

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE : TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE
N° : CE-02



DOMAINE : SCIENCES ET
TECHNOLOGIES
FILIERE : ELECTROTECHNIQUE
OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE

**Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique**

Par : BOUTCHICHA Abd Errahman et LACHACHE Abderrazek

Intitulé

**ETUDE DE LA CONCEPTION D'UNE MACHINE
ASYNCHRONE A ENCOCHES ROTORIQUES
OUVERTES**

Soutenu devant le jury composé de :

CHOCHOU .Abdelmadjid	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Président
CHAKROUNE Salim	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Rapporteur
Ladghem Chikouche Brahim	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Examineur
OUBABAS Hocine	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Examineur

Année universitaire : 2017 /2018

Dédicace

Je dédie ce modeste travail

A ma mère avec toute mon affection.

A mon père avec toute ma reconnaissance.

A mon frère Mohammed que dieu le garde.

A tous mes frères et toutes mes sœurs.

A ma famille.

A mon ami abd errazak

A tous mes amis.

Abderrahman, Boutchicha

Dédicace

Je dédie ce travail en signe de respect et de reconnaissance à :

Ma très chère mère et mon père

Mes sœurs

Mes frères

À toute ma famille

À mon oncle abd errahman lachache

À mon ami abd errahman boutchicha

À tous mes amis

Abd errazak lachache.

Remerciements

Nos remerciements vont tout premièrement à Dieu tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous a donnée durant toutes ces longues années.

Nous exprimons nos profondes gratitudees à nos parents pour leurs encouragements, leur soutien et pour les sacrifices qu'ils ont enduré.

Nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreur Monsieur salim chekroun pour avoir d'abord proposé ce thème, pour suivi continuel tout le long de la réalisation de cette thèse et qui n'a pas cessée de nous donner ses conseils et remarques.

Nous remercions les membres de jury d'examen pour l'honneur qu'ils me font en participant au jugement de ce travail. Nous tenons à remercier vivement toutes personnes qui nous ont aidé à élaborer et réaliser ce mémoire, ainsi à tous ceux qui nous aidés de prés ou de loin à accomplir ce travail.

Nous remercions vont aussi à tous les enseignants du département de genie électrique qui a contribué à notre formation.

Enfin nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et collèges pour le soutient tout moral et matériel...

Sommaire

SOMMAIRE

SOMMAIRE

LISTE DES FIGURES

NOMENCLATURE

INTRODUCTION GENERALE..... 01

PARTIE I : ASPECT THEORIQUE DU MEMOIRE

Introduction.....	03
I.1. Constitution d'une machine asynchrone	04
I.1.1. Stator.....	04
I.1.2. Rotor	05
I.2. Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone.....	08
I.3. Écoulement des puissances.....	08
I.4. Point de fonctionnement du moteur en charge	09
I.4.1. Méthode de résolution graphique.....	09
I.4.2. Méthode de résolution par le calcul.....	09
I.5. Autres informations.....	10
✓ Réglage de la vitesse	10
✓ Intérêts et utilisation	10
✓ Réversibilité	10
I.6 . Complément : caractéristiques $T_r=f(n)$ de quelques charges.....	11
I.7. Choix du type d'encoches pour une machine asynchrone.....	11
I.8. Influence de l'ouverture et du pont d'encoche sur les caractéristiques de la machine	12
I.8 . Classification des moteurs à cage d'écureuil	13
I.9. Méthodes de dimensionnement et calcul des moteurs asynchrones	14

✓ Première méthode.....	14
✓ Deuxième méthode.....	15
✓ Troisième méthode	15
✓ Méthode classique : « calcul de LIWSCHITZ ».....	15
I.10.1 : Organigramme de calcul	16
I.10.2. Cahier de charge.....	17
I.11. CALCUL DE LA MACHINE ASYNCHRONE « Méthode de LIWSCHITZ.....	17
I.11.1. Circuit magnétique	17
I.11.2. Calcul des Dimensions Principales.....	17
I.11.3. Calcul de la F.M.M	18
I.11.4. Dimensionnement des encoches.....	19
✓ Encoche du stator	19
✓ Encoche du rotor.....	19
I.11.5. Type et choix de l'enroulement	20
✓ Facteur de distribution.....	20
✓ Facteur de raccourcissement.....	20
✓ Coefficient de saturation	20
✓ Coefficient de forme de la courbe d'induction.....	21
✓ Facteur de carter (correction de l'entrefer)	21
I.11.6. Chute de potentiel magnétique dans les dents	22
✓ Chute de tension magnétique dans la culasse	22
I.11.7. Courant de barre et anneau de court- circuitage.....	23
I.11.8. Dispersion.....	24
I.11.9. Détermination des paramètres de marche à vide de la machine.....	24
I.11.10. Calcul des paramètres de marche en court-circuit.....	25
I.11.11. Paramètres du schéma équivalent de la machine.....	25
I.12. Modélisation de la machine à encoches rotoriques ouverts.....	26

I.12.1. Hypothèses simplificatrices.....	26
I.12.2. Mise en équations	26
I.12.2.1. Equations électriques de la machine.....	27
I.12.2.2. Equations magnétiques.....	28
I.12.2.3. Equation mécanique.....	30
I.12.3.3. Transformation de PARK	30
I.12.4. Equations électriques	31
I.12.5. Equations magnétiques.....	32
I.12.6. Equation mécanique	32
I.12.7. Expressions de la puissance et du couple électromagnétique.....	33
I.12.7.1. La puissance mécanique.....	33
I.12.7.2. Couple électromagnétique.....	33
Conclusion	33

PARTIE II : EXPLOITATION DES RESULTATS DE CONCEPTION

Introduction.....	34
II. Exploitation des résultats de conception.....	35
✓ DONNEES DU CAHIER DES CHARGES.....	35
✓ DETERMINATION PARAMETRES SCHEMA EQUIVALENT.....	35
II.1. Analyse statique	36
II.2. Analyse dynamique	38
II.2.1.1. Test N:1 (régime nominal).....	39
II.2.1.2. Test N : 2 (régime de démarrage).....	40
II.2.1.3. Test N : 3 (pleine charge).....	41
II.2.2. comparaison des résultats en boucle ouvert.....	42
2.2.1. Test N : 4 (régime nominale).....	42
II.2.2.2. Test N : 5 (régime de démarrage).....	43

II.2.2.3. Test N : 6 (pleine charge).....	44
II.2.3. Interprétation des résultats.....	45
II.3. Application d'une commande sur la machine conçue.....	46
II.3.1. Introduction.....	46
II.3.2. Principe de la commande scalaire.....	46
II.3.3. Schéma bloc.....	47
II.3.4. Programme des paramètres de la machine et de la commande.....	48
II.3.5. Résultats.....	49
II.3.6. Interprétation	50
✓ Caractéristique du couple électromagnétique C_e	50
✓ Caractéristique du courant statorique I_{s1}	50
✓ Caractéristique du flux Φ_{hir}	51
✓ Caractéristique du vitesse ω_n	51
Conclusion.....	51

Conclusion Générale

Annexe

Bibliographique

Résumé

Liste des figures

Liste des figures

PARTIE I : ASPECT THEORIQUE DU MEMOIRE

Figure I-1 : Stator d'une machine asynchrone.....	05
Figure I-2 : Rotor d'une machine asynchrone.....	06
Figure I-3 : Disposition en biais des barres rotoriques.....	06
Figure I-4 : Constitution générale d'une machine asynchrone.....	07
Figure I-5 : Bilan des puissances pour une machine asynchrone.....	08
Figure I-6 : Point de fonctionnement du moteur en charge.....	09
Figure I-7 : Encoches de type a) ouverte b) semi-ouverte.....	12
Figure I-8 : Encoches de type :c) semi-ouverte ronde, d) semi ouverte trapézoïdale.....	12
Figure I-9 : Encoches de type e) semi-ouverte trapézoïdale à fond plat.....	12
Figure I-10 : Formes d'encoche pour différentes classes de moteur.....	13
Figure I-11 : Courbes couple/vitesse en fonction de la classe du moteur.....	14
Figure I-12 : Organigramme de calcul pour la conception d'une machine électrique.....	16
Figure I-13 : Modèle de la machine asynchrone	26

PARTIE II : EXPLOITATION DES RESULTATS DE CONCEPTION

Figure II-1 : Schéma équivalent d'un moteur asynchrone.....	35
Figure II-2 : Couple électromagnétique C_e [Nm]	36
Figure II-3 : Courant statorique I_1 [A].....	36
Figure II-4 : Puissance utile P_u [W].....	37
Figure II-5 : Facteur de puissance $\cos\phi$	37
Figure II-6 : Rendement.....	37
Figure II-7 : Schéma bloc de l'essai en boucle ouvert.....	38
Figure II-8 : Couple électromagnétique C_e [Nm].....	39

Liste des figures

Figure II-9 : Courant statorique I_{s1} [A].....	39
Figure II-10 : Vitesse ω_n [tr/mn].....	39
Figure II-11 : Couple électromagnétique C_e [Nm].....	40
Figure II-12 : Courant statorique I_{s1} [A].....	40
Figure II-13 : Vitesse ω_n [tr/mn].....	40
Figure II-14 : Couple électromagnétique C_e [Nm].....	41
Figure II-15 : Courant statorique I_{s1} [A].....	41
Figure II-16 : Vitesse ω_n [tr/mn].....	41
Figure II-17 : Couple électromagnétique C_e [Nm].....	42
Figure II-18 : Courant statorique I_{s1} [A].....	42
Figure II-19 : Vitesse ω_n [tr/mn].....	42
Figure II-20 : Couple électromagnétique C_e [Nm].....	43
Figure II-21 : Courant statorique I_{s1} [A].....	43
Figure II-22 : Vitesse ω_n [tr/mn].....	43
Figure II-23 : Couple électromagnétique C_e [Nm].....	44
Figure II-24 : Courant statorique I_{s1} [A].....	44
Figure II-25 : Vitesse ω_n [tr/mn].....	44
Figure II-26 : Principe de la commande scalaire.....	46
Figure II-27 : Réglage de vitesse.....	47
Figure II-28 : Simulation du réglage de vitesse associé a la commande scalaire indirect avec control du flux rotorique d'une MAS alimenté en tension.....	47
Figure II-29 : Couple électromagnétique C_e [Nm].....	49
Figure II-30 : Courant statorique I_{s1} [A].....	49
Figure II-31 : Flux rotorique [Wb].....	49
Figure II-32 : Vitesse ω_n [rad/s] avec zoom au moment de démarrage.....	50
Figure II-33 : Vitesse ω_n [rad/s] pendant l'application de la charge.....	50

Nomenclature

Nomenclature

M1	Machine asynchrone a encoches rotoriques fermés (machine référentiel)
M2	Machine asynchrone a encoches rotoriques ouvertes (machine étudiée)
A_1	Densité linéaire de courant au périphérique de l'induit
a_i	Coefficient d'aplatissement de la courbe
B_δ	Induction dans l'entrefer
B_{ji}	Induction dans la culasse statorique
B_{p1z}	Induction au pied de la dent
B_{z1m}	Induction à mi – hauteur de la dent
B_{z1t}	Induction à la tête de la dent
B_{1j}	Induction dans la culasse du stator
\hat{B}	Induction maximale
B_z	Valeur moyenne des inductions au pied
b_i	L'arc polaire virtuel
C	Coefficient d'utilisation
D	Diamètre du stator à l'alésage
D_e	Diamètre extérieur de la culasse
C_{em}, T	Couple électromagnétique
F.E.M	Force électromotrice
E_1, E_2	Force électromotrice primaire et Secondaire.
F_{z1}, F_{z2}	Chute de tension dans les dents statorique et rotorique
F_z	Chute de potentiel magnétique dans les dents
f	Fréquence des courants

Nomenclature

g	Glissement
H_{δ}	Champ magnétique
$H_{z \min}$	Valeur du champ minimum dans la dent
$H_{z \text{ med}}$	Valeur du champ médian
$H_{z \max}$	Valeur du champ maximum
$H_{z \text{ moy}}$	L'intensité moyenne du champ
h_{ji}	Epaisseur de la culasse
h_4	Largeur de la dent
I_0, I_{cc}	Courant a vide et court-circuit
I_{an}, I_2	Courant d'anneau et la barre
I_m	Courant magnétisant
I_{bar}	Courant de la barre au démarrage
I_1	Courant de phase statorique
J_{arb}	Moment d'inertie de l'arbre
K_{W1}	Facteur de bobinage
K_d	Coefficient de distribution
K_{W1}	Facteur de bobinage
K_{d1}	Facteur de distribution
K_{p1}	Facteur de raccourcissement
K_p	Coefficient de raccourcissement
K_s	Coefficient de saturation
K_f	Coefficient de forme
K_c	Facteur de carter
K_{W1}	Coefficient de bobinage primaire

Nomenclature

K_{wp}	Facteur de raccourcissement de l'onde fondamentale
k_w	Constante de fer
L_z	Longueur du fer
l_i	Longueur virtuelle de l'induit
m_1, m_2	Nombre de phase primaire et secondaire.
n_s	Vitesse synchronisme
P	Nombre de paires de pôles
P_u	Puissance utile
P_{ft+vt}	Pertes par frottement et ventilation
P_{sup}	Pertes superficielles et par pulsation du flux dans la dent
p_w	Pertes par courants de Foucault
Q	Nombre d'encoches par pôle et par phase
R_1	Résistance statorique par phase
S	Ouverture de l'encoche
S_i	Puissance apparente
S_t	Désigne l'épaisseur de tôles du fer
μ_0	Perméabilité magnétique de l'air
V_1	Tension simple statorique
V_0	Volume d'alésage
γ	Densité du fer des tôles
Z_1	Nombre d'encoches du stator
Z_2	Nombre d'encoches rotoriques
Z_{p1}	Largeur de la dent
Z_{1t}	Largeur de la dent à la tête

Nomenclature

σ	Coefficient de dispersion de Blondel
σ_e	Rapport de périmètres
σ_h	Coefficient des pertes par hystérésis.
σ_H	Coefficient de dispersion de Heyland.
$\cos \varphi_0$	Facteur de puissance
τ_z	Pas dentaire
δ	Entrefer
σ	Coefficient de dispersion de Blondel
λ	Rapport de remplissage
Φ	Flux par pôle
τ_p	Pas polaire
<u>ABREVIATIONS DE LA MODELISATION</u>	
R_s	Résistance d'une phase statorique
R_r	Résistance d'une phase rotorique
V_s	Matrice de tension de stator
I_s	Matrice de courant de stator
I_r	Matrice de courant de rotor
$[\Phi_s]$	Matrice de flux de stator
$[\Phi_r]$	Matrice de flux de rotor
l_s	L'inductance propre d'une phase statorique
l_r	L'inductance propre d'une phase rotorique
M_s	L'inductance mutuelle entre phase statorique
M_r	L'inductance mutuelle entre phase rotorique
M_{sr}	L'inductance mutuelle

Nomenclature

$[L_s]$	Matrice des inductances statoriques
$[L_r]$	Matrice des inductances rotoriques
$[M_{sr}]$	Matrice des inductances mutuelles stator rotor
$[M_{rs}]$	Matrice des inductances mutuelles rotor stator
$[P(\theta)]$	Matrice de la transformation de Park
$[P(\theta)]^{-1}$	Matrice inverse de Park définie
M	Inductance mutuelle cyclique entre rotor stator
<u>Indices</u>	
<i>bar</i>	Barre
<i>c</i>	Carter
<i>cc</i>	Court Circuit
<i>ch</i>	Charge
<i>co</i>	Conducteur
<i>cr</i>	Critique
<i>cs</i>	Compensation.
<i>ci</i>	Circuit
<i>d</i>	Différentielle
<i>déc</i>	Décrochement
<i>n</i>	Nominal
<i>tot</i>	Total
<i>Z</i>	Encoche
<i>z</i>	Dent
σ	Dispersion

Introduction
générale

INTRODUCTION GENERALE

En raison de leur construction simple et robuste, les machines asynchrones et plus particulièrement ceux à cage d'écureuil, représentent environ (90-95) % de la consommation d'énergie des machines électriques, ce qui équivaut à environ 53% de la consommation d'énergie électrique totale. Ils sont largement utilisés en tant qu'entraînements électriques dans l'industrie, le service public, production d'énergie, la traction, les électroménagers...

Suivant l'augmentation continue du coût de l'énergie et de la pression causée par le souci de la protection de l'environnement, les fabricants des machines électriques ainsi que les consommateurs s'intéressent à la réduction de la consommation d'énergie des systèmes électriques. Ce qui a conduit au lancement d'importants travaux à travers le monde, particulièrement pour l'amélioration de performances des machines. Cela est dû principalement à la place qu'elles occupent, [1].

En effet, la caractérisation de ces machines entraîne à formuler des méthodes de dimensionnement qui s'appuie sur les équations tenant compte des divers phénomènes électromagnétiques et qui aboutit à une définition globale.

Dans ce mémoire on s'intéresse au calcul du moteur à induction dit à encoches ouverte et sa simulation à l'aide d'un outil informatique en vue de son optimisation afin de satisfaire un cahier de charge. Il présente un cheminement qui discerne un calcul analytique. Ce dernier il utilise la méthode classique de LIWSCHITZ pour le dimensionnement et l'obtention des différents paramètres géométriques et électriques ainsi que les caractéristiques estimées suite aux contraintes imposées par le cahier des charges. Ensuite vient la phase poste-conception c.-à-d. la simulation de cette machine en utilisant le logiciel MATLAB bloc SIMULINK.

L'utilisation d'un tel logiciel permet d'obtenir de nombreux renseignements sur le fonctionnement du moteur : couple en régime permanent ou au démarrage, courant de démarrage, vitesse de rotation de la machine, harmonique du courant absorbé, etc. Ces renseignements sont très utiles dans la commande, à ce niveau de la conception, du comportement du moteur qui sera construit.

Le mémoire est structuré en deux parties :

Dans la première partie on présentera des généralités sur le fonctionnement des machines électriques en général et les moteurs à induction en particulier. Les éléments de construction du moteur asynchrone triphasé sont abordés au début du travail ensuite, on évoquera les procédures de son calcul ainsi qu'un résumé des différentes étapes de la méthode de conception de LIWSCHITZ. Ainsi on modélisera à la fois les effets d'extrémités des enroulements statoriques et rotoriques, on utilise aussi un programme de calcul basé sur la méthode précédente pour calculer et dimensionner la machine à encoches rotoriques fermées qui est pris comme référence puis la machine à encoches rotoriques ouvertes (l'objectif de notre projet)

Dans la deuxième partie on essaie d'exploiter les résultats de calcul à travers de l'analyse statique, l'analyse dynamique et l'application d'une commande sur la machine étudiée.

Enfin on présentera une conclusion générale qui résume les résultats de cette étude et les perspectives à aborder dans le futur, [1, 2].

