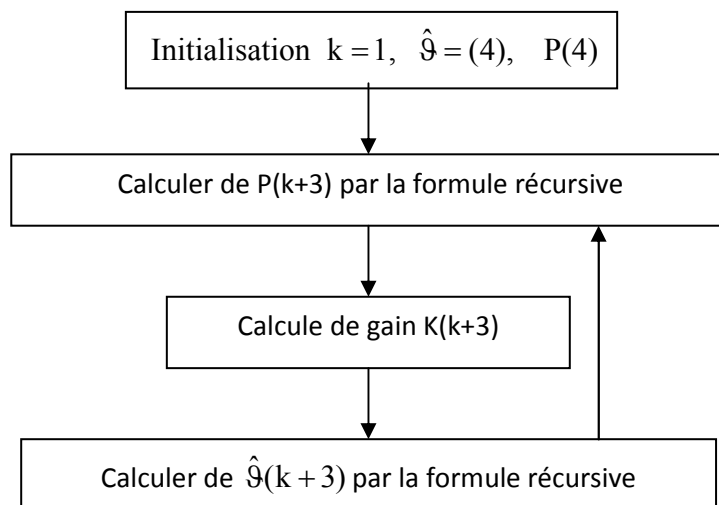
P(k+3) : est une (n,n) matrice calculée de manière récursive pour :

$$P(k+3) = P(k+2) - [p(k+2)\psi(k+3)\psi^T(k+3)P(k+2)] [1 + \psi^T(k+3)P(k+2)\psi(k+3)]^{-1} \quad (III.45)$$

$\psi^T(k+3)$: correspond à la ligne de la matrice ψ .

L'expression $[y(k+3) - \psi^T(k+3)\hat{\theta}(k+2)]$ est appelée erreur d'estimation, elle mesure l'écart entre la mesure réel et celle calculé à partir de la connaissance de la valeur des paramètres estimés à l'instant (k+2).

L'algorithme de la méthode MCR est donné par l'organigramme suivant :



L'application de modèle de MCR pour l'estimation des paramètres d'un modèle dynamique , linéaire.

On peut écrire pour la matrice (III.11) donc :

$$[y(p)] = [N(p)]u(p)$$

$$\begin{bmatrix} Y_1(p) \\ Y_2(p) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{MP^2 + NP + o}{P^3 + aP^2 + bP + c} \\ \frac{M'P^2 + N'P + o'}{P^3 + aP^2 + bP + c} \end{bmatrix} u_f(p) \dots\dots\dots(III.12)$$

$$Y_1(p) = \frac{MP^2 + NP + o}{P^3 + aP^2 + bP + c} u_f(p) \dots\dots\dots(III.13)$$

$$Y_2(p) = \frac{M'P^2 + N'P + o'}{P^3 + aP^2 + bP + c} u_f(p)$$

Multiplier deux éléments :

$$\begin{aligned} Y_1(p)(P^3 + aP^2 + bP + c) &= (MP^2 + NP + o)u_f(p) \dots\dots\dots(III.14) \\ Y_2(p)(P^3 + aP^2 + bP + c) &= (M'P^2 + N'P + o')u_f(p) \end{aligned}$$

Alors :

$$\begin{aligned} \ddot{Y}_1(t) &= -a\dot{Y}_1(t) - b\dot{Y}_1(t) - cY_1(t) + M\ddot{u}_f(t) + N\dot{u}_f(t) + O u_f(t) \dots\dots\dots(III.15) \\ \ddot{Y}_2(t) &= -a\dot{Y}_2(t) - b\dot{Y}_2(t) - cY_2(t) + M'\ddot{u}_f(t) + N'\dot{u}_f(t) + O' u_f(t) \end{aligned}$$

Tell que :

$$\begin{aligned} y(t) &= y(k) \\ \dot{y}(t) &= \frac{y(k+1) - y(k)}{h} \\ \ddot{y}(t) &= \frac{y(k+2) - 2y(k+1) + y(k)}{h^2} \dots\dots\dots(III.16) \\ \ddot{\ddot{y}}(t) &= \frac{y(k+3) - 3y(k+2) + 3y(k+1) - y(k)}{h^3} \end{aligned}$$

Et :

$$\begin{aligned}
 u_f(t) &= u_f(k) \\
 \dot{u}_f(t) &= \frac{u_f(k+1) - u_f(k)}{h} \dots\dots\dots(III.17) \\
 \ddot{u}_f(t) &= \frac{u_f(k+2) - 2u_f(k+1) + u_f(k)}{h^2}
 \end{aligned}$$

Donc écrire :

$$\begin{aligned}
 y_1(k+3) &= \alpha_1 y_1(k+2) + \alpha_2 y_1(k+1) + \alpha_3 y_1(k) + \beta_1 u_f(k+2) + \beta_2 u_f(k+1) + \beta_3 u_f(k) \\
 y_2(k+3) &= \alpha_4 y_2(k+2) + \alpha_5 y_2(k+1) + \alpha_6 y_2(k) + \beta_4 u_f(k+2) + \beta_5 u_f(k+1) + \beta_6 u_f(k)
 \end{aligned}$$

(III.18)

Telle que :

$$\begin{aligned}
 \alpha_1 &= -ah + 3 & \alpha_4 &= \alpha_1 \\
 \alpha_2 &= -bh^2 + 2ah - 3 & \alpha_5 &= \alpha_2 \dots\dots\dots(III.19) \\
 \alpha_3 &= -ch^3 + bh^2 - ah + 1 & \alpha_6 &= \alpha_3
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \beta_1 &= Mh & \beta_4 &= M'h \\
 \text{Et : } \beta_2 &= Nh^2 - 2Mh & \beta_5 &= N'h^2 - 2M'h \dots\dots\dots(III.20) \\
 \beta_3 &= oh^3 - Nh^2 + Mh & \beta_6 &= o'h^3 - N'h^2 + M'h
 \end{aligned}$$

Pour appliquer la MCR on passe à la forme standard :

$$[y(k+3)] = [\psi(k+3)] [\theta] \dots\dots\dots(III.21)$$

Alors :

$$[y(k+3)] = \begin{bmatrix} y_1(k+3) \\ y_2(k+3) \end{bmatrix}, \quad [\psi(k+3)] = \begin{bmatrix} +y_1(k+2) + y_1(k+1) + \dots\dots\dots + 0 \\ 0 + 0 + \dots\dots\dots + u_f(k) \end{bmatrix}, \quad [\theta] = \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \vdots \\ \beta_6 \end{bmatrix}$$

(III.22)

On suppose que les valeurs de k :

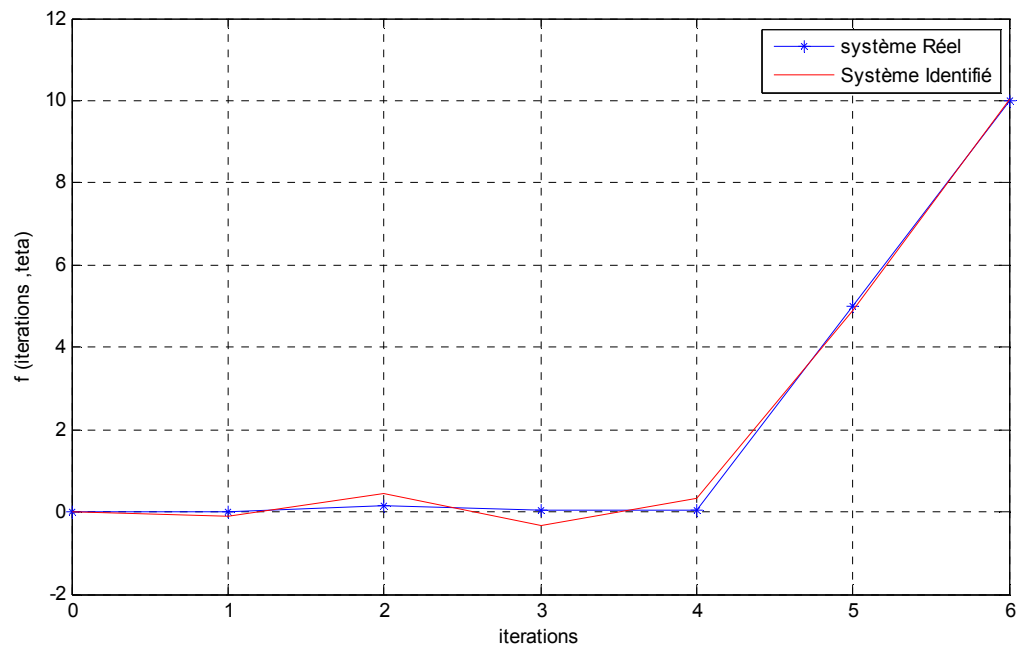
$$\begin{bmatrix} k=1 \\ k=2 \\ \vdots \\ k=N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [y(4)] = [\psi(4)] \cdot [9(4)] \\ [y(5)] = [\psi(5)] \cdot [9(5)] \\ \vdots \\ [y(N)] = [\psi(N)] \cdot [9(N)] \end{bmatrix} \dots\dots\dots (III.23)$$