Partie I

Aspect Théorique du

Mémoire

Introduction

La machine asynchrone, de part sa construction, est la machine la plus robuste et la moins chère du marché. Cette machine est largement utilisée dans la plupart des entraînements électriques dans plusieurs domaines industriels, notamment pour des applications à vitesse variable.

Dans le vaste champ de l'électromécanique, une des plus anciennes disciplines est l'ingénierie des machines électriques. En fait les premières tentatives de construction de machines électriques commencèrent avec la découverte des phénomènes d'induction et la mise en évidence des forces issues de l'interaction entre les champs électromagnétiques et les courants de conduction (Lois : Lenz, Laplace, Faraday ... etc.).

Ainsi et désormais le domaine de conception des machines électriques est l'une des plus prestigieuses découvertes du siècle dernier et reste aujourd'hui un thème de recherche très prisé par les laboratoires de recherche. L'objectif visé par cette recherche est toujours le dimensionnement des nouvelles machines adaptées à la demande du marché. La caractérisation de ces machines entraîne à formuler des méthodes de dimensionnement qui s'appuie sur les équations tenant compte des divers phénomènes électromagnétiques et qui aboutit à une définition globale, le résultat obtenu est par la suite simulé grâce à un moyen de simulation permettant la définition de la structure du dispositif à concevoir, son dimensionnement et la détermination de ses performances à partir et électriques ainsi que les caractéristiques estimées suite aux contraintes imposées par le cahier des charges [1].

Dans cette première partie, on présentera des généralités sur la machine asynchrone pour faire la différence entre cette dernière, et les autres machines à partir de sa constitution, son principe de fonctionnement, sa caractéristique mécanique, et le principe des pertes existantes. On situera en suite la procédure de calcul et de dimensionnement d'une machine asynchrone, ainsi que l'étude en vue de la vérification et de la validation de l'approche adoptée. En effet il n'existe pas de théorie précise pour le calcul des machines, ou plutôt des méthodes de calcul plus au moins précises basées sur des diagrammes établis à partir d'études statistiques. Nous nous sommes efforcés de choisir l'approche la plus appropriée, avec la meilleure précision possible.

I.1. Constitution d'une machine asynchrone

Deux composantes principales constituent le moteur asynchrone, souvent appelé moteur d'induction. Elles sont faites de tôles d'acier au silicium et comportent des encoches dans lesquelles on place les enroulements. L'une des composantes, appelée le stator, est fixe; on y trouve les enroulements reliés à la source. L'autre composante, nommée le rotor, est montée sur un axe et libre de tourner. Selon que les enroulements du rotor sont accessibles de l'extérieur ou sont fermés sur eux mêmes en permanence, on reconnaît deux types de rotor: le rotor bobiné et le rotor à cage d'écureuil.

Dans le cas du rotor bobiné, aussi appelé rotor à bagues, l'enroulement triphasé, relié en étoile ou en triangle, est connecté à trois bagues qui le rendent accessible de l'extérieur par l'intermédiaire de balais. On peut ainsi le court-circuiter comme cela se produit en marche normale, insérer des résistances dans le circuit lors du démarrage et dans certains cas spéciaux de fonctionnement ou y raccorder un convertisseur de courant à thyristors afin de régler le courant de démarrage et la vitesse en marche.

Depuis quelques années, le moteur à bagues a été délaissé au profit du moteur à cage piloté par des convertisseurs à fréquence variable.

Les encoches du rotor à cage d'écureuil comportent des barres en cuivre ou en aluminium réunies entre elles de part et d'autre du rotor par des anneaux. Dans le cas de moteurs de faible puissance et même de puissance moyenne, les cages sont en aluminium coulé sous vide partiel et pression. Ce procédé permet d'éviter la présence néfaste de bulles d'air dans les barres et d'obtenir en une seule opération les barres, les anneaux de chaque extrémité et parfois même les ailettes de ventilation. Toutefois, dans les petits moteurs de fabrication récente, on utilise plutôt des ailettes en plastique, étant donné que cette matière est beaucoup moins coûteuse que l'aluminium [2].

I.1.1. Stator

Le stator consiste en un empilement de tôles d'acier au silicium dont l'épaisseur varie entre 0,35 et 0,50 mm. On utilise les tôles minces dans les moteurs pour lesquels on doit minimiser les pertes dans le circuit magnétique. Dans le cas où le diamètre du moteur ne dépasse pas de ces spécifications géométriques, de construction et des conditions d'utilisation. En partant d'un cahier de charges donné, il permet d'explorer automatiquement l'ensemble des solutions possibles.

Quelques centaines de millimètres, les tôles sont découpées en une seule pièce. Pour les moteurs de grand diamètre, les tôles du stator et du rotor sont découpées par sections (Figure I-1).

Afin de limiter l'effet des courants de Foucault, on recouvre habituellement les tôles d'une mince couche de vernis ou de silicate de soude. Dans ces conditions, le rapport entre l'épaisseur véritable d'acier et l'épaisseur physique de l'empilement de tôles, nommé coefficient de foisonnement, se situe entre 0,92 et 0,94.

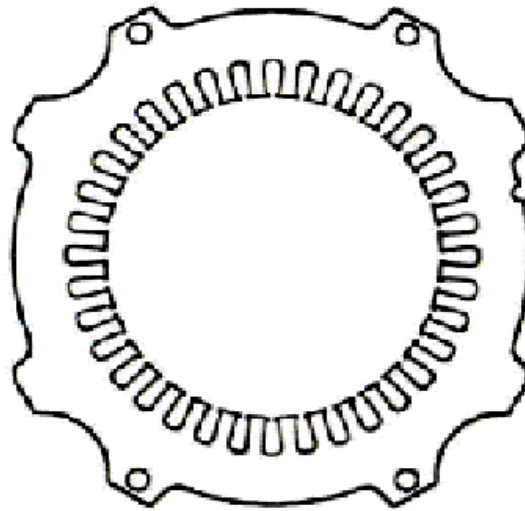


Figure I-1 : feuille du circuit magnétique de stator d'une machine asynchrone.

Même lorsqu'on y procède avec des outils en très bon état, les opérations de découpage et d'usinage des tôles produisent des bavures sur le contour. Ces bavures ont pour effet de court-circuiter ou de relier entre elles les tôles et d'augmenter les courants de Foucault. Dans les machines soignées, on atténue ces effets en passant les tôles découpées entre des rouleaux pour redresser les bavures [2, 4].

I.1.2. Rotor

Le rotor est fait, comme le stator, de tôles empilées et habituellement du même matériau. Dans les petits moteurs, les tôles sont découpées en une seule pièce et assemblées sur un arbre. Dans de plus gros moteurs, chaque lamination est constituée de plusieurs sections et montée sur un moyeu (Figure 2).

Pour les rotors du type bobiné, les enroulements et leurs différents aspects sont semblables à ceux du stator. Ils présentent toutefois la particularité d'être connectés à des

bagues sur lesquelles frottent des balais qui rendent le circuit du rotor accessible de l'extérieur.

Dans le cas des rotors à cage d'écureuil, les encoches sont habituellement du type semi-ouvert, mais on utilise parfois des encoches fermées. Les enroulements sont constitués de barres court-circuitées par un anneau terminal placé à chaque extrémité du rotor. Les barres des gros moteurs sont généralement en cuivre ou, à l'occasion, en laiton. Par contre, les barres des petits moteurs sont en aluminium; on utilise de plus en plus le coulage d'aluminium pour des moteurs de plusieurs dizaines et même de quelques centaines de kilowatts. L'aluminium coulé permet de fabriquer les anneaux terminaux en même temps que les barres qui épousent la forme de l'encoche, qui peut être tout à fait quelconque. Puisque la tension induite dans les barres du rotor est faible, aucune isolation n'est requise entre les barres et les dents. Pour former le rotor, on empile généralement les laminations de façon que les conducteurs soient obliques par rapport à l'axe du moteur (Figure 3). Cette disposition a pour effet de réduire considérablement le bruit et les sous harmoniques durant l'accélération et de donner un démarrage et une accélération plus uniforme, en plus d'éviter l'accrochage et les oscillations à faible charge [1, 2 et 4].

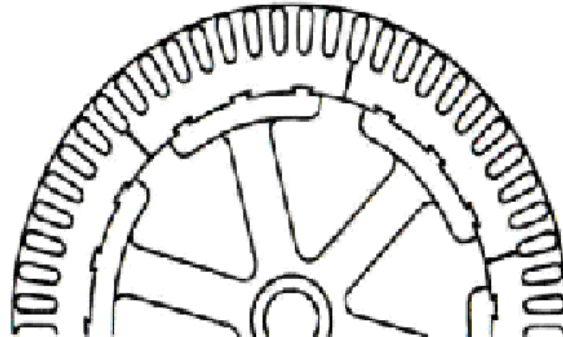


Figure I-2 : Rotor d'une machine asynchrone.

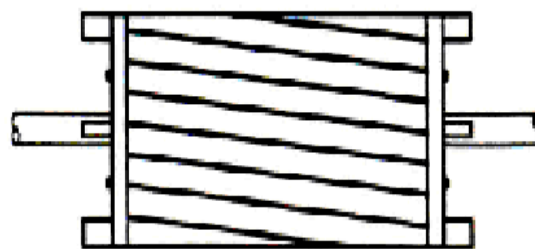


Figure I-3 : Disposition en biais des barres rotoriques.

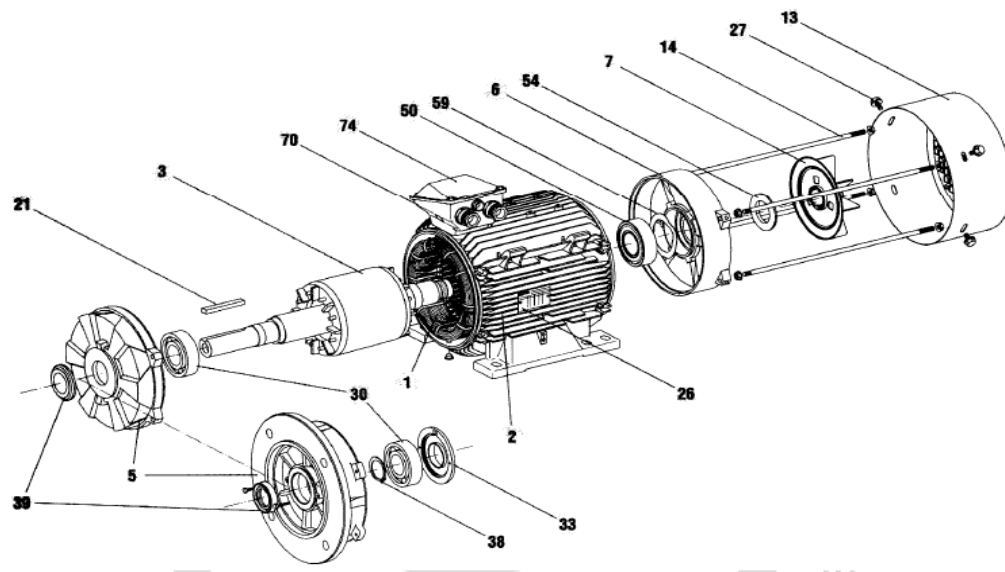


Figure I-4 : Constitution générale d'une machine asynchrone.

- 1 : Stator bobiné
- 2 : Carter
- 3 : Rotor
- 5 : Flasque côté accouplement
- 6 : Flasque arrière
- 7 : Ventilateur
- 13 : Capot de ventilation
- 14 : Tiges de montage
- 21 : Clavette
- 26 : Plaque signalétique
- 27 : Vis de fixation du capot
- 30 : Roulement côté accouplement
- 33 : Chapeau intérieur côté accouplement
- 38 : Circlips de roulement côté accouplement
- 39 : Joint côté accouplement
- 50 : Roulement arrière
- 54 : Joint arrière
- 59 : Rondelle de précharge
- 70 : Corps de boîte à bornes
- 74 : Couvercle de boîte à bornes [2, 3].

I.2. Principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone

Les courants statoriques créent un champ magnétique tournant dans le stator. La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques, c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique. La vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme. L'enroulement au rotor est donc soumis à des variations de flux (du champ magnétique). Une force électromotrice induite apparaît qui crée des courants rotoriques. Ces courants sont responsables de l'apparition d'un couple qui tend à mettre le rotor en mouvement afin de s'opposer à la variation de flux. Le rotor se met donc à tourner pour tenter de suivre le champ statorique. La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est appelée vitesse de glissement [3, 6].

I.3. Écoulement des puissances

La machine asynchrone possède un « écoulement des puissances » plus complexe que les deux autres types de machines étant donné qu'elle présente deux types de pertes Joules les pertes Joules rotoriques P_{jr} et statoriques P_{js} . Mis à part cela, On recense les pertes fer P_f et les habituelles pertes mécaniques communes à tous les types de machines : P_m .

On représente alors l'écoulement des puissances sur la Figure 5. On notera une donnée importante : la puissance transmise au rotor : P_{tr} [2, 3].

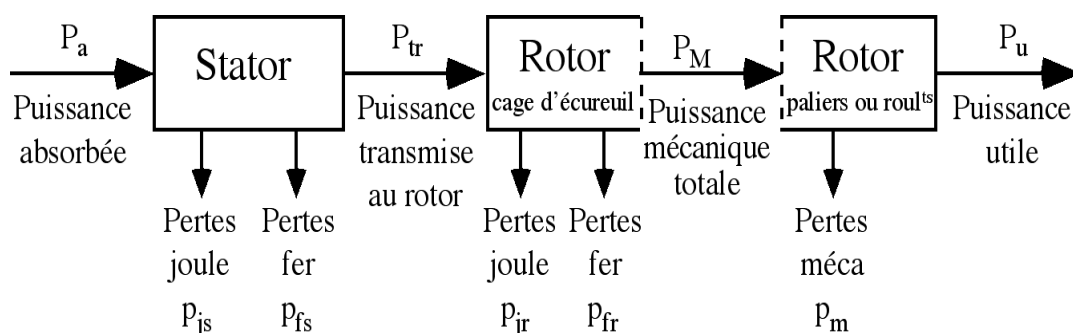


Figure I-5 : Bilan des puissances pour une machine asynchrone.

I.4. Point de fonctionnement du moteur en charge

C'est le point d'intersection des caractéristiques $T = f(n)$ du moteur et de la charge.

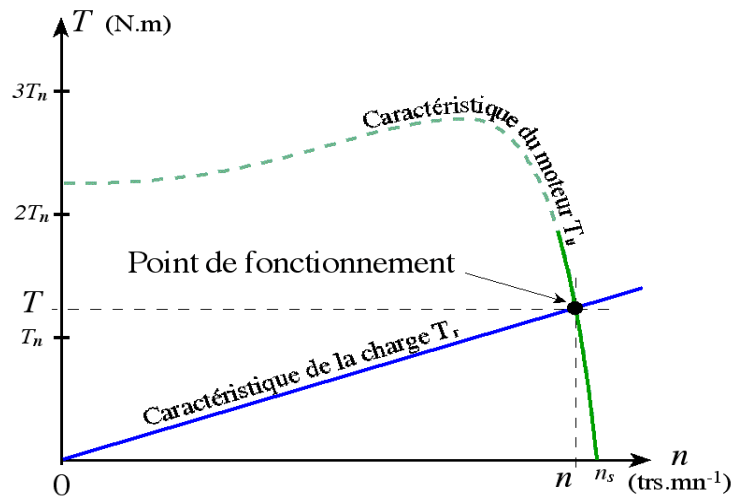


Figure I-6 : Point de fonctionnement du moteur en charge.

T_u Couple utile du moteur.

T_r Couple résistant de la charge dépend de la charge.

I.4.1. Méthode de résolution graphique

Tracer à l'échelle sur du papier millimétré les deux caractéristiques et relever les coordonnées du point d'intersection.

I.4.2. Méthode de résolution par le calcul

Il faut résoudre : $T_u = T_r$

Exemple : Cas d'une charge ayant un couple résistant proportionnel au carré de la vitesse : $T_r = c.n^2$

Le couple utile du moteur est : $T_u = a.n + b$

$$T_u = T_r \Rightarrow a.n + b = c.n^2 \Rightarrow c.n^2 - a.n - b = 0$$

Finalement, il faut résoudre une équation du second degré. Une solution sur les deux trouvées sera la bonne (une des solutions n'aura pas de signification physique), [11, 12 et 13]

I.5. Autres informations

Réglage de la vitesse : Comme la vitesse n reste très proche de la vitesse n_s de synchronisme, pour varier la vitesse du moteur il faut en fait varier la fréquence f_s à l'aide d'un onduleur.

$$\frac{V}{f} = \text{constante}$$

Mais pour faire varier la vitesse sans modifier le couple utile, il faut garder le rapport tension / fréquence constant.

V est la tension d'alimentation d'un enroulement. Si on augmente la vitesse, il faut augmenter la fréquence et la tension d'alimentation dans les limites du bon fonctionnement de la machine.

Intérêts et utilisation : Le moteur asynchrone triphasé, d'une puissance de quelques centaines de watts à plusieurs mégawatts est le plus utilisé de tous les moteurs électriques.

Son rapport coût/puissance est le plus faible.

Associés à des onduleurs de tension, les moteurs asynchrones de forte puissance peuvent fonctionner à vitesse variable dans un large domaine (les derniers TGV, le Tram de Strasbourg, ...).

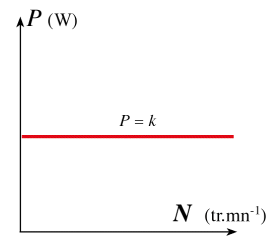
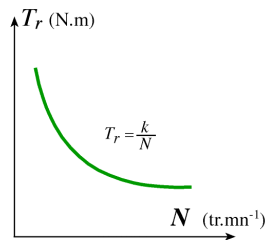
Toutefois l'emploi de ce type de moteur est évité en très forte puissance ($P > 10$ MW) car la consommation de puissance réactive est alors un handicap.

Remarques : en électroménager (lave-linge) la vitesse des moteurs asynchrones n'est pas réglée par un onduleur, mais ces moteurs possèdent plusieurs bobinages. Il est alors possible de changer le nombre de paires de pôles et donc la vitesse.

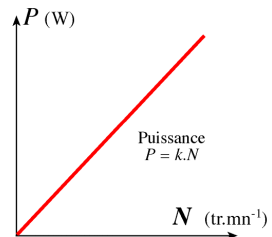
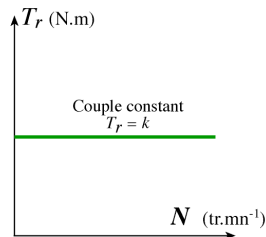
Réversibilité : Toutes les machines électriques tournantes sont réversibles [8, 9 et 12].