Tableau III-4: Les résultats d'identification :

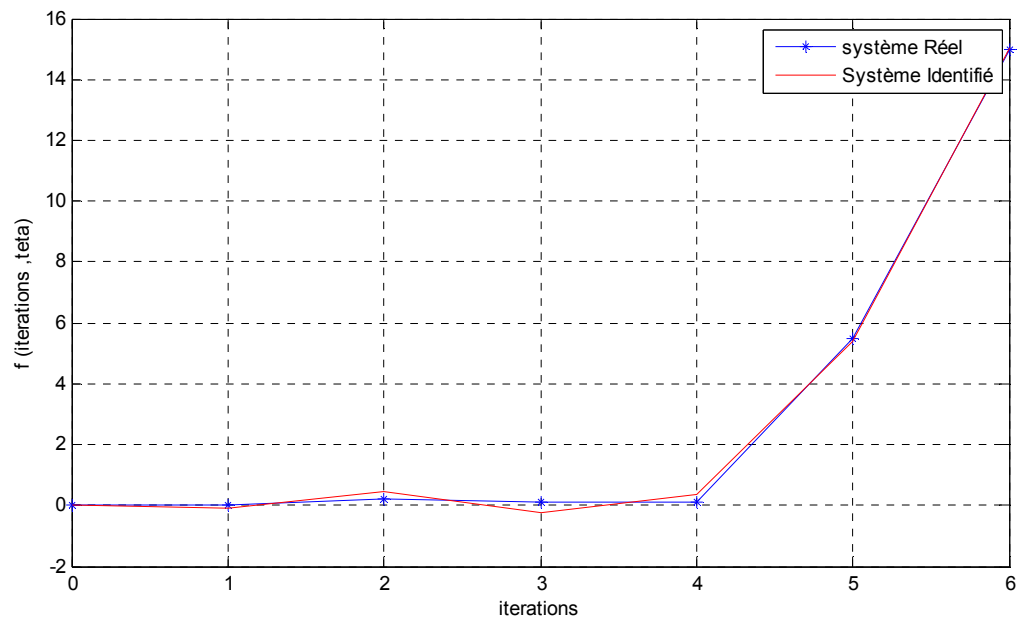
<i>Les paramètres</i>	<i>Rs (Ω)</i>	<i>Rr (Ω)</i>	<i>Ls (H)</i>	<i>Lr (H)</i>	<i>J (Kg.m²)</i>	<i>f (Nm/s)</i>	<i>M (H)</i>	<i>L'erreur</i>
<i>P1</i>	<i>10</i>	<i>5</i>	<i>0.05</i>	<i>0.05</i>	<i>0.0006</i>	<i>0.000025</i>	<i>0.15</i>	<i>0.3508</i>
<i>P2</i>	<i>15</i>	<i>5.5</i>	<i>0.1</i>	<i>0.1</i>	<i>0.00065</i>	<i>0.00003</i>	<i>0.2</i>	<i>0.2601</i>
<i>P3</i>	<i>20</i>	<i>6</i>	<i>0.15</i>	<i>0.15</i>	<i>0.0007</i>	<i>0.000035</i>	<i>0.25</i>	<i>0.1830</i>
<i>P4</i>	<i>20.5</i>	<i>6.5</i>	<i>0.2</i>	<i>0.2</i>	<i>0.00075</i>	<i>0.00004</i>	<i>0.3</i>	<i>0.2437</i>
<i>P5</i>	<i>21</i>	<i>7</i>	<i>0.25</i>	<i>0.25</i>	<i>0.0008</i>	<i>0.000045</i>	<i>0.35</i>	<i>0.3129</i>
<i>P6</i>	<i>21.5</i>	<i>7.5</i>	<i>0.3</i>	<i>0.3</i>	<i>0.00085</i>	<i>0.00005</i>	<i>0.4</i>	<i>0.3909</i>
<i>P7</i>	<i>22</i>	<i>8</i>	<i>0.35</i>	<i>0.35</i>	<i>0.0009</i>	<i>0.000055</i>	<i>0.45</i>	<i>0.4775</i>
<i>P8</i>	<i>22.5</i>	<i>8.5</i>	<i>0.4</i>	<i>0.4</i>	<i>0.00095</i>	<i>0.00006</i>	<i>0.5</i>	<i>0.5728</i>
<i>P9</i>	<i>23</i>	<i>9</i>	<i>0.5</i>	<i>0.5</i>	<i>0.001</i>	<i>0.000065</i>	<i>0.55</i>	<i>0.6903</i>
<i>P10</i>	<i>23.5</i>	<i>9.5</i>	<i>0.6</i>	<i>0.6</i>	<i>0.0015</i>	<i>0.00007</i>	<i>0.6</i>	<i>0.8190</i>
<i>P11</i>	<i>24</i>	<i>10</i>	<i>0.7</i>	<i>0.7</i>	<i>0.002</i>	<i>0.000075</i>	<i>0.65</i>	<i>0.9586</i>
<i>P12</i>	<i>24.5</i>	<i>10.5</i>	<i>0.8</i>	<i>0.8</i>	<i>0.0025</i>	<i>0.00008</i>	<i>0.7</i>	<i>1.1093</i>
<i>P13</i>	<i>25</i>	<i>11</i>	<i>0.9</i>	<i>0.9</i>	<i>0.003</i>	<i>0.000085</i>	<i>0.75</i>	<i>1.2709</i>
<i>P14</i>	<i>25.5</i>	<i>11.5</i>	<i>1.4</i>	<i>1.4</i>	<i>0.0035</i>	<i>0.00009</i>	<i>0.8</i>	<i>1.6059</i>
<i>P15</i>	<i>26</i>	<i>12</i>	<i>1.5</i>	<i>1.5</i>	<i>0.004</i>	<i>0.0001</i>	<i>0.85</i>	<i>1.7993</i>
<i>P16</i>	<i>26.5</i>	<i>12.5</i>	<i>1.6</i>	<i>1.6</i>	<i>0.0045</i>	<i>0.00015</i>	<i>0.9</i>	<i>2.0036</i>
<i>P17</i>	<i>27</i>	<i>13</i>	<i>1.7</i>	<i>1.7</i>	<i>0.005</i>	<i>0.0002</i>	<i>0.95</i>	<i>2.2189</i>
<i>P18</i>	<i>27.5</i>	<i>13.5</i>	<i>1.8</i>	<i>1.8</i>	<i>0.0055</i>	<i>0.00025</i>	<i>1</i>	<i>2.4452</i>
<i>P19</i>	<i>28</i>	<i>14</i>	<i>1.9</i>	<i>1.9</i>	<i>0.006</i>	<i>0.0003</i>	<i>1.5</i>	<i>2.0044</i>
<i>P20</i>	<i>28.5</i>	<i>14.5</i>	<i>2</i>	<i>2</i>	<i>0.0065</i>	<i>0.00035</i>	<i>2</i>	<i>1.6074</i>