I.6. Complément : caractéristiques $T_r=f(n)$ de quelques charges [11, 12]

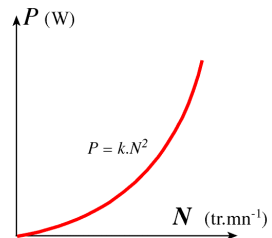
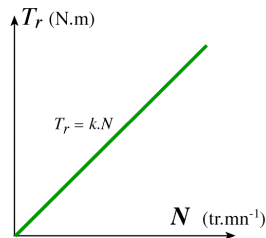
Machine à puissance constante (enrouleuse, compresseur, essoreuse)



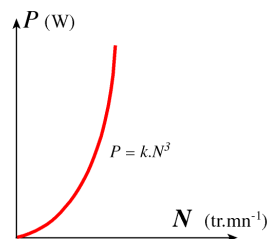
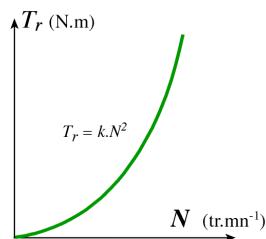
Machine à couple constant (levage, pompe)



Machine à couple proportionnel à la vitesse (pompe volumétrique, mélangeur)



Machine à couple proportionnel au carré de la vitesse (ventilateur)



I.7. Choix du type d'encoches pour une machine asynchrone

Le choix du type d'encoches pour une machine dépend de:

- La tension de service.
- La puissance.
- Type de bobinage.

Le stator des petites et moyennes machines, à basse tension, est exécuté avec des encoches trapézoïdales semi-ouvertes, le choix de ce type d'encoches est d'assurer une meilleure insertion des conducteurs et obtenir un meilleur coefficient de remplissage de l'encoche puisque lors de la mise en encoche des enroulements, les conducteurs n'occupent pas tout l'espace qui leur ai réservé [1, 10].

Le rapport de surface des conducteurs et d'encoches est appelé coefficient de remplissage. Ce rapport varie selon la capacité des ouvriers spécialisés dans la mise en place du bobinage. Il peut être dans les meilleures conditions égales à 0.7 pour des machines de faibles puissances [4].

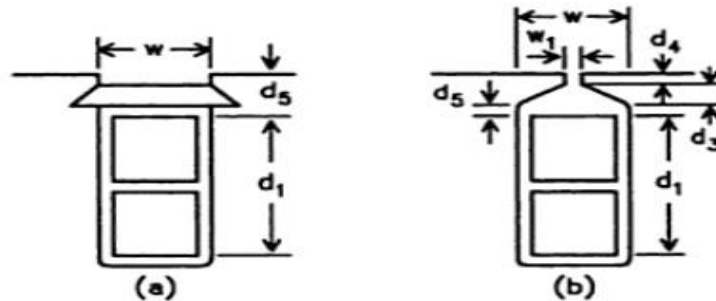


Figure I-7 : Encoches de type : a) ouverte, b) semi-ouverte.

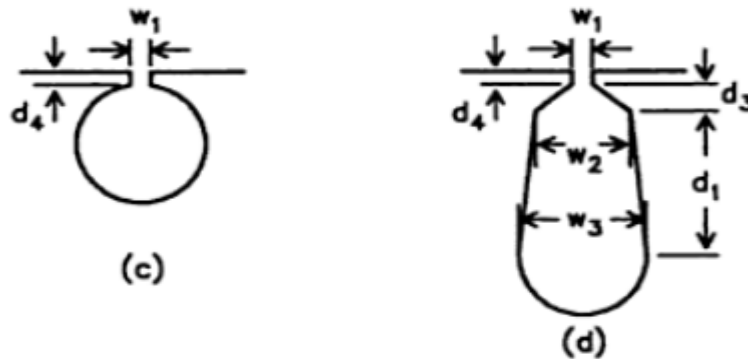


Figure I-8 : Encoches de type : c) semi-ouverte ronde, d) semi ouverte trapézoïdale.

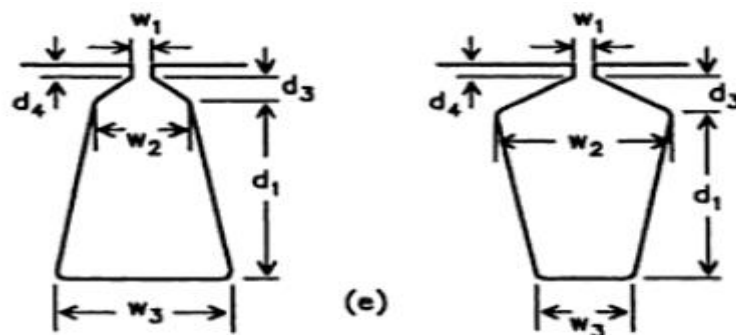


Figure I-9 : Encoches de type : e) semi-ouverte trapézoïdale à fond plat.

I.8. Influence de l'ouverture et du pont d'encoche sur les caractéristiques de la machine

L'ouverture d'encoche a une grande influence sur les caractéristiques de la machine, elle augmente le coefficient de carter, donc augmente le courant magnétisant, ce qui réduit

le facteur de puissance et produit des pertes par pulsation du flux dans les dents, ce qui engendre une diminution du rendement. L'inconvénient du pont d'encoche réside dans la faite qu'il permet le passage du flux supplémentaire de fuite, ce qui engendre une réactance dite réactance de pont d'encoche [4].

I.9. Classification des moteurs à cage d'écureuil

Selon le critère de la NEMA (www.nema.org), on peut classer les moteurs à cage d'écureuil selon la variation de la résistance et de la réactance des enroulements du rotor. Au démarrage, la réactance d'un conducteur est d'autant plus grande que ce dernier est loin de l'entrefer. La résistance dépend de la longueur du rotor, de la section des conducteurs et du matériau utilisé. Plus cette résistance est grande, plus le courant de démarrage est grand

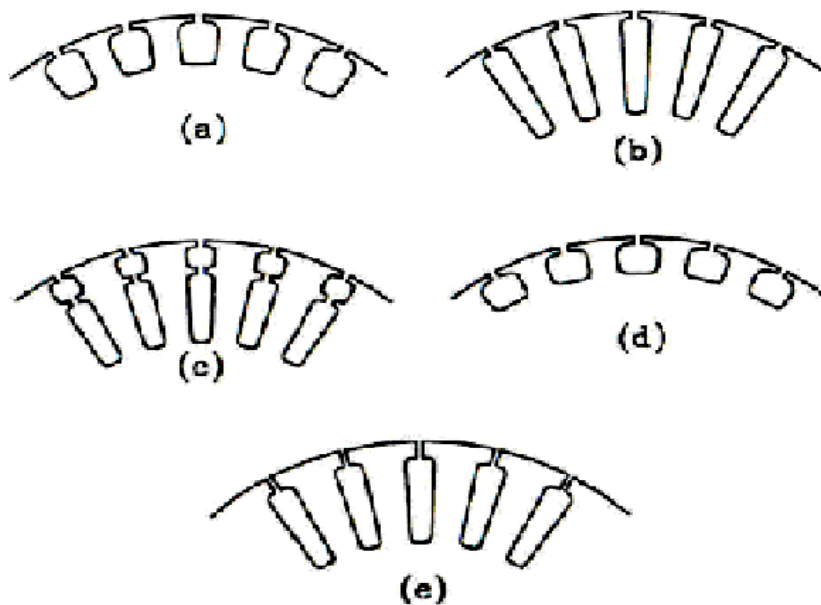


Figure I-10 : Formes d'encoche pour différentes classes de moteur.

Selon NEMA, on peut classer le moteur asynchrone comme suit :

- **Classe A** : Moteurs à couple normal et à faible courant de démarrage.
- **Classe B** : Moteurs à couple considérable et à faible courant de démarrage.
- **Classe C** : Moteurs à fort couple et à faible courant de démarrage.
- **Classe D** : Moteurs à fort glissement.
- **Classe F** : Moteurs à faible couple et à faible courant de démarrage.

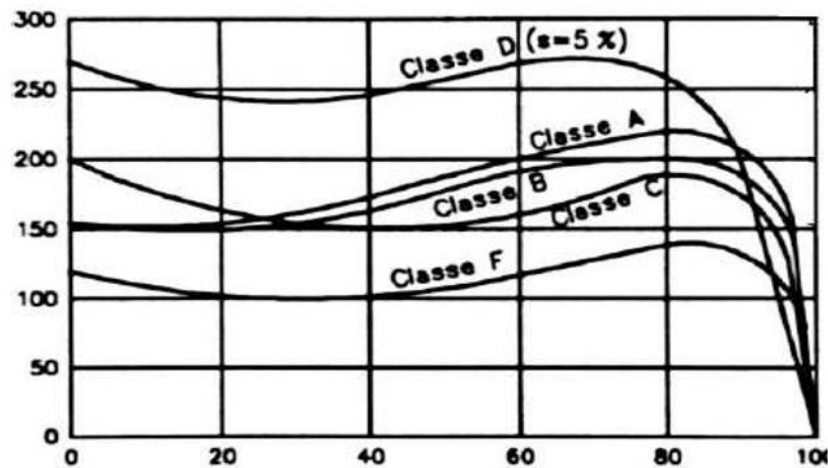


Figure I-11 : Courbes couple/vitesse en fonction de la classe du moteur.

De ce classement on peut déduire que le choix d'une encoche appropriée nous aide à donner au moteur les caractéristiques souhaitées. Il existe cependant des configurations plus complexes que celles que nous venons de voir [3].

I.10. Méthodes de dimensionnement et calcul des moteurs asynchrones

Ils existent plusieurs méthodes pour le dimensionnement des machines électriques, c'est un domaine très large dont l'approche utilise beaucoup d'hypothèses. Tout au long de notre travail nous nous sommes trouvés devant plusieurs sortes de procédés propres à chacun des concepteurs, la méthode en général ne change pas puisque on remarque toujours un même cheminement qui autorise à dimensionner le stator suivi par un calcul du rotor. Les caractéristiques statiques et dynamiques sont calculées d'après les schémas équivalents de la machine.

Par la suite nous vous proposons une liste de quatre méthodes de calcul non exhaustives rencontrées dans notre recherche bibliographique.

✓ **Première méthode :**

Cette méthode proposée par Marcel JUFER et Jean-Claude SABONNADIÈRE, repose sur le calcul en utilisant pour commencer les formules de dimensionnement du Fer statorique ensuite ils entament le calcul rotorique : Le dimensionnement du circuit magnétique, est basé sur les contraintes suivantes : Imposer un niveau d'induction correspondant au coude de saturation de façon à limité les chutes de potentiel et les pertes fer, tout en diminuant le volume et la masse du fer ; puis définir ce niveau d'induction par la géométrie et le principe de conservation du flux magnétique, Le diamètre d'alésage et la

longueur active sont les dimensions caractéristiques du processus de dimensionnement. Mais le facteur clé associé est l'induction radiale dans l'entrefer, sa distribution sera admise sinusoïdale.

✓ **Deuxième méthode :**

Cette deuxième méthode à caractère pédagogique utilisée à l'école polytechnique de MONREAL est une méthode à but didactique, La méthode suggérée offre une certaine marge de manœuvres, des compromis doivent être faits pour le choix de certains paramètres comme le diamètre d'alésage du moteur par exemple, le résultat obtenu doit quelquefois faire l'objet de changement afin de satisfaire les exigences visées. Cette méthode inclue aussi les dispersions due à la disposition en biais des encoches rotoriques.

✓ **Troisième méthode :**

Cette procédure réunit le calcul et la conception assistée par ordinateur d'une machine asynchrone, et emprunte différentes phases de calcul suivant un ordre chronologique. Cette approche est basée sur le principe de conception de G.KOUSKOFF et LIWSCHITZ. Sauf qu'on impose les données géométriques d'une machine industrielle déjà existante, comme contraintes auxquelles nous devons nous soumettre. Les résultats numériques du calcul sont comparés avec ceux donnés par la méthode des essais classiques puis traités par une analyse dynamique simulée du comportement de la machine en vue de mettre au point la corrélation et la concordance de ces résultats de conception avec ceux délivrés par le constructeur du moteur à induction étudié.

✓ **Méthode classique : « calcul de LIWSCHITZ »**

Cette méthode sera développée dans le prochain pont, elle sera la base de nos calculs lors du dimensionnement du moteur asynchrone. Cette méthode est une approche analytique qui permet le dimensionnement des différentes parties de la machine stator, rotor, électrique, magnétique. Elle est basée sur des formules empiriques et des abaques, [4]. La procédure de calcul d'une machine électrique est résumée dans l'organigramme du schéma ci-contre.

La première étape de conception consiste à définir le cahier des charges en déterminant les différents points de fonctionnements. Le choix de la structure de la machine dépend du cahier des charges et de l'application à laquelle est destinée cette machine. On calcule les dimensions géométriques des machines à l'aide des lois de

conservation du flux dans différentes parties de la machine en utilisant des équations analytiques, généralement, la méthode de conception est un processus itératif qui sert à comparer les différentes solutions possibles. Dans la deuxième étape on estime le niveau de saturation des circuits magnétiques du moteur et les inductions dans les différentes parties pour calculer les pertes magnétiques et les pertes par effet Joule. Ensuite les paramètres du schéma équivalent sont calculés. Ceci permet d'obtenir le couple que le moteur peut fournir et le courant qu'il peut absorber. Enfin on peut ainsi évaluer le rendement dans toutes les conditions de fonctionnement [1, 2 et 10].

I.10.1. Organigramme de calcul

La procédure de calcul d'une machine électrique est résumée dans l'organigramme de la Figure I.12.

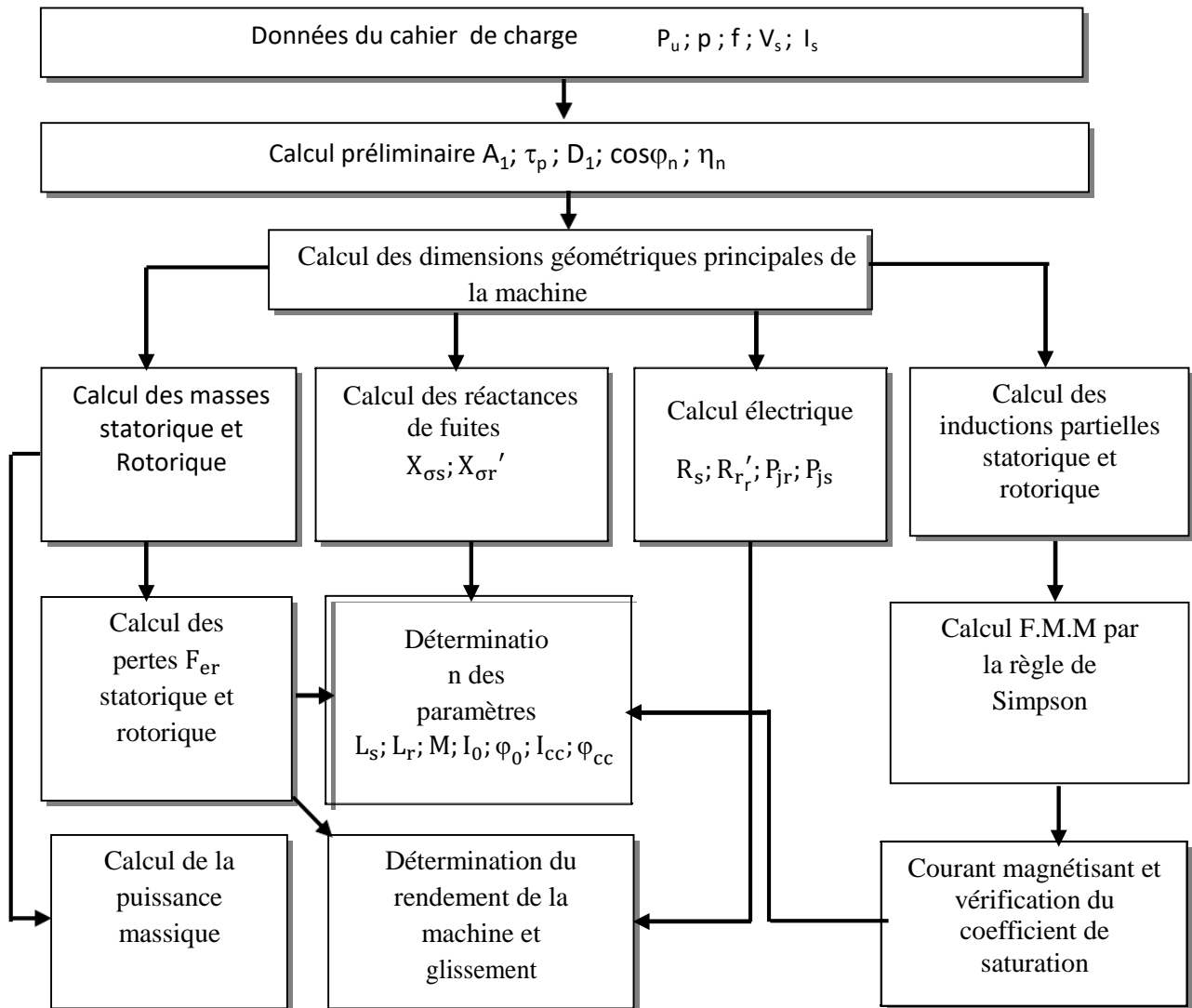


Figure I-12 : Organigramme de calcul pour la conception d'une machine électrique.

I.10.2. Cahier de charge

Les données du cahier de charge sont principalement les performances de la machine au point de fonctionnement nominale (P_u ; N_r ; f ; V_n ; I_n ; η). Pour notre cas:

- Puissance nominale : $P_u = 5 \text{ KW}$
- Tension nominale à $f = 50 \text{ Hz}$: $U_n = 380 \text{ V}$
- Nombre de pôles : $P = 2$
- Vitesse de rotation : $N_r = 1440 \text{ tr/min}$
- Le type de protection : IP44
- La classe de l'isolant : F - Nombre de phases statorique : $m_1 = 3$

Dans ce qui suit on a essayé de résumer les étapes jugées importantes ; donnent le modèle analytique de la machine étudiée.

I.11. Calcul de la machine asynchrone « Méthode de LIWSCHITZ » [5]

Dans ce qui suit on a essayé de résumer les étapes jugées importantes de cette méthode.