III.8.2. Les allures pour les premier quatre vecteurs sur le MATLAB :

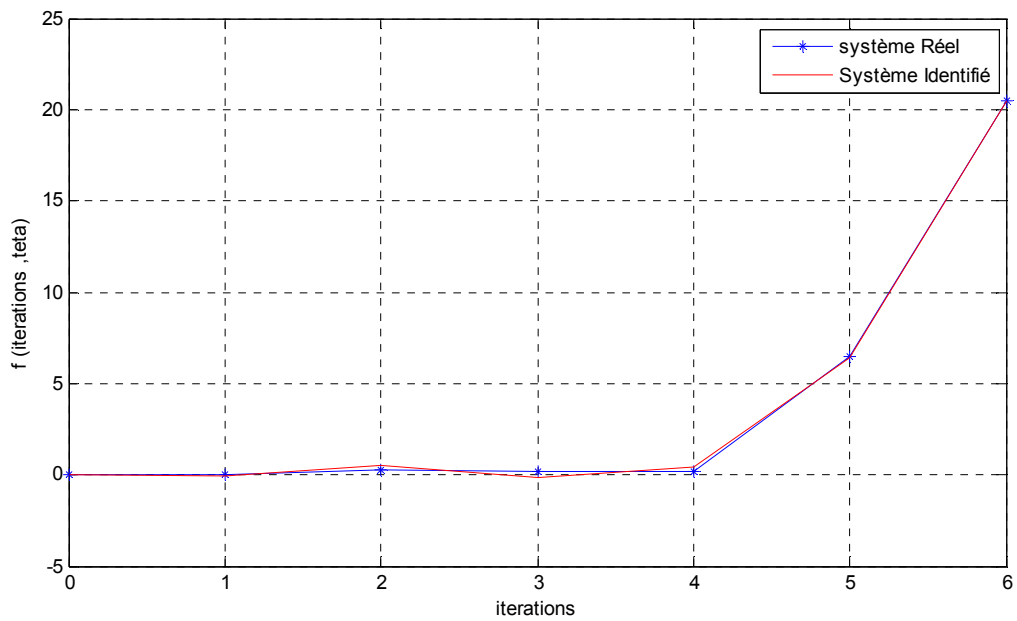
Pour : $p1$



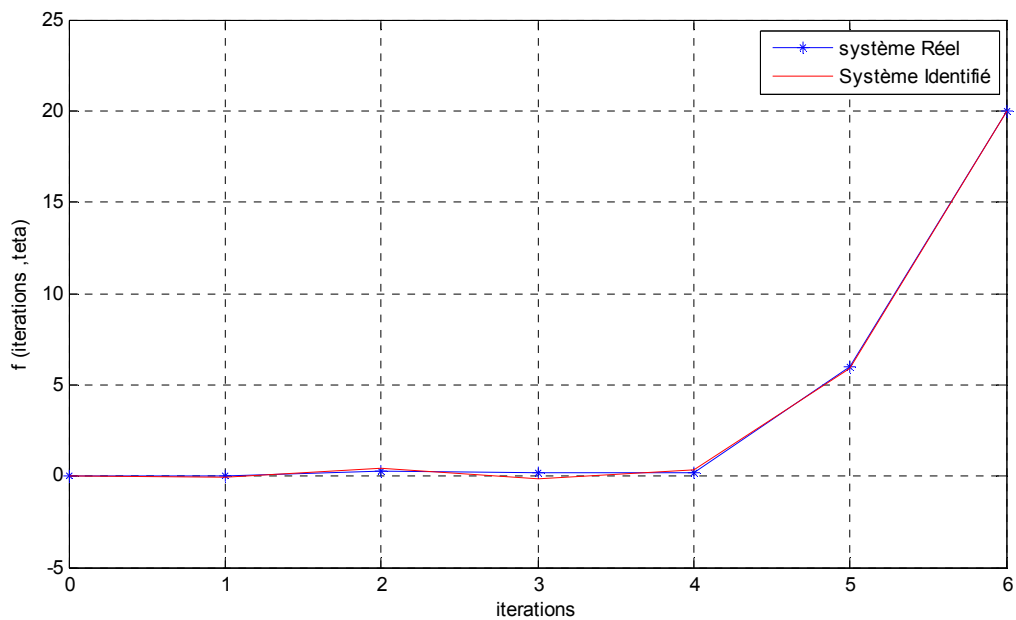
Pour : $p2$



Pour : p3



Pour : p4



Pour : p5

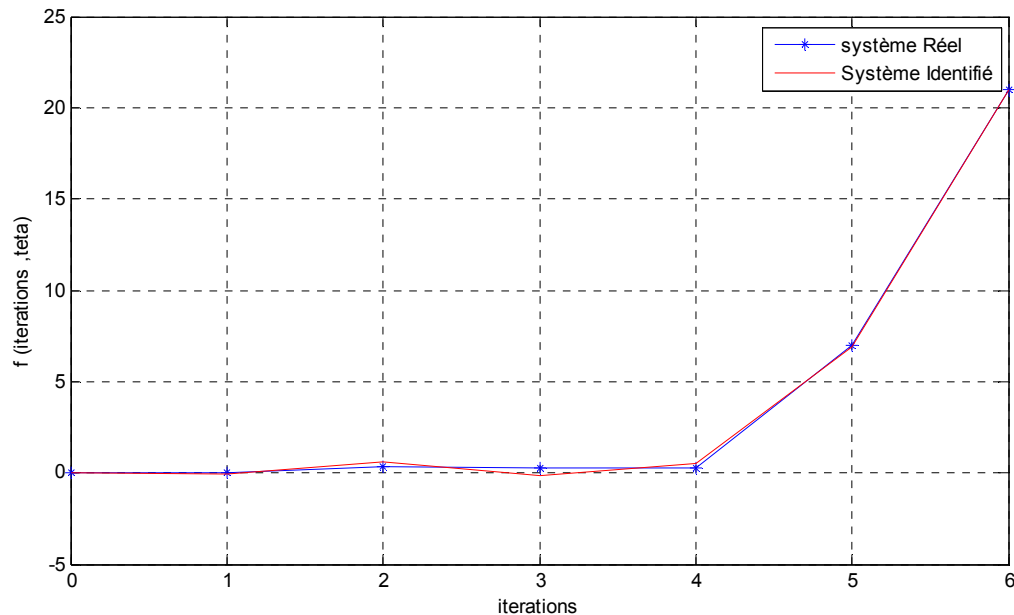


Figure III-12- L'application du méthode des moindres carrés avec Matlab

III.8.3. Interprétation des résultats :

À partir les résultats on peut tirer les conclusions :

La méthode des moindres carrés récursifs est une méthode qui identifie seulement les paramètres du système ;

La méthode des moindres carrés récursifs est plus rapide.

III.9. CONCLUSION

Dans ce chapitre on a essayé de faire la manipulation du moteur asynchrone triphasé pour identifier les différents paramètres du modèle du schéma équivalent qu'il le caractérise à savoir : $(\mathbf{R}_S, \mathbf{R}_R, \mathbf{L}_S, \mathbf{L}_R, \mathbf{J}, \mathbf{f}, \mathbf{M})$ en utilisant les essais suivants :

- Essai à vide.
- Essai de ralentissement.
- Essai à rotor bloqué.

Ensuite On a appliqué la méthode de MC pour trouver les paramètres estimés de la MAS ,enfin On a trace les deux courbes de ces paramètres dans la même figure et on remarque que les paramètres calculés et les paramètres estimés sont presque égaux.

Conclusion générale

Conclusion générale

L'identification, bien qu'elle apparaisse simple à faire, nécessite autant de connaissance physique sur le processus que de connaissances mathématiques pour mettre en œuvre une méthode d'identification. En effet, avant de passer à l'étape quantitative qui est la détermination des valeurs numériques des paramètres, il faut d'abord faire une modélisation.

La modélisation par schéma équivalent du moteur asynchrone qui est la modélisation la plus représentative, a permis d'élaborer un modèle plus simple à manipuler et valide pour les divers régimes de fonctionnement.

La deuxième étape de l'identification est une étape quantitative qui demande de nombreux essais sur la machine. Les essais que nous avons fait au laboratoire (essai à vide, essai à rotor bloqué, essai de ralentissement) ont permis de déterminer les paramètres du modèle du schéma équivalent du moteur.

Les résultats de simulation obtenus (la vitesse et le courant) de la machine asynchrone en utilisant les paramètres identifiés.

La méthode utilisée pour l'estimation est la MC, et en utilisant le MATLAB, pour tracer les deux courbes de ces paramètres dans la même figure et on remarque que les paramètres calculés et les paramètres estimés sont presque égaux.

Donc on peut dire que l'avantage de la MC, est sa rapidité et qu'elle est précise dans ces résultats, et son inconvénient, est qu'elle est basée sur des équations très grandes et très compliquées.

Bibliographie



BIBLIOGRAPHIE

- [1]. **A. INOV-SMOLENSKI** « machines électriques volume I » édition mir, Moscou ,12 déc. 1983.
- [2]. **Professeur Golea** « **Cours machines asynchrones** » département de génie électrique- université Mohamed Khider -Biskra –.2014
- [3]. **J. P. Caron et J.P. Hautier**, “Modélisation et commande de la machine asynchrone”. Editions Technip, Paris, 1995.
- [4]. **GUY SEGUIER** «électrotechnique industrielle» édition 1982 en France
- [5]. **HERRACHE SAID et KHALFAOUI KHALED** « étude et analyse des procédés de démarrage des moteurs asynchrones triphasés» mémoire d’ingénieur-université M’SILA ,2006.
- [6]. **Guy Chateigner, Michel Boës, Daniel Bouix Jacques Vaillant, Daniel Verkindère**«Manuel de génie électrique(*livre*) » DUNOD 2005.
- [7]. **Maintenance des Equipements Industriel du Lycée Latécoère d’ISTRES**« http://st-joseph-hasparren.fr/cdt/fichiers_joints/320_fichemoteurasynchrone.pdf »
- [8]. **ABID ROUBAH ET LAKHDER SAF** « commande par retour d’état d’une machine asynchrone alimentée en tension » PFE – Université M’sila 2002.
- [18]. **A. Fouillé** « électrotechnique à l’usage des ingénieurs.2» Machine électrique, Dunod’ 1969.
- [19]. **Rachid ABDESSEMED** « Modélisation et simulation des machines électriques(*livre*) » édition 2011
- [9]. **Française Milsant** « machine électrique » berti édition, 1993.
- [10]. **Tina Salah Eddine** « Identification des paramètres d’un moteur asynchrone triphasé à cage en utilisant le schéma équivalent» mémoire du master- université BISKRA , 2014