I.11.1. Circuit magnétique

La machine asynchrone travaille entre la marche à vide et celle à pleine charge avec un flux magnétique à peu près constant. Dans ce cas, le calcul de la caractéristique à vide est superflu. Il suffit d'en déterminer un seul point celui qui correspond à la tension nominale dans la marche à vide et celle en court circuit, on détermine facilement le comportement en charge de la machine asynchrone. Dans le cas d'une courbe d'induction sinusoïdale, il existe entre la F.E.M. induite par phase et le flux la relation suivante :

$$V_1 \approx E_1 = 4 \cdot 44 f_1 N_1 K_{W1} \quad (\text{I.1})$$

N_1 Nombre de spires du primaire par phase ; K_{W1} Facteur de bobinage;

I.11.2. Calcul des Dimensions Principales

Dans la détermination des dimensions principales des machines à courant alternatif, il est indiqué de prendre pour base la puissance apparente, La relation entre les dimensions principales et les contraintes, tant électriques que magnétiques, est donnée par l'équation (I.2) définissant le coefficient d'utilisation de la machine :

$$\frac{S_i 10^3}{D^2 l_i 60 n_s} = \frac{K_{W1} B_\delta A_1}{8.6 \cdot 10^3} \quad (I.2)$$

(I.2) est l'équation fondamentale pour le calcul des dimensions principales, elle permet de déterminer le volume $D^2 l_i$ choisissant un champ d'induction B_δ dans l'entrefer, et une densité de courant Linéaire A_1 , Ou bien on choisi un coefficient d'utilisation « C » puis on détermine le volume $D^2 l_i$, les valeurs de C, B_δ, A_1 sont déterminées (données) par des abaqués en fonction de τ_p et P etc...., . Pour la détermination du diamètre D et de la longueur virtuelle l_i on utilisé la relation empirique :

$$\frac{l_i}{\tau_p} = \sqrt[3]{p} = \lambda \quad (I.3)$$

I.11.3. Calcul de la F.M.M

Le calcul de la F.M.M s'effectue de la manière suivante :

Connaissant la valeur de B_δ et les dimensions du moteur on calcule le flux ϕ par pôle, on peut déterminer aisément les valeurs de l'induction B_i et du champ magnétique H_i dans chaque tronçon par conservation du flux :

$$B_i = \frac{\phi_i}{S_i} \quad , \quad H_i = \frac{B_i}{\mu_i} \quad , \quad \mu_i = \mu_0 \mu_{ri}.$$

μ_0 : Perméabilité magnétique de l'air.

Le choix des tôles se fait suivant des critères économiques et selon leur qualité électromagnétique. La courbe d'aimantation de ce matériau $B = (f H)$ nous permet de déterminer les valeurs du champ magnétique relatif à chaque tronçon. Ces valeurs du champ H_i multipliées par l_i , longueur du tronçon, nous donne la valeur de la tension magnétique pour chaque tronçon :

$$H_i \cdot l_i = F_i \quad \text{en (A)} \quad (I.4)$$

On aura :

$$\sum_{i=1}^n H_i \cdot l_i = F_1 + F_2 + F_3 + \dots + F_n = F_t = N \cdot I \quad (I.5)$$

I.11.4. Dimensionnement des encoches

Encoche du stator :

Soit Z_1 le nombre d'encoches du stator :

$$Z_1 = 2p q m \quad (I.6)$$

Z_1 Permet la détermination du nombre d'encoches par pôle et par phase q , sachant que le nombre de paires de pôles p et le nombre de phases m sont définis :

$$q = \frac{Z_1}{2pm} \quad (I.7)$$

Encoche du rotor :

Pour le choix du nombre d'encoches rotoriques Z_2 , il n'existe aucune théorie. Cependant il existe des tableaux établis à partir d'essais ou résultats pratiques pour le choix de Z_2 en fonction du nombre de paires de pôles p et du nombre d'encoches statoriques Z_1 . Ces tableaux sont établis pour atténuer les vibrations et assurer une bonne caractéristique mécanique de la machine. Ils sont établis à partir de certaines règles pratiques basées sur des observations expérimentales dont les principales sont : Pour atténuer fortement les effets du moment du couple moteur additionnel, le nombre d'encoches Z_2 ne doit pas être supérieur à $1.25Z_1 + y p$, où pour la marche dans un seul sens, on pose $y = 1$ et pour une marche dans les deux sens $y = 0$. En outre, pour éviter les fluctuations de la courbe des moments en fonction de la vitesse de rotation, Z_2 doit être différent de $\frac{3y + 2p}{x}$, $\frac{(3y+1)2P}{x}$

ou de $\frac{(3y-1)2P}{x}$ avec : $x = 2, 1$ et $y = 3, 2, 1, \dots$

Pour éviter à tout prix des points morts du rotor à l'arrêt, on doit respecter une différence d'au moins 10% entre les nombres d'encoches rotoriques et statoriques. Le nombre Z_2 influe sur plusieurs paramètres de la machine : courant rotorique, réactance de fuite différentielle etc....

I.11.5. Type et choix de l'enroulement

- **Choix du facteur de bobinage K_{W1} :**

$$K_{W1} = K_{p1} K_{d1} \quad (I.8)$$

K_{d1} Facteur de distribution ; K_{p1} Facteur de raccourcissement.

- **Facteur de distribution :** $K_{d1} = \frac{\sin(\frac{\pi}{2m})}{q \sin(\frac{\pi}{2m q})} \quad (I.9)$

- **Facteur de raccourcissement :**

Il est défini par :

$$K_{d1} = \sin(\beta \cdot \frac{\pi}{2}) \cdot \sin(n \cdot \frac{\pi}{2}) \quad (I.10)$$

Le facteur $\beta = \frac{c}{\tau_p}$

C Désigne l'ouverture de la bobine. Ce facteur est aussi donné jusqu'au septième harmonique il est choisi en tenant compte des harmoniques qu'on désire éliminer, généralement on choisit K_p de telle sorte que l'on puisse atténuer certains harmoniques.

Coefficient de saturation :

Supposons que l'on a tracé la courbe d'induction en fonction de la FMM ($B = F(f)$) pour différentes valeurs de B_δ . F Etant la F.M.M nécessaire pour l'excitation de la machine.

On remarque que pour des petites valeurs de B_δ la chute de tension magnétomotrice dans l'entrefer est prédominante, mais dès que B_δ épaisse une certaine valeur, la chute de tension dans les dents augmente ; le rapport de la somme des chutes de tensions FMM dans l'entrefer et les dents à la tension F_δ augmente.

Ce rapport est appelé coefficient de saturation K_s

$$K_s = \frac{F_\delta + F_{z1} + F_{z2}}{F_\delta} > 1 \quad (I.11)$$

La valeur de K_s dépend éventuellement de la chute de tension dans les dents statorique et rotorique F_{z1} et F_{z2}

Coefficient de forme de la courbe d'induction :

Par définition le coefficient de forme K_f représente le rapport de la valeur efficace de l'induction dans l'entrefer $B_{\delta\text{eff}}$ à la valeur moyenne de l'induction dans l'entrefer B_{δ} , K_f augmente quand la saturation diminue, celui-ci intervient dans le calcul de la FEM. Le coefficient d'aplatissement et le coefficient de forme respectivement α_i et K_f étant fonction de coefficient de saturation K_s , sont données par une courbe. Ces courbes ont été établies à partir d'études statistiques faites sur un grand nombre de machines asynchrones.

• Facteur de carter (correction de l'entrefer) :

Dans le paragraphe précédent on a pas tenu compte de la présence d'encoche pour calculer le pas polaire virtuel b_i ; cette dernière est prise en compte en remplaçant l'entrefer δ par un entrefer fictif δ^{\setminus} tel que $\frac{\delta}{\delta^{\setminus}} = K_c > 1$.

K_c Est appelé facteur de carter.

Carter à démontré que :

$$\left\{ \begin{array}{l} K_c = \frac{\tau_z}{\tau_z - (\gamma_B) \cdot \delta} \\ \gamma_B = \frac{\pi}{4} \left(\frac{s}{2\delta} \operatorname{artg} \frac{s}{2\delta} - \ln \sqrt{1 - \left(\frac{s}{\delta} \right)^2} \right) \end{array} \right. \quad (\text{I.12})$$

En pratique on prend : $\gamma_B = \frac{\left(\frac{s}{\delta} \right)^2}{5 + \frac{s}{\delta}}$

S : Ouverture de l'encoche ; τ_z : Pas dentaire ; δ : Entrefer.

Lorsque les deux parties de la machine (stator et rotor) sont dotées d'encoches, on calcule :

K_{c1} : Pour un stator lisse ; K_{c2} Pour un rotor lisse .

$K_c = K_{c1} \cdot K_{c2}$: ou K_c Représente le facteur total de carter.

D'où :

$$F_{\delta} = \frac{B_{\delta}}{\mu_0} \cdot K_c \cdot \delta = \frac{\phi_{\delta}}{s_{\delta}} \quad (\text{I.13})$$

I.11.6. Chute de potentiel magnétique dans les dents

Lorsque la saturation dans les dents n'est pas forte on peut admettre que, avec suffisamment d'exactitude, tout le flux correspondant à un pas dentaire passe par la dent, Dans ce cas B_{hz} l'induction dans la dent doit être inférieure à 1.8 T. Lorsque l'induction est très grande $B_{z1} > 1.8 \text{ T}$ le calcul précédent n'est plus valable. Dans ce cas on considère qu'une partie seulement du flux correspondant à un pas dentaire passe par l'encoche.

Dans le cas général de calcul des machines électriques, on n'a pas intérêt d'avoir une saturation très forte qui augmenterait le courant à vide et provoquerait un échauffement exagéré de la machine, on a intérêt à avoir $B_{zy} < 1.8 \text{ T}$. On supposerait dans ces conditions que tout le flux passe par la dent, pour calculer le champ magnétique dans cette dernière, on doit la diviser en plusieurs sections, déterminer le champ dans chaque section et faire la somme des chutes de potentiels magnétiques :

$$F_z = \int_0^z H_{zy} \cdot dl_z \quad (\text{I.14})$$

Cependant dans la pratique, on utilise la règle de **Simpson** qui donne des résultats meilleurs. Sachant qu'on subdivise la dent en trois parties, l'intensité moyenne du champ est calculée comme suit :

$$H_{z \text{ moy}} = \frac{1}{6} (H_{z \text{ min}} + 4 \cdot H_{z \text{ med}} + H_{z \text{ max}}) \quad (\text{I.15})$$

La valeur de la chute de potentiel magnétique dans la dent est :

$$F_z = h_z \cdot H_{z \text{ moy}} \quad (\text{I.16})$$

Chute de tension magnétique dans la culasse :

Pour calculer la chute de tension magnétique dans la culasse, on suppose que le flux est uniformément réparti dans la section droite de celle-ci. Si l'on considère ϕ le flux pénétrant dans la culasse, le flux traversant la section droite est égale à $\frac{\phi}{2}$, on peut alors écrire:

$$B_{ji} = \frac{\phi}{2 \cdot K_{fe} \cdot L_{fe} \cdot h_{ji}} \quad (\text{I.17})$$

I.11.7. Courant de barre et anneau de court-circuitage

La tension induite dans une barre rotorique est égale à la F.E.M du primaire rapportée au secondaire:

$$E_2 = \frac{V_1}{1+\sigma_{H1}} \cdot \frac{N_2 \cdot K_{w2}}{N_1 \cdot K_{w1}} \quad (I.18)$$

Finalement le courant I_2 est calculé à partir de la puissance mécanique :

$$P_{mec} = P_u + P_{ft+vt} + P_{sup} \quad (I.19)$$

P_u : Puissance utile à l'arbre ; P_{ft+vt} : Pertes par frottement et ventilation ;

P_{sup} : Pertes superficielles et par pulsation du flux dans la dent.

Si l'on suppose ces pertes à vide et en charge égales, on peut écrire :

$$m_2 \cdot I_2 \cdot E_2 (1 - g) = P_{mec} = P_u + P_{ft+vt} + P_{sup}$$

D'où on déduit I_2 :

$$I_2 = \frac{P_{mec} = P_u + P_{ft+vt} + P_{sup}}{m_2 \cdot I_2 \cdot E_2 (1 - g)} \quad (I.20)$$

g : Etant le glissement estimé ; m_2 : Nombre de phase du secondaire.

La cage d'écureuil à Z_2 barres peut être représentée comme un enroulement polyphasé avec un nombre de paires de pôles égaux à celui du primaire et avec Z_2 phases, soit :

$$Z_2 = m_2 \quad \text{le facteur de bobinage } K_{w2} = 1 \quad \text{et } N_2 = \frac{1}{2}$$

Si l'on considère l'angle de décalage entre deux barres voisines.

$$\frac{2\pi \cdot p}{Z_2} = \alpha_{12} \quad \text{Angle électrique.}$$

$$\frac{\pi \cdot p}{Z_2} = \alpha_1 \quad \text{Angle mécanique.}$$

On aura :

$$I_2 = 2I_{an} \cdot \sin \frac{\pi \cdot p}{Z_2} \quad (I.21)$$

$$I_{an} = \frac{I_2}{2 \sin \frac{\pi \cdot p}{Z_2}} \quad (I.22)$$

I.11.8. Dispersion

Lorsque deux circuits électriques sont couplés et que l'un des deux est excité par un courant alternatif, il est le siège d'une F.E.M d'auto-induction. L'autre circuit est le siège d'une F.E.M induite. La différence entre ces deux F.E.M est appelé la F.E.M de dispersion. Alors, le rapport du flux de dispersion au flux produit en commun entre deux circuits électriques est appelé coefficient de dispersion de **Heyland** ; qui indique le pourcentage de dispersion.

Soit :

$$\sigma_{H1} = \frac{(L_1 - M) \cdot I_1}{M \cdot I_1} = \frac{L_1 - M}{M} = \frac{L_{\sigma 1}}{M} \quad (I.23)$$

$$\sigma_{H2} = \frac{(L_2 - M) \cdot I_2}{M \cdot I_2} = \frac{L_2 - M}{M} = \frac{L_{\sigma 2}}{M} \quad (I.24)$$

Le coefficient de dispersion total de **Heyland** est :

$$\sigma_H = (\sigma_{H1} + \sigma_{H2}) + (\sigma_{H1} \cdot \sigma_{H2}) \quad (I.25)$$

$\sigma = \frac{\sigma_H}{1 + \sigma_H}$: est appelé coefficient de dispersion de Blondel ou coefficient total de dispersion

I.11.9. Détermination des paramètres de marche à vide de la machine

Courant de marche à vide : I_0 ; Facteur de puissance $\cos \varphi_0$;

Le courant de marche à vide I_0 caractérise le courant magnétisant et les pertes à vide de la machine

$$I_0 = I_{m0} + I_{0a} \quad (I.26)$$

Puisque l'on considère $I_m = \text{cte}$ on peut écrire que $I_0 = I_{m0}$

I_{0a} : Courant watté; I_m : Courant déwatté .

$$I_{0a} = \frac{P_{fe} + P_{vt} + P_{ft}}{m_1 \cdot V_1} \quad (I.27)$$

$$\begin{cases} I_0^2 = I_{0a}^2 \cdot I_m^2 \\ \cos \varphi_0 = \frac{I_{0a}}{I_0} \end{cases} \quad (\text{I.28})$$

I.11.10. Calcul des paramètres de marche en court-circuit

- Courant de court-circuit I_{cc} ; Facteur de puissance de court-circuit $\cos \varphi_{cc}$;

Avec :

$$I_{cc} = \frac{V_1 \cdot (1 + \sigma_{H1})}{\sqrt{(X_{\sigma tot})^2 + (R_{tot})^2}} \quad (\text{I.29})$$

$$X_{\sigma tot} = X_{\sigma 1} + [(1 + \sigma_{H1}) \cdot X_{\sigma 2}^-] \quad (\text{I.30})$$

$$R_{\sigma tot} = R_1 + [(1 + \sigma_{H1}) \cdot R_2^-] \quad (\text{I.31})$$

Le coefficient de dispersion de Heyland dans la formule est un facteur de correction, pour tenir compte de la branche du courant magnétisant.

$$\cos \varphi_{cc} = \frac{R_{tot}}{\sqrt{(X_{\sigma tot})^2 + (R_{tot})^2}} \quad (\text{I.32})$$

Les deux points de court-circuit et de la marche à vide avec les paramètres du régime nominale nous ont permis de tracer le diagramme du cercle.

$$A_0 = (I_0 \cdot \sin \varphi_0 ; I_0 \cdot \cos \varphi_0) ; A_{cc} = (I_{cc} \cdot \sin \varphi_{cc} ; I_0 \cdot \cos \varphi_{cc}) \quad (\text{I.33})$$

I.11.11. Paramètres du schéma équivalent de la machine

$$L_s = \frac{Q_0}{3 \cdot \omega_s \cdot I_0^2} = \frac{3 \cdot V \cdot I_0 \cdot \sin \varphi_0}{3 \cdot \omega_s \cdot I_0^2} \quad L_s - I_{fs} = M \quad (\text{I.34})$$

$$L'_r = M + I_{f2}' \quad \sigma = 1 - \frac{M^2}{L'_r \cdot L_s} \quad [4]$$

I.12. Modélisation de la machine à encoches rotoriques ouverts

I.12.1. Hypothèses simplificatrices [11, 12, 13 et 14].

Pour notre étude, nous considérons les hypothèses suivantes :

- Circuit magnétique est saturé, ce qui permet d'exprimer les flux comme fonctions linéaire des courant;
- Les pertes (par hystérésis et courant de Foucault) sont négligées;
- Les forces magnétomotrices créés par chacun des phases des deux armatures sont à répartition sinusoïdale d'où résulte du fait que l'entrefer est constant, que les inductances propres sont des constantes et que les inductances mutuelles entre deux enroulements sont fonction sinusoïdale de l'angle entre leurs axes magnétique.
- Les résistances ne varient pas avec la température.
- Effet de peau négligé
- La machine est de constitution symétrique.

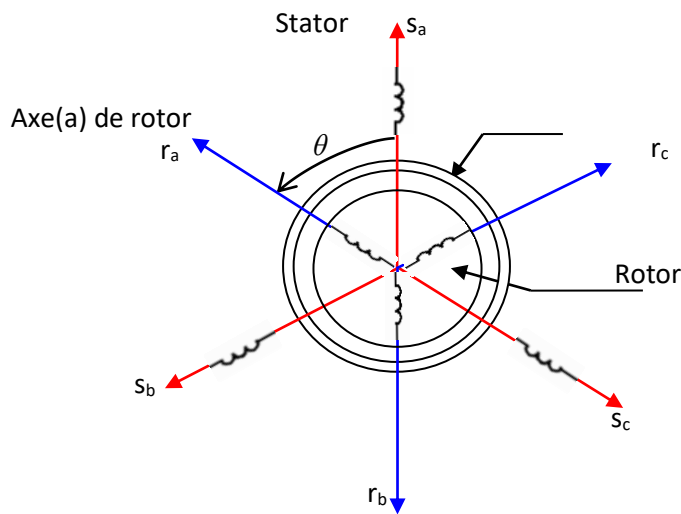


Figure I-13 : Modèle de la machine asynchrone.

I.12.2. Mise en équations

Dans le cadre de ces hypothèses et pour une machine équilibrée, et couplée en étoile, les équations de la machine asynchrone sont :

I.12.2.1. Equations électriques de la machine :

Les équations de tension des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques sont données par :

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa} \\ V_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb} \\ V_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc} \end{cases} \quad (I.35)$$

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} \\ V_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{rb} \\ V_{rc} = R_r i_{rc} + \frac{d}{dt} \Phi_{rc} \end{cases} \quad (I.36)$$

Les équations (I.35) et (I.36) se présentent naturellement sous forme matricielle :

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix}$$

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sabc}] \quad (I.37)$$

Pour le rotor :

$$[0] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{rabc}] \quad (I.38)$$

On pose :

$$R_{sa} = R_{sb} = R_{sc} = R_s$$

$$R_{ra} = R_{rb} = R_{rc} = R_r$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad ; \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

R_s : Résistance d'une phase statorique.

R_r : Résistance d'une phase rotorique.

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix}$$

V_s : Matrice de tension de stator.

$$[\mathbf{I}_s] = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{sa} \\ \mathbf{I}_{sb} \\ \mathbf{I}_{sc} \end{bmatrix} ; \quad [\mathbf{I}_r] = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{ra} \\ \mathbf{I}_{rb} \\ \mathbf{I}_{rc} \end{bmatrix}$$

I_s : Matrice de courant de stator.

I_r : Matrice de courant de rotor.

$$[\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} ; \quad [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}$$

$[\Phi_s]$: Matrice de flux de stator.

$[\Phi_r]$: Matrice de flux de rotor.

I.12.2.2. Equations magnétiques

Les équations des flux en fonction des courants s'obtiennent à partir de la matrice des inductances, qui comporte 36 coefficients non nuls, dont la moitié dépend du temps par l'intermédiaire de l'angle électrique θ [11, 12].

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & l_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & l_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.39})$$

Tel que :

l_s : L'inductance propre d'une phase statorique.

l_r : L'inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : L'inductance mutuelle entre phase statorique.

M_r : L'inductance mutuelle entre phase rotorique.

Avec :

$$M_1 = M_{sr} \cos(\theta)$$

$$M_2 = M_{sr} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$M_3 = M_{sr} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)$$

Où :

M_{sr} : Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

La matrice d'inductance fait apparaître quatre sous matrices d'inductances :

L'écriture matricielle qui résume les équations des flux statiques et rotoriques.

$$\begin{bmatrix} \Phi_s \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (I.40)$$

Avec :

- $[L_s]$: La matrice des inductances statoriques :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (I.41)$$

- $[L_r]$: La matrice des inductances rotoriques :

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (I.42)$$

- $[M_{sr}]$: La matrice des inductances mutuelles stator rotor.
- $[M_{rs}]$: La matrice des inductances mutuelles rotor stator.

$$[\mathbf{M}_{sr}] = [\mathbf{M}_{rs}]^t = \mathbf{M}_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I.43})$$

I.12.2.3. Equation mécanique

L'équation mécanique est donnée par l'équation :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \Omega \quad (\text{I.44})$$

Le couple est donné par l'expression suivante issue de considérations sur la conversion électromécanique de l'énergie.

$$C_{em} = \mathbf{P}[\mathbf{i}_s]^t \frac{d}{d\theta} ([\mathbf{M}_{sr}][\mathbf{i}_r]) \quad (\text{I.45})$$

Les équations précédentes fait apparaître des difficultés pour la résolution puisque :

- . L'ordre du système est élevé
- . La matrice d'inductance est en fonction du temps.

On cherche donc une transformation qui réduit l'ordre du système et élimine cette dépendance vis-à-vis du temps.

I.12.3.3. Transformation de PARK

Les équations précédentes permettent la modélisation de la machine dans le plan "abc". Vu la complexité de ces équations non linéaires et multi-variables, il est très difficile d'en tirer des stratégies de commande. Pour cette raison, on fait appel à la transformation de PARK qui consiste à imaginer de remplacer le rotor tournant par un rotor fictif équivalent fixe (d, q). A condition de conserver la force magnétomotrice et la puissance instantanée.

Pour transformer un système triphasé [a,b,c] en un système biphasé [d,q] avec une composante homopolaire comme indique dans l'équations suivante :

$$\mathbf{X}_{dq} = [\mathbf{p}(\theta)]\mathbf{X}_{abc}$$

Tel que :

X : Peut-être la tension ou courant ou flux.

$[P(\theta)]$: est la matrice de la transformation de Park définie par :

$$[P(\theta)] = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.46})$$

$[P(\theta)]^{-1}$: Est La matrice inverse de Park définie par :

$$[P(\theta)]^{-1} = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I. 47})$$

Avec :

L'angle θ correspond à la position du repère choisi pour la transformation.

• $\theta = \theta_s$ Pour le stator (angle entre s_a et O_d).

• $\theta = \theta_r$ Pour le rotor (angle entre r_a et O_d).

• La composante homopolaire est de valeur nulle, si on considère que le système $[abc]$ est équilibré et symétrique (pas de perturbation).

Dans ces conditions les équations électriques, magnétiques et mécanique deviennent :

I.12.4. Equations électriques

En application la transformation de PARK sur les équations électriques et en admettant que le rotor étant en court-circuit il en résulte :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{sq} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \Phi_{ds} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_s - \omega) \Phi \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} - (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (I.48)$$

Avec :

$$\begin{aligned} (\omega_s - \omega) &= \omega_r ; & \omega_s &= \frac{d\theta_s}{dt} ; \\ \omega_r &= \frac{d\theta_r}{dt} ; & (\omega_s - \omega) &= \frac{d\theta}{dt} = P\Omega \end{aligned}$$

I.12.5. Equations magnétiques

L'application de la transformation de Park sur l'équation (I.3) donne : [5, 13]

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \Phi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (I.49)$$

$$\begin{cases} \Phi_{md} = M(I_{sd} + I_{rd}) \\ \Phi_{mq} = M(I_{sq} + I_{rq}) \end{cases} \quad (I.50)$$

Le nombre des paramètres électromagnétiques est réduit, tel que :

$L_s = l_s - M_s$: Inductance cyclique statorique ;

$L_r = l_r - M_r$: Inductance cyclique rotorique ;

M : Inductance mutuelle cyclique entre rotor stator.

I.12.6. Equation mécanique

Nous reprenant ci-dessous l'équation du couple électromagnétique dans le plan (d, q), issue de modèle idéalisé de la machine asynchrone.

$$P_m = C_{em} \Omega = \omega_s (\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}) \quad (I.51)$$

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (I.52)$$

Avec :

$$\omega = P\Omega$$

I.12.7. Expressions de la puissance et du couple électromagnétique

I.12.7.1. La puissance mécanique

$$P_m = V_{sa} i_{sa} + V_{sb} i_{sb} + V_{sc} i_{sc} = V_{sd} i_{sd} + V_{sq} i_{sq} \quad (I.53)$$

$$P_m = \left[r_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \Phi_{sd} \right] i_{sd} + \left[r_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \Phi_{sq} \right] i_{sq}$$

$$P_m = \underbrace{\left\{ r_s i_{sd}^2 + r_s i_{sq}^2 \right\}}_1 + \underbrace{\left\{ \frac{d}{dt} \Phi_{sd} i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} i_{sq} \right\}}_2 + \underbrace{\left\{ \omega_s (\Phi_{sq} i_{sd} - \Phi_{sd} i_{sq}) \right\}}_3$$

1 : Représente les pertes par effet joules ;

2 : Représente la puissance électromagnétique;

3 : Représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique.

I.12.7.2. Couple électromagnétique [9, 10].

On a :

$$C_{em} = P \left[\Phi_{ds} i_{qs} - \Phi_{qs} i_{ds} \right] \quad (I.54)$$

Conclusion

Dans cette partie, une présentation des moteurs asynchrones a été faite, commençant par les éléments de construction, bilan de puissance ainsi que les différentes caractéristiques de fonctionnement.

On a aussi donné les procédures de son calcul ainsi que les différentes méthodes de conception précisément l'approche analytique. Cette dernière méthode de dimensionnement des moteurs asynchrones est une approche géométrique basée sur le principe de LIWSCHITZ. En vue de simuler la machine conçue, la procédure de modélisation est l'objet du dernier.

Partie II

***Exploitation des
Résultats de
Conception***

Introduction

La conception des machines électriques est en pleine évolution, la rude concurrence entre les entreprises a accéléré le développement de leurs produits. Actuellement pour qu'un produit soit vendable avec succès sur le marché, il faut continuellement réduire les coûts, augmenter les performances et diminuer les temps de conception et de fabrication pour sortir un produit le plus rapidement possible. C'est à ces ensembles de contraintes que les ingénieurs et les chercheurs doivent faire face dans le domaine des machines électriques, d'énormes progrès ont été réalisés, ils se traduisent par une qualité et une quantité de services rendus importantes dans un encombrement réduit, cependant la montée en puissance de nouveaux matériaux, l'électronique de puissance et la commande en temps réel laisse une marge considérable pour l'amélioration de ces machines. Cela est rendu possible grâce à la croissance du savoir sur les phénomènes physiques existant dans les machines électriques ainsi qu'aux progrès réalisés dans la démarche de conception instrumentalisée de plus en plus, [1].

Dans cette deuxième partie, on présentera les résultats d'un programme de conception pour tirer les performances d'une machine asynchrone de 5kW de puissance à encoches rotorique ouvertes suivie d'une analyse statique et dynamique. La commande de cette machine est l'objet du dernier point où on visualise ses performances en régime variationnelle.

II. Exploitation des résultats de conception

En exploitant les résultats déduits à partir du programme de conception, et faisant appelle à un autre programme qui nous permet de tracer les différentes caractéristiques de la machine étudiée, [3]

***** DONNEES DU CAHIER DES CHARGES *****

Puissance Utile (W)	Pu	...	5000
Tension Simple de Phase (V)	V1	...	380
Nombre de Phases de la Machine m1	m1	...	3
Fréquence Alimentation (Hz)	fs	...	50
Nombre de Paires de Pôles	p	...	2
Vitesse du Champ Tournant (trs/s)	ns	...	25.0
Rendement Estime	Eta	...	0.870
Facteur de Puissance Estime	Cosfie	...	0.870
Puissance Absorbée par la Machine (W)	Pabs	...	5747.1
Courant de Phase de la Machine (A)	I1	...	5.795

***** DETERMINATION PARAMETRES SCHEMA EQUIVALENT *****

Inductance de Fuite Stator (H)	lsf1	...	0.01627
Induct.Fuite Rotor Ramenée au Stator(H)	lfr21	...	0.01103
Puissance Réactive a vide (VAR)	Q0	...	2452.0
Inductance Propre Phase du Stator (H)	Ls1	...	0.56233
Inductance Mutuelle Stator - Rotor (H)	M	...	0.54606
Induct.Propre Rot. Ramenée au Stator (H)	Lr21	...	0.55709
Resistance Phase Enroul.Stator(Ohm)	Rph1m	...	2.459
Resist. Rotor Ramenée au Stator(Ohm)	Rr21	...	3.04848

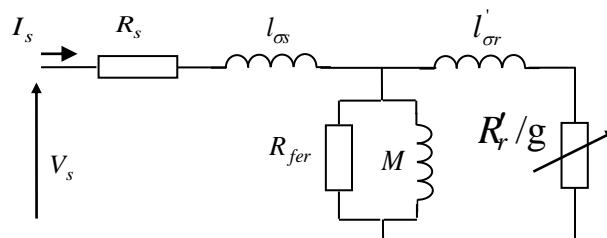


Figure II-1 : Schéma équivalent d'un moteur asynchrone.

II.1. Analyse statique

Dans cette partie du travail on essaie de tracer en fonction de glissement les différentes caractéristiques de notre machine conçue M2 en bleu et les comparer avec la machine référentiel c-a-d machine a encoches rotoriques fermée M1 en rouge

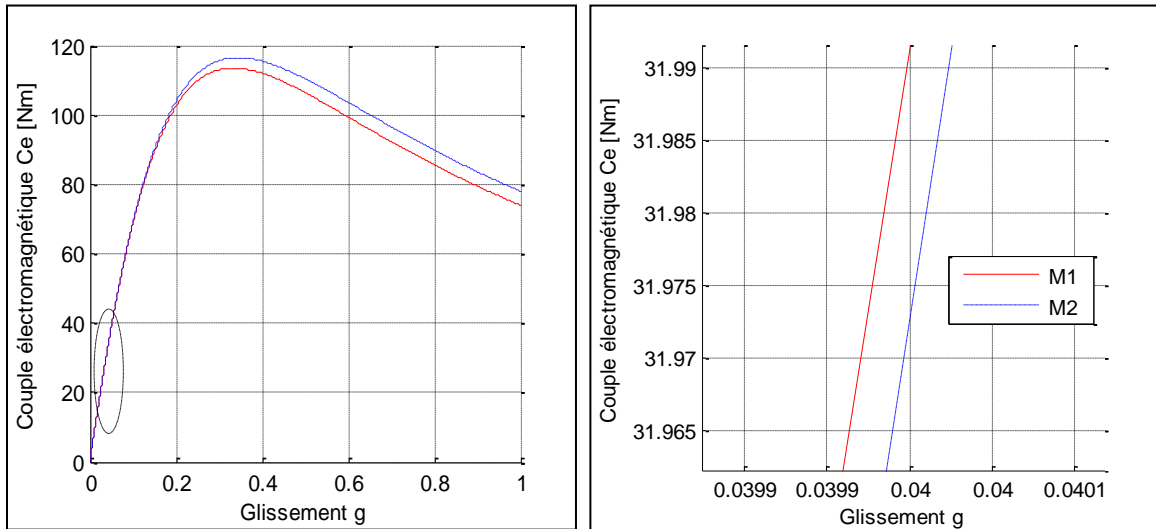


Figure II-2 : Couple électromagnétique C_e [Nm] _____(zoom).

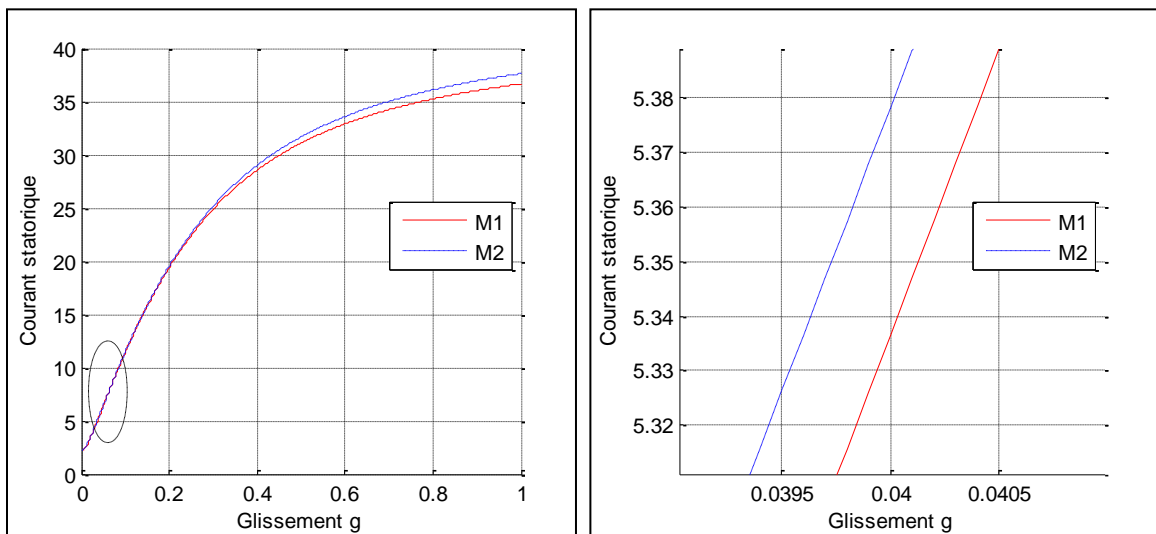


Figure II-3 : Courant statorique I_1 [A] _____(zoom).

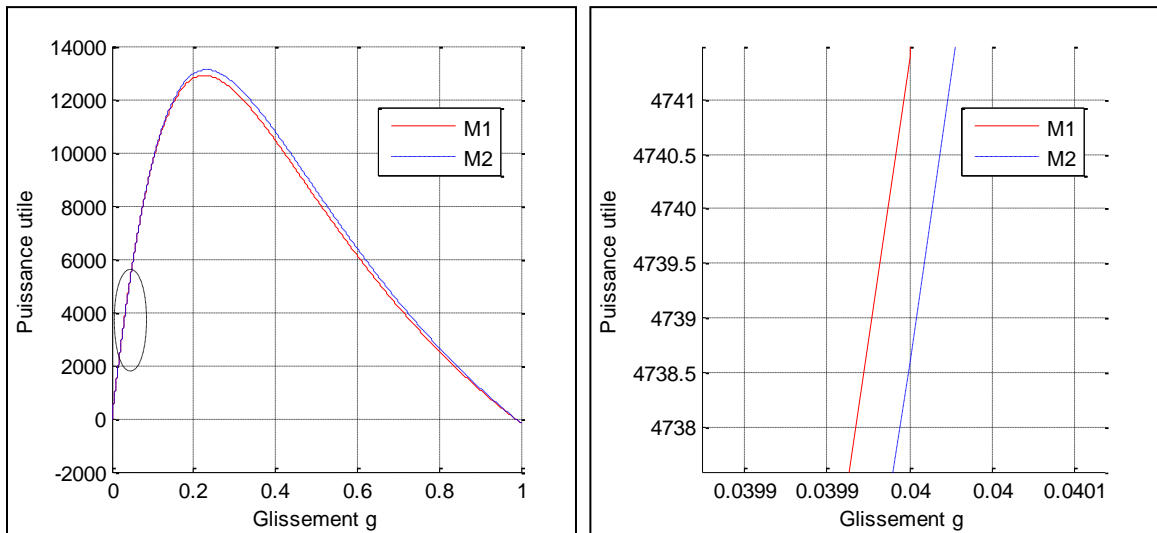


Figure II-4 : Puissance utile $P_u[W]$ (zoom).

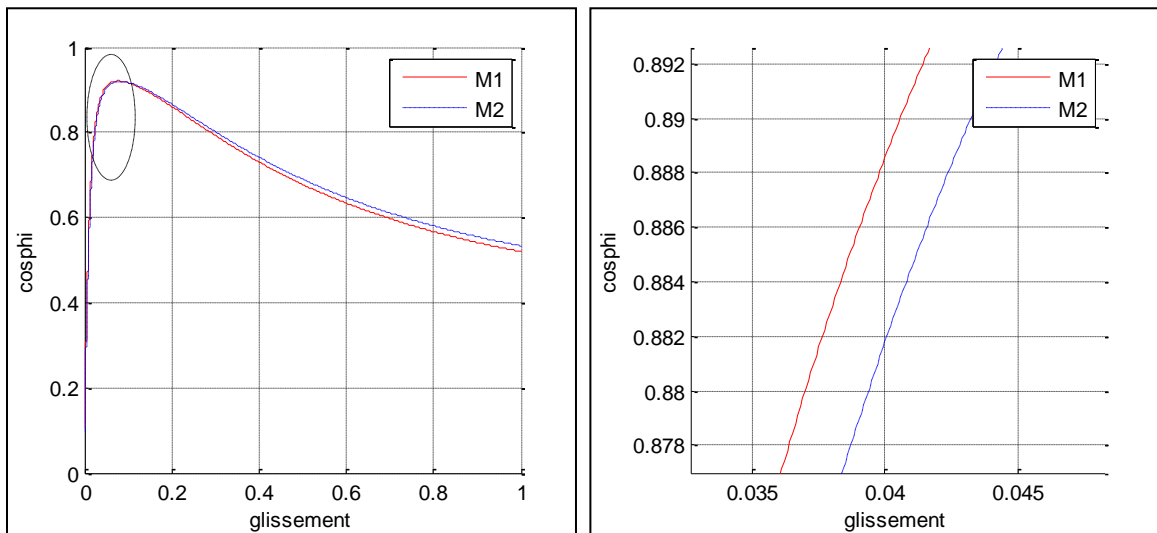


Figure II-5 : Facteur de puissance $\cos\phi_i$ (zoom).

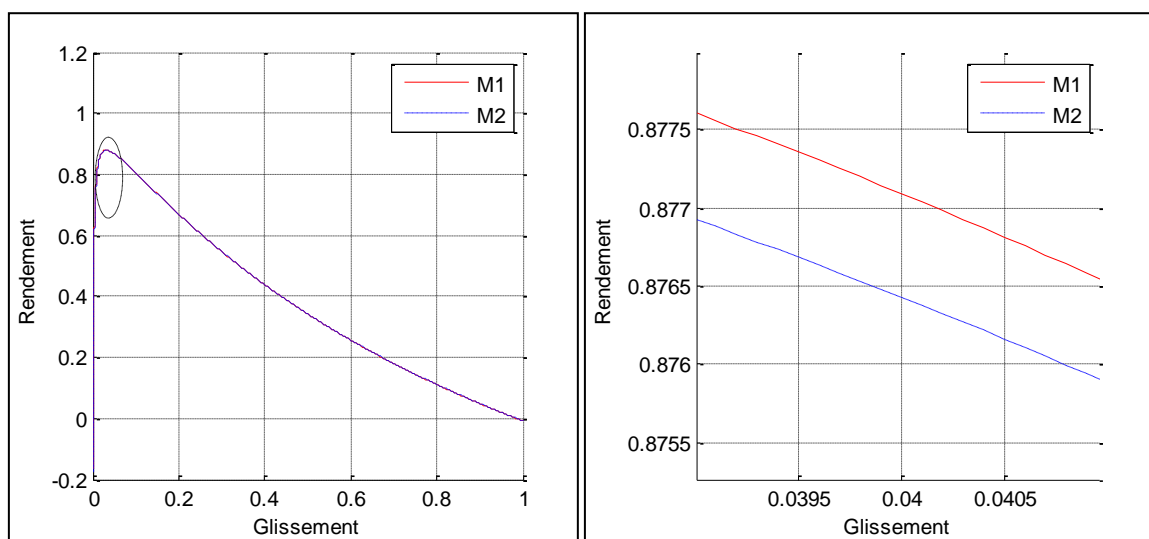


Figure II-6 : Rendement (zoom).

II.2. Analyse dynamique

L'étude de l'évolution des courants et de la vitesse en régime dynamique de la machine asynchrone par simulation est un moyen très efficace pour la validation des résultats.

La simulation permettra d'étudier l'influence de chaque paramètre et de calculer les grandeurs qui ne sont pas directement accessibles à la mesure (i.e. les courants rotoriques dans le cas de la cage).

Utilisant les résultats du programme de conception et d'identification géométrique on va vérifier par utilisation des blocs Simulink du logiciel **MATLAB** de la **Figures II-7** le couple de démarrage, le couple maximal, le courant maximal et le couple nominal (charge nominale), [3]. Les **Figures II-8** à **Figures II-22** représentent des variations du courant statorique et rotorique $I_s = f(t)$, $I_r = f(t)$, la vitesse $\omega_r = f(t)$ et encore le couple électromagnétique $C_e = f(t)$ pour les différents tests.

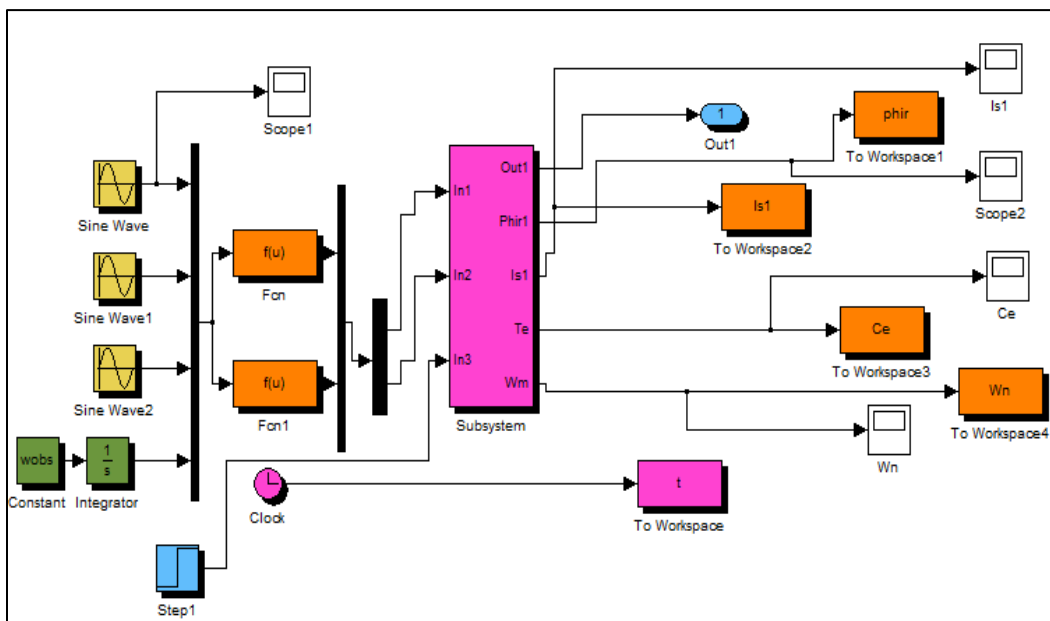


Figure II-7 : Schéma bloc de l'essai en boucle ouverte.

II.2.1.1. Test 1 : (régime nominal)

On appliquera à la machine un couple nominal $C_n = 33.15 \text{ N/m}$

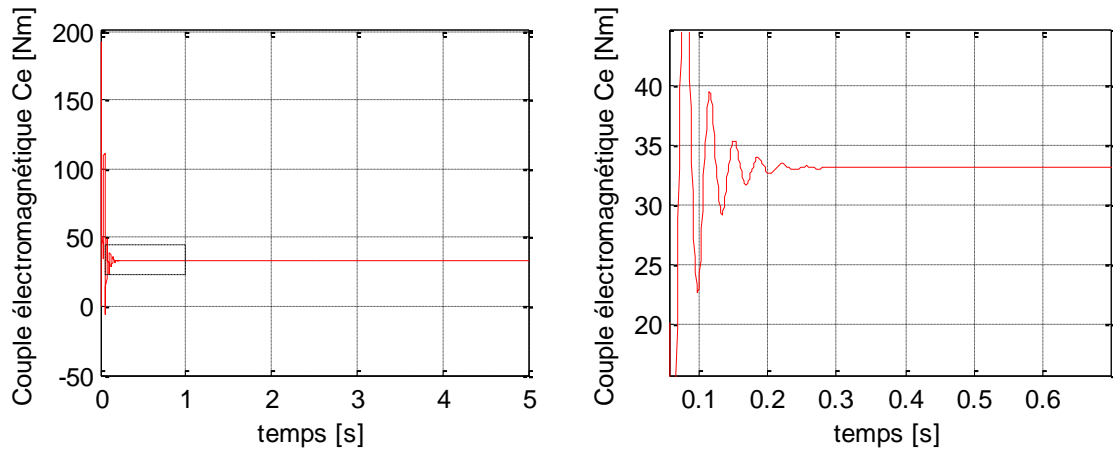


Figure II-8 : Couple électromagnétique C_e [Nm]____(zoom).

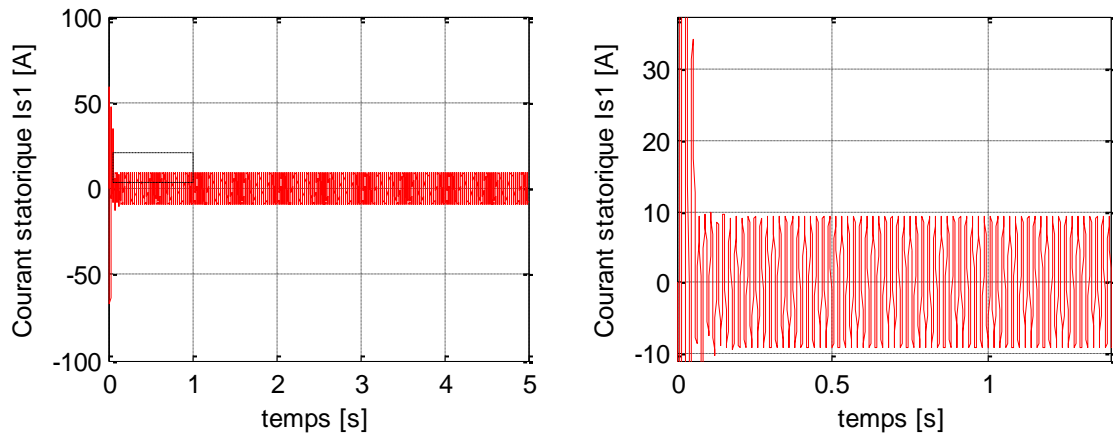


Figure II-9 : courant statorique I_{s1} [A]____(zoom).

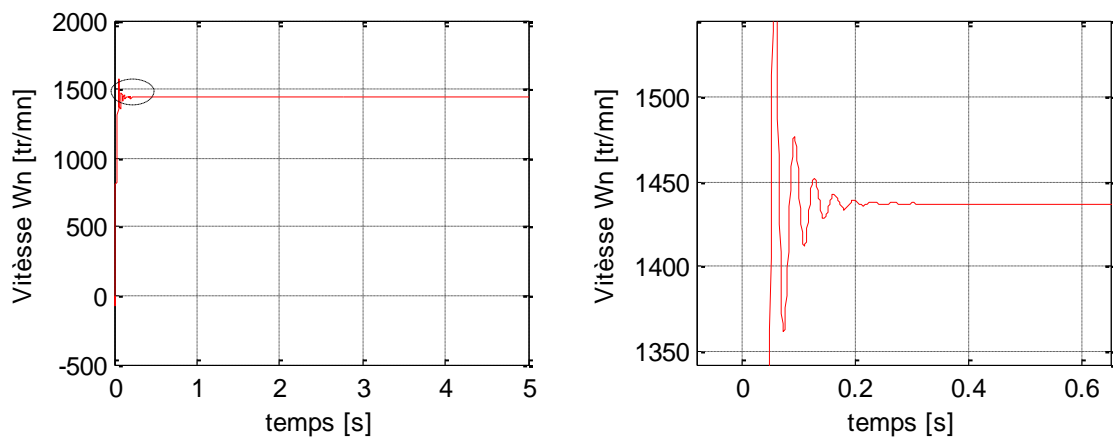


Figure II-10 : Vitesse W_n [tr/mn]____(zoom).

II.2.1.2. Test 2 : (régime de démarrage)

On augmentant le couple de démarrage C_d pour déduire le couple de décrochage.

" $C = C_d = 77.85 \text{ N/m}$ (couple de démarrage) ".

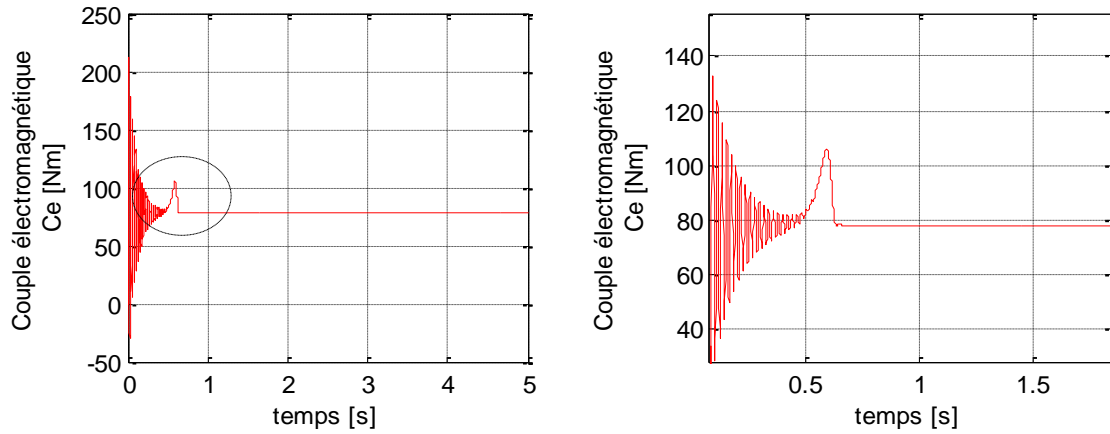


Figure II-11 : couple électromagnétique C_e [Nm] ____ (zoom).

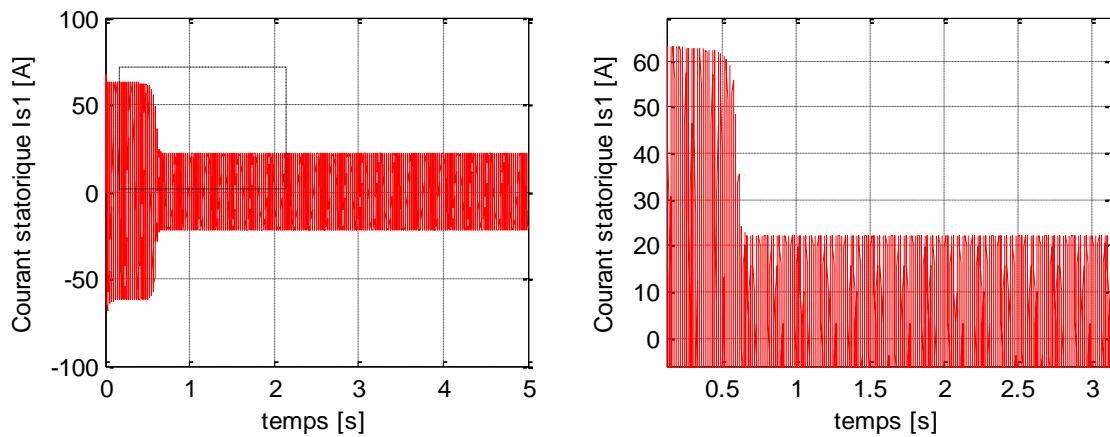


Figure II-12 : courant statorique I_{s1} [A]____ (zoom).

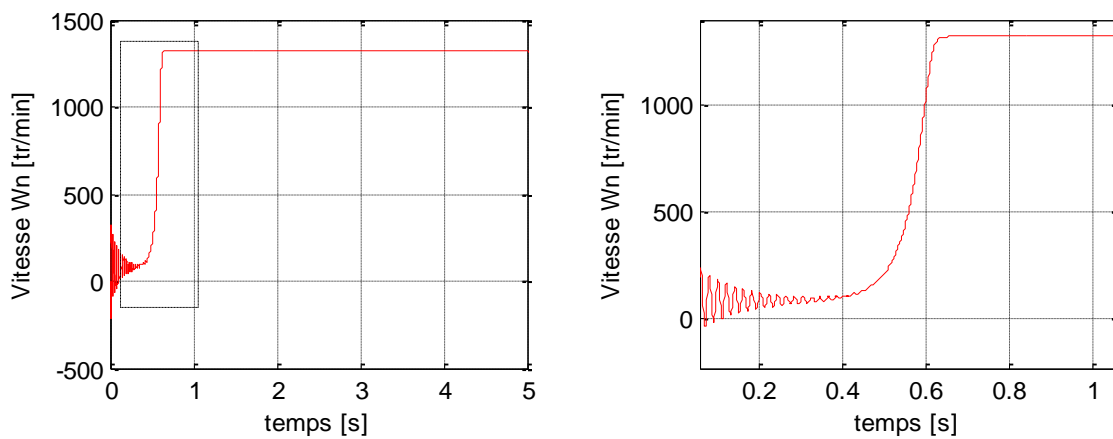


Figure II-13 : Vitesse W_n [tr/mn]____ (zoom).

II.2.1.3. Test 3 : (pleine charge)

A $t=3$ s on appliquera à la machine un couple maximal : $C=C_m=114.3$ N/m (couple max)

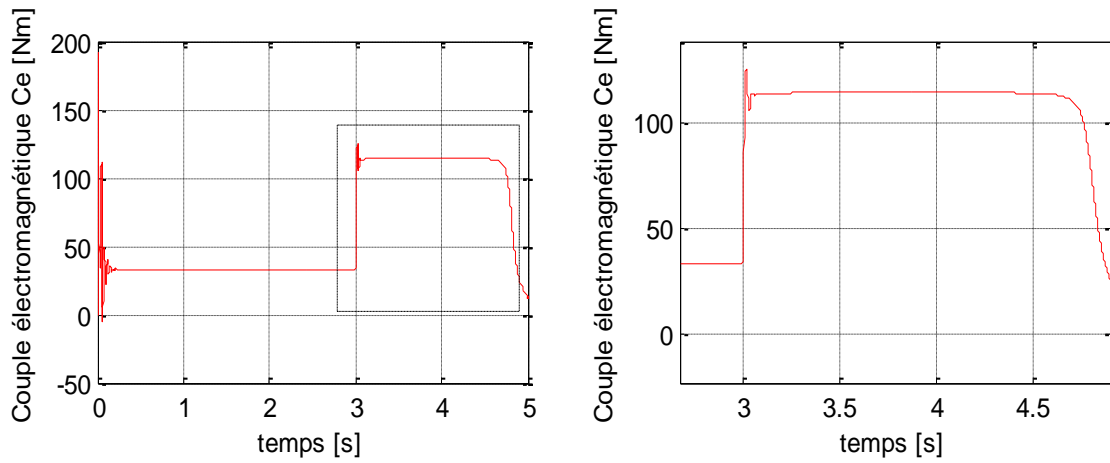


Figure II-14 : Couple électromagnétique C_e [Nm] .

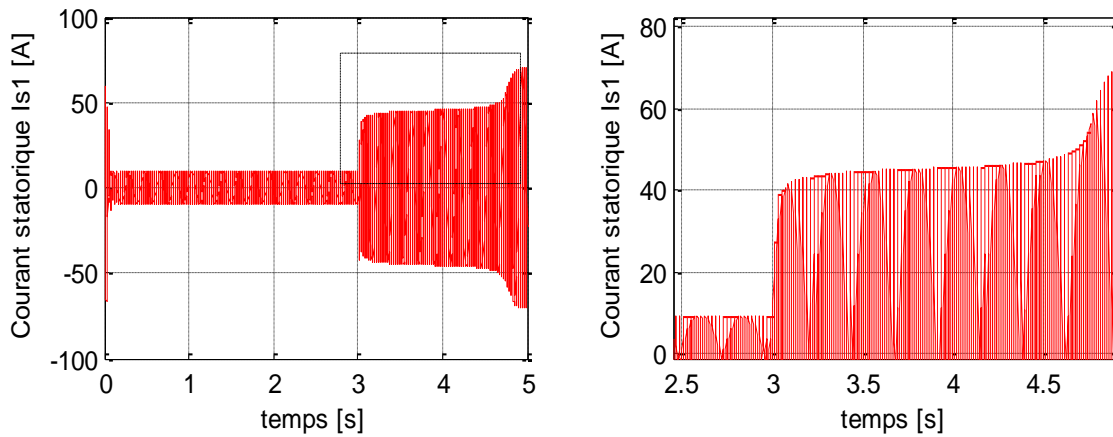


Figure II-15 : courant statorique I_{s1} [A].

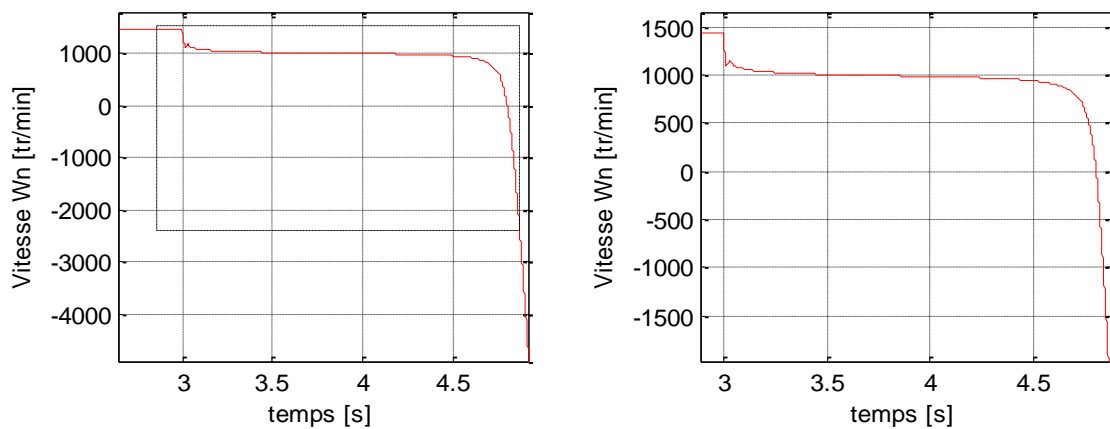


Figure II-16 : Vitesse W_n [tr/mn].

II.2.2. Comparaison des résultats en boucle ouvert

2.2.1. Test 4 : (régime nominale)

$C = C_n = 33.15 \text{ N/m}$ (couple nominale)

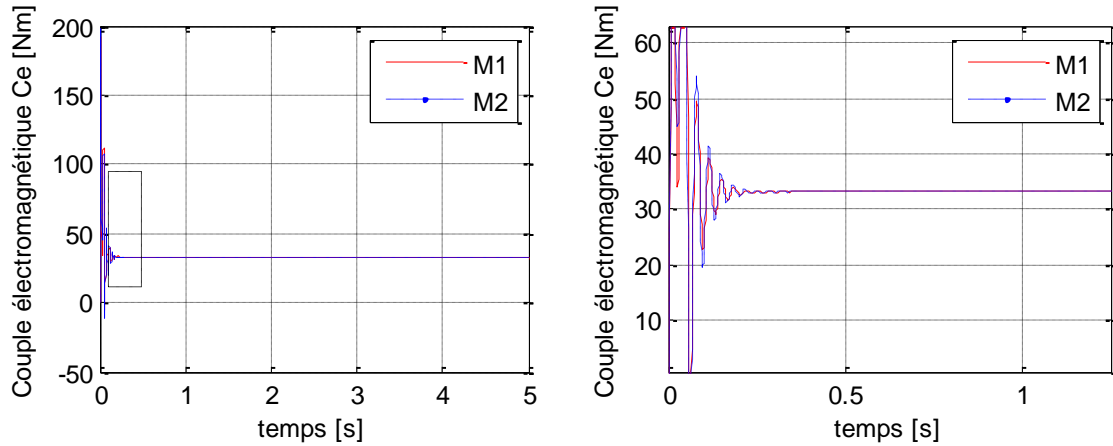


Figure II-17 : Couple électromagnétique C_e [Nm] ____ (zoom).

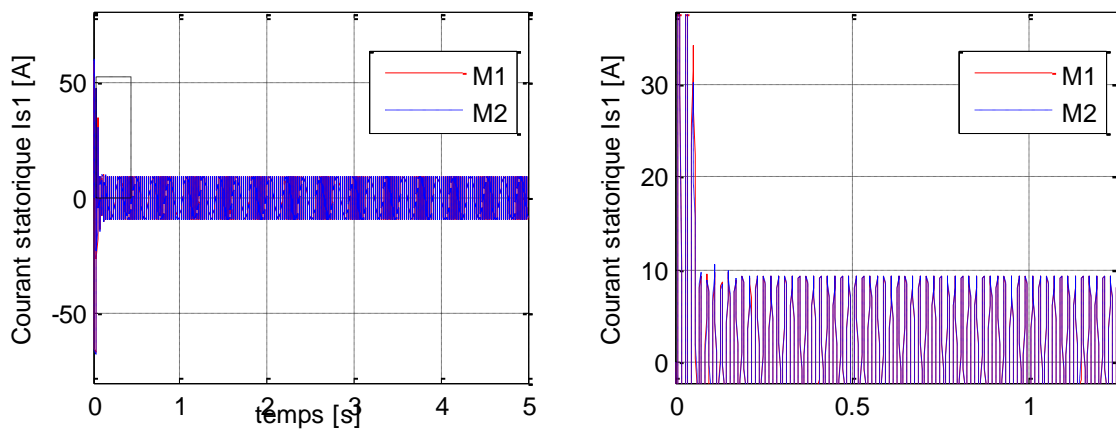


Figure II-18 : Courant statorique I_{s1} [A]____(zoom)

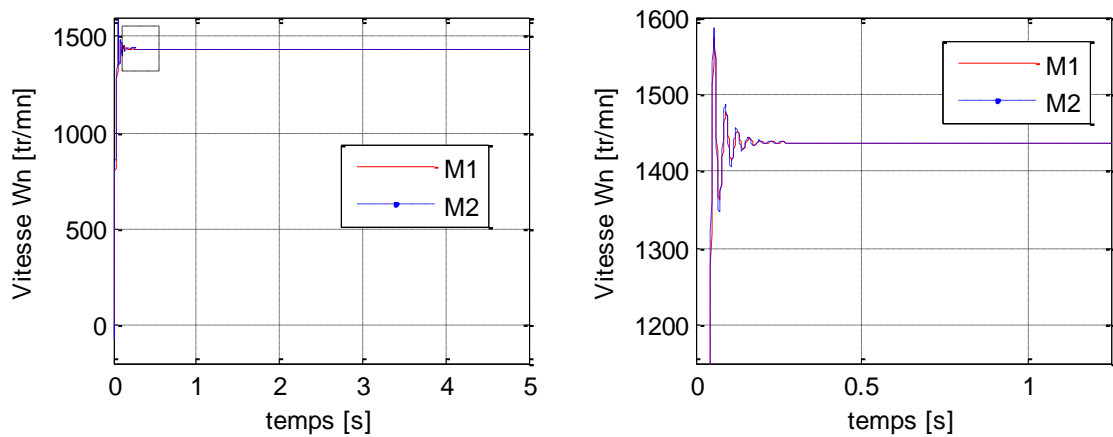


Figure II-19 : Vitesse W_n [tr/mn]____ (zoom)

II.2.2.2. Test 5 : (régime de démarrage)

$C = Cd = 77.85$ N/m (couple de démarrage)

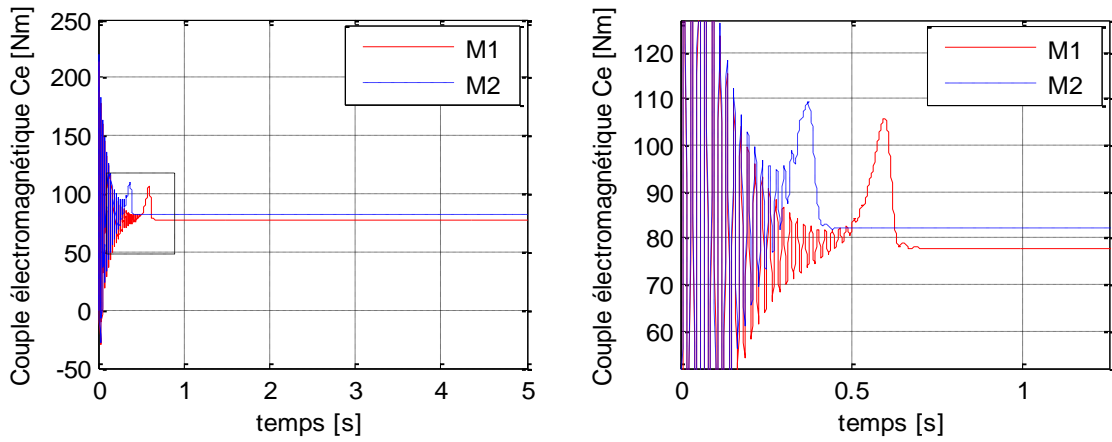


Figure II-20 : Couple électromagnétique Ce [Nm]___ (zoom).

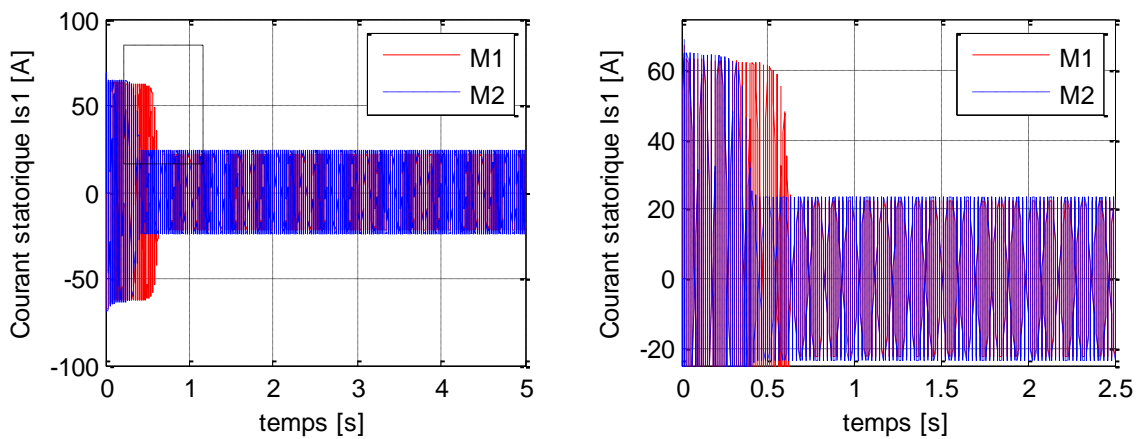


Figure II-21 : Courant statorique Is1 [A]___(zoom).

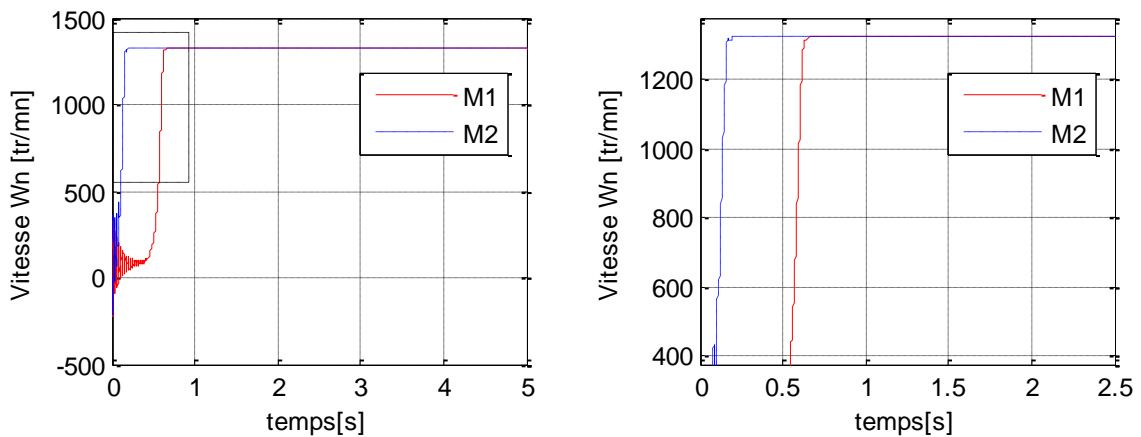


Figure II-22 : Vitesse Wn [tr/mn]___ (zoom).

II.2.2.3. Test 6 : (pleine charge)

$C = C_m = 114.3 \text{ N/m}$ (couple max)

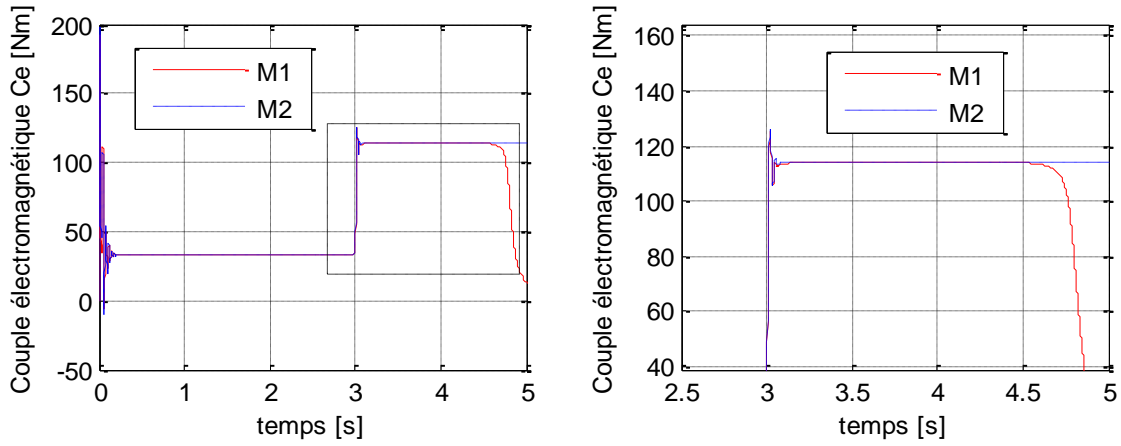


Figure II-23 : Couple électromagnétique Ce [Nm] ____ (zoom).

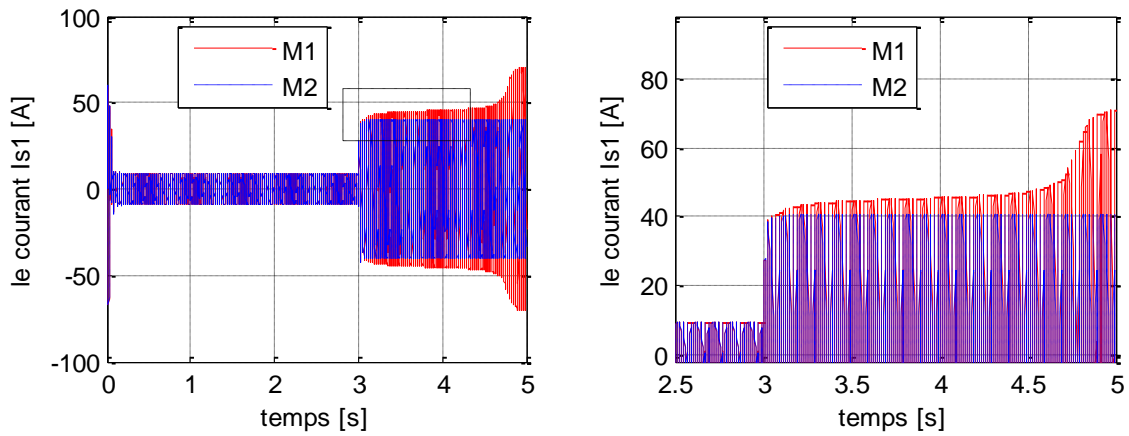


Figure II-24 : Courant statorique Is1 [A]____(zoom).

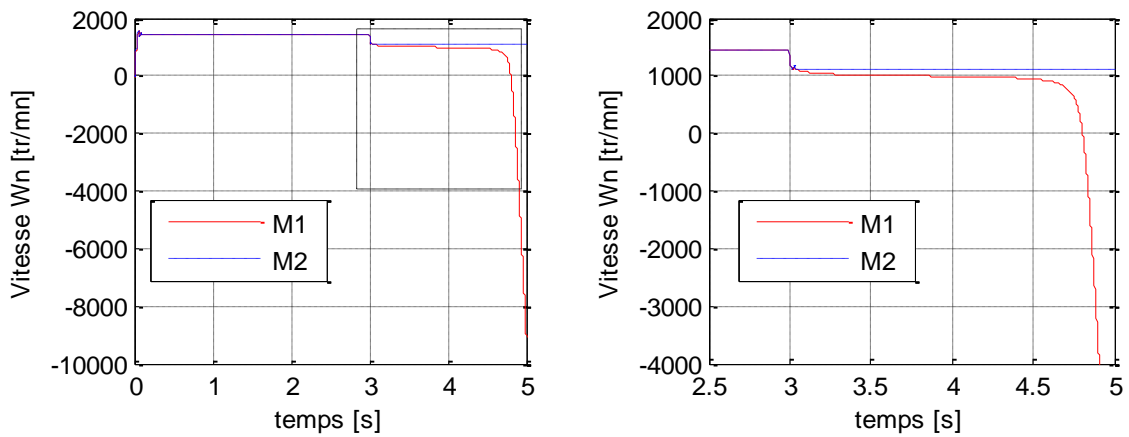


Figure II-25 : Vitesse Wn [tr/mn]____ (zoom).

II.2.3. Interprétation des résultats

D'après les résultats des deux méthodes essais de la machine étudiée, on remarque que :

- Pour les résultats de l'analyse statique on est intéressé par le point de fonctionnement nominale, veut dire que lorsque $g = 0.04$, On peut remarquer qu'il y a une dégradation du rendement de la machine étudiée M2 par rapport à la machine M1
- Pour les résultats de l'analyse dynamique on remarque qu'il y a une grande amélioration des performances de la machine étudiée, ils sont plus remarquables surtout dans les tests n : 2,3 et on peut les résumer dans les points suivants :
 - Temps de réponse de M2 moins que M1, il apparait à travers le couple développé par les deux machines et le temps d'arriver à la vitesse maximale c.-à-d que le régime transitoire de M2 est moins que M1 ;
 - l'Appel du courant au moment du démarrage et pendant la marche en charge de M2 est moins que M1 et cela veut dire que :
 - ✓ Moins d'échauffements ;
 - ✓ Moins de consommation de l'énergie électrique ;
 - ✓ Longue durée de vie du bobinage.
 - Pendant l'application de la même valeur du couple max sur les deux types de machines on peut remarquer que M2 est capable d'entraîner cette charge par contre la machine M1

II.3. Application d'une commande sur la machine conçue

Dans la phase post-conception, comme choix on appliquera la commande scalaire sur notre machine

II.3.1. Introduction

La commande scalaire, permet de contrôler le couple en régime permanent avec le maintien du flux dans la machine à une valeur fixe. Ce type de contrôle convient surtout à des performances moyennes de fonctionnement de la machine asynchrone.

Cette commande est ce, notwithstanding ses inconvénients vis-à-vis ses performances, beaucoup utilisé dans l'industrie car elle est favorisée par sa simplicité et son coût plutôt bon marché. Mais néanmoins il existe dans la littérature des travaux qui visent à son amélioration en utilisant des techniques modernes tel que l'optimisation des régulateurs par logique floue, ou par l'adjonction d'algorithmes stabilisant, tout en restant simples à mettre en œuvre.

II.3.2. Principe de la commande scalaire

Le schéma de la **figure II-26** représente la structure du réglage de vitesse avec la commande scalaire avec contrôle indirecte du flux rotorique et de la pulsation rotorique d'une MAS alimentée par un onduleur de tension.

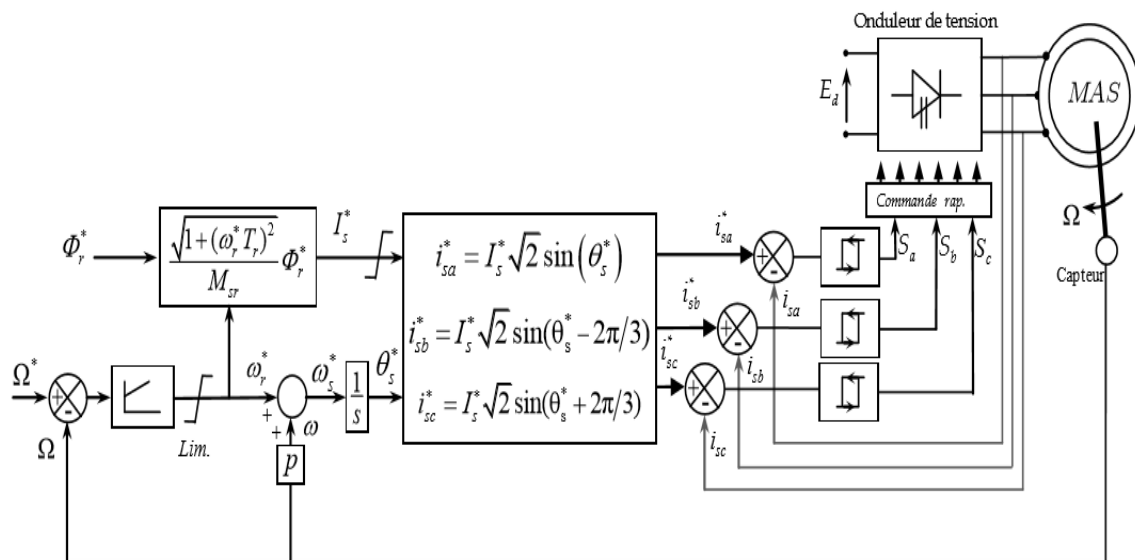


Figure II-26 : Principe de la commande scalaire.

- L'imposition des courants triphasés " i_{sabc} " par contrôleurs à hystérésis en développant directement l'ordre de commutation des interrupteurs " $S_{a,b,c}$ ".

- Le la valeur efficace du courant I_s^* est imposée en fonction W_r^* pour que la valeur efficace du flux rotorique soit $\varphi_r = \varphi_r^*$ suivant la loi :

$$\varphi_r = \frac{M_{sr}}{\sqrt{1 + (W_r T_r)^2}} I_s \quad (II.1)$$

- Le régulateur de vitesse peut être dimensionné par utilisation des relations suivantes :
La F.T. donnant la vitesse en fonction du couple est définie par l'équation mécanique comme suit :

$$\Omega = \frac{1}{J_s + F} (C_{em} - C_r) \quad (II.2)$$

La relation entre la pulsation rotorique comme étant la sortie du régulateur de vitesse et le couple Électromagnétique est donnée par :

$$C_{em} = \frac{3P}{R_r} \varphi_r^2 W_r \quad (II.3)$$

Si un régulateur IP est choisi pour le réglage de vitesse, le schéma fonctionnel peut être simplifiée suivant le schéma de la **figure 23**.

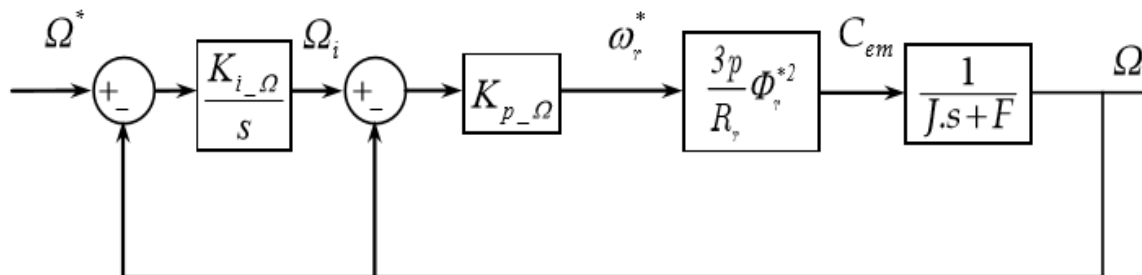


Figure II-27 : Réglage de vitesse.

II.3.3. Schéma bloc

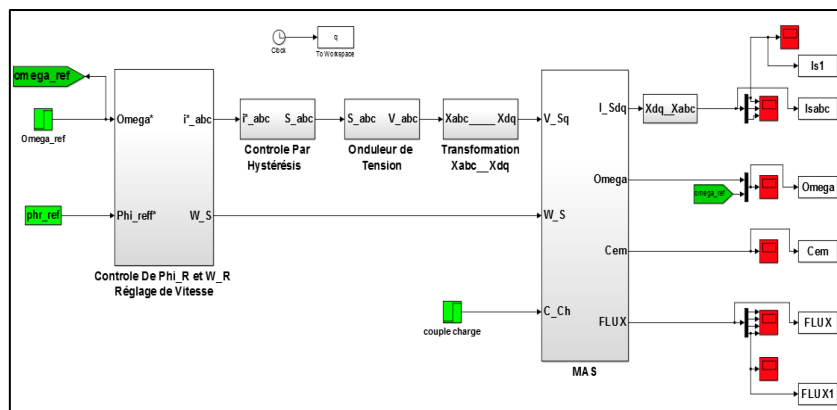


Figure II-28: Simulation du réglage de vitesse associé à la commande scalaire indirect avec control du flux rotorique d'une MAS alimenté en tension.

II.3.4. Programme des paramètres de la machine et de la commande :

Les paramètres de simulation utilisés sont résumés comme suit :

```

Msr = M ; % inductance mutuelle en [H]
Pn = 5000 ; % puissance nominale en [W]
Isn = 5.7946 ; % courant nominal en [A]
Rs = Rph1m ; % resistance statorique en [ohm]
Rr = Rr21 ; % resistance rotorique en [ohm]
Ls =Ls1 ; % inductance cyclique statorique en [H]
Lr =Lr21 ; % inductance cyclique rotorique en [H]
J = 0.017 ; % moment d'inertie en [Kg/m2]
F = 0.0001 ; % coefficient de frottement [Nm/rad/s]
Vsn = 380 ; % tension nominale en [V]
Nn = 1440 ; % vitesse nominale en [tr/min]
Fsn = 50 ; % frequence nominale en [Hz]
P = 2 ; % nombre de paire de "poles"
Sigma = 1-Msr^2/(Ls*Lr); % coefficient de dispersion 'blondel'
Ts = Ls/Rs ; % la "cte" de temps statorique [s]
Tr = Lr/Rr ; % la "cte" de temps rotorique [s]
Nsn = Fsn*60/P;
Cn = Pn/(Nn*2*pi/60);
gn = (Nsn-Nn)/Nsn;
Ws = 2*pi*Fsn;
m = Msr/Ls;
Cmax = (3*P*Vsn^2)/(Rs+sqrt(Rs^2+(Ws*Sigma*Lr/m^2)^2));
gmax = (Rr/m^2)/sqrt(Rs^2+(Ws*Sigma*Lr/m^2)^2);
omegan = Nn*pi/30; Wrn = gn*Ws;
phi_reff_n = (Isn*Msr)/sqrt(1+(Wrn*Tr)^2); % Valeur efficace du Flux rotorique nominale
Wrmax_n = gmax*Ws; % Pulsation rotorique 'Max'
phr_ref = phi_reff_n ; % Flux rotorique de référence
delta_I = Isn; % Variation de courant pour les Régulateurs à Hystérésis
E = 624; % Tension continue de l'onduleur
Kcem = (3*P*phr_ref^2)/Rr qsi = 1.5; wn = 53;
Kp_wcs = (2*qsi*wn*J-F)/Kcem ; Ki_wcs = (wn^2*J)/(Kp_wcs*Kcem) ;

```

II.3.5. Résultats

Après l'application d'une commande scalaire indirecte on obtient les résultats suivants :

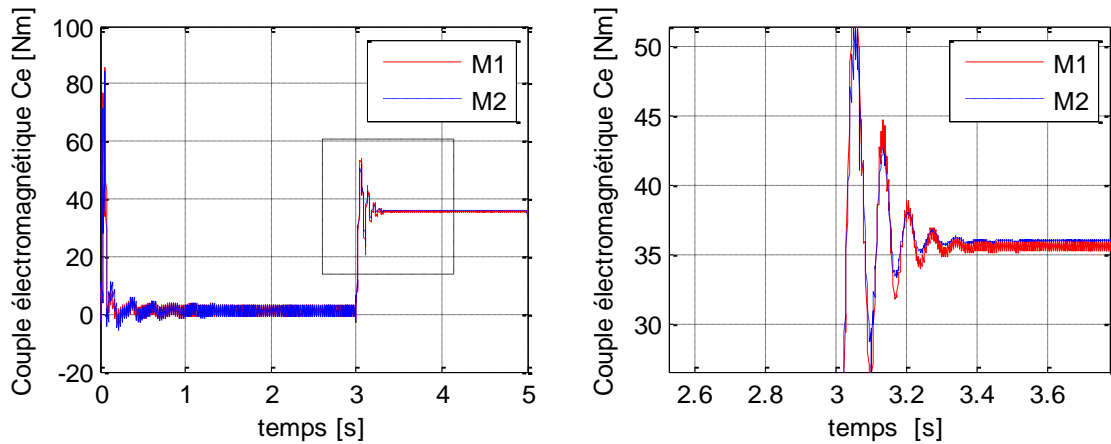


Figure II-29 : Couple électromagnétique C_e [Nm]___ (zoom).

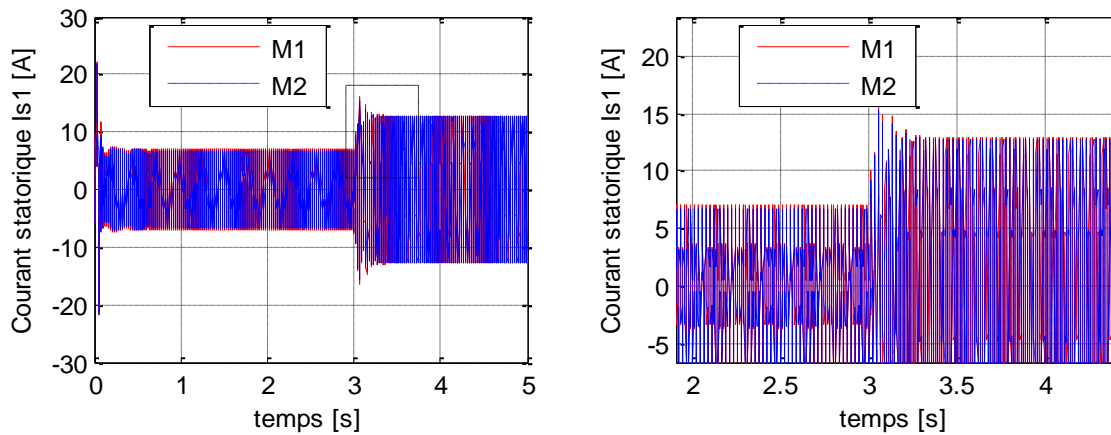


Figure II-30 : Courant statorique I_{s1} [A] ___(zoom).

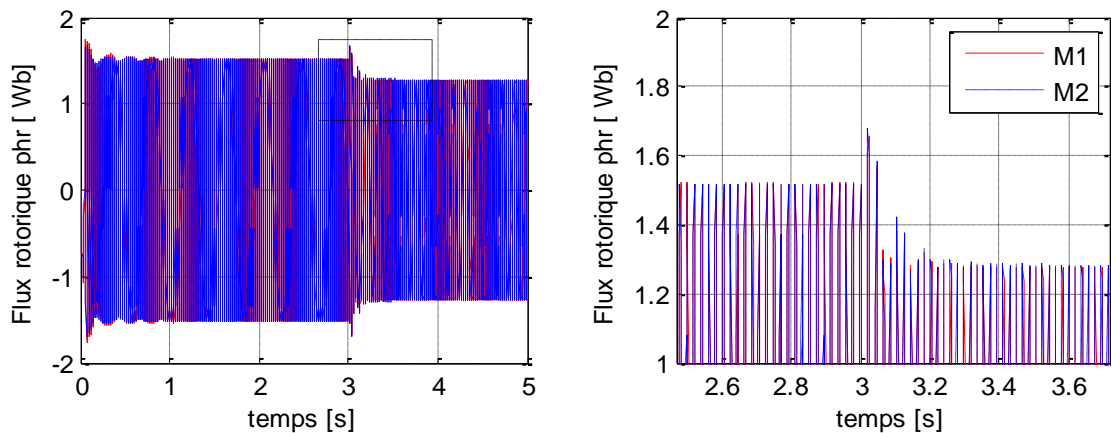


Figure II-31 : Flux rotorique[Wb].

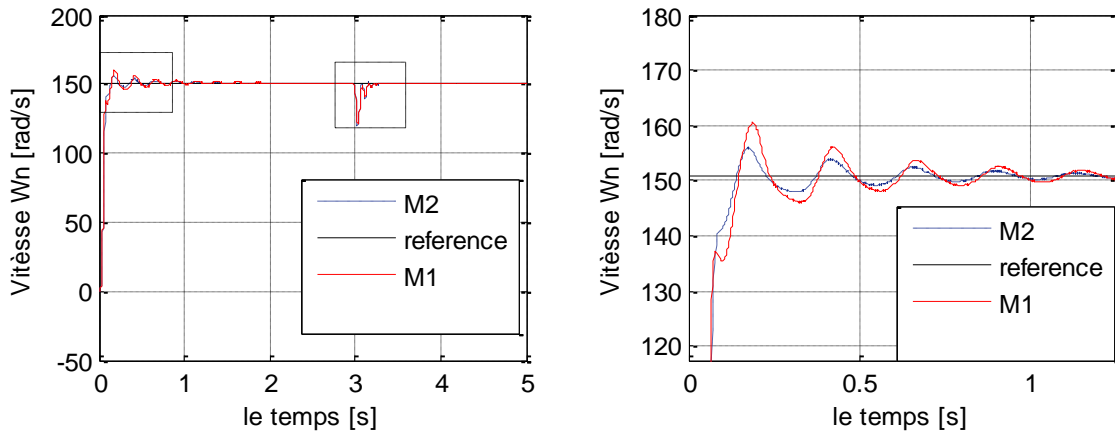


Figure II-32 : Vitesse W_n [rad/s] avec zoom au moment de démarrage.

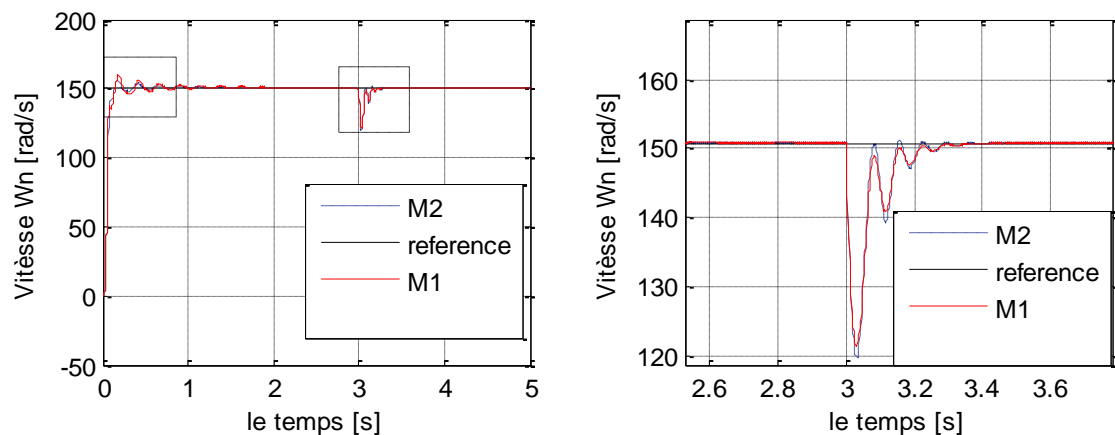


Figure II-33 : Vitesse W_n [rad/s] pendant l'application de la charge.

II.3.6. Interprétation

➤ Caractéristique du couple électromagnétique C_e :

La courbe du couple électromagnétique présente au premier instant de démarrage une pulsation très importante ; après 0.1s le couple tend vers zéro.

A l'instant $t = 3s$ on appliquera à l'arbres des deux machines asynchrone un couple résistant ($C_r = 33.15Nm$). Nous constatons que le couple électromagnétique rejoint après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant appliqué.

➤ Caractéristique du courant statorique I_{s1} :

Le courant statorique présente des oscillations importantes au début, avec une amplitude maximale de 23 A jusqu'à 0.1s. Après ce temps l'amplitude de ces oscillations est diminuée jusqu'à 7 A. De même à l'instant $t = 3s$ on appliquera à l'arbre de la machine asynchrone un couple résistant