BIBLIOGRAPHIE

- [11]. **B. Abdelhadi, A. Benoudjit, M. S. Nait Said, S. Chekroun**, «Geometrical Approach of Parameter Identification for Induction Machines», Conférence Maghrébine en Génie Electrique, Université de Constantine, Algérie, pp. 05-06, 01-05 Novembre, 2001.
- [12]. **A. Benoudjit, N. Nait Said** , «Design Parameters Choice and Effects on the Performances of Axial and Radial Flux Induction Motors – For on Wheel Drive», CMGE'99, Conférence Maghrébine en Génie Electrique, Université de Constantine, pp. 464-470, 4-6 Décembre, 1999
- [13]. **A. Benoudjit, A. Guettafi, N. Nait Said**, « Axial Flux Induction Moteur for On-Wheel Drive Propulsion System», EMPS - Electric Machines and Power Systems, N°28, pp. 1107-1125, 2000.
- [14]. **N. Bellaaj Mrabet, K. Jelassi**, « Comparaison des Méthodes d'Identification des Paramètres d'une Machine Asynchrone», The European Physical Journal Applied Physics, EDP Science, 1998.
- [15]. **K. Rac Cho, H. Jeffrey, Lang, Stephen D. Umans**, « Detection of Broken Rotor Bars in Induction Motors Using State and Parameter Estimation », IEEE, June, 1992.
- [16]. **NADIA ELKHATTABI**, « Identification Des paramètres du moteur a induction pour la mesure in situ du rendement», université du Québec , Février 2009.
- [17].**A. Fouillé** « électrotechnique à l'usage des ingénieurs.2» Machine électrique, Dunod' 1969.
- [18]. **Rachid ABDESSEMED** « Modélisation et simulation des machines électriques(*livre*) » édition batna 2011.
- [19].**C.FOULARD, S.GENTIL & J.P.SANDRAZ** « Commande et régulation par ordinateur numérique », Ed. Eyrolles, paris, 1987.
- [20].**P.Borne ,G.Dauphin-Tanguy, J.P.Richard, F.Rotella & I.Zambettakis**.« Modélisation et Identification des processus », (tome 1 & 2) 1991.
- [21].**B.WAHIBA et M.Fouzia**«Identification et simulation numérique des paramètres de la MS» mémoire d'ingénieure-université de Biskra ,2005.

Annexe

Le tableau 02 (Essai à vide)

V(v)	80	100	120	150	180	210	240	270	300	330	360	380
I(A)	0.32	0.33	0.34	0.39	0.45	0.52	0.6	0.69	0.8	0.95	1.15	1.35
P₂(w)	+9.5	+6	+3.5	-7	-15	-30	-40	-50	-75	-100	-130	-180
P₁(w)	+24	+29	+33	+45	+55	+72	+90	+110	+140	+170	+215	+280
P₁₀(w)	+33.5	+35	+36.5	+38	+40	+42	+50	+60	+65	+70	+85	+100
Q₁₀(VAR)	95.11	39.83	51.09	90.06	121.24	176.67	225.16	277.12	372.39	467.65	597.55	796.74
P_{JS}(w)	2.45	2.60	2.76	3.63	4.84	6.46	8.60	11.38	15.29	21.57	31.60	43.55
$P_{10} - P_{JS}$ $= P_f + P_{mec}$	31.05	32.4	33.74	34.37	35.16	35.54	41.4	48.62	49.71	48.43	53.4	56.45
U²	6400	10000	14400	22500	32400	44100	57600	28900	90000	108900	129600	144400

Le tableau 03(Essai à rotor bloqué)

V_{CC}(v)	72
I_{CC}(A)	2.5
P₂(w)	65
P₁(w)	170
P_{CC}(w)	+235
Q_{CC}(VAR)	181.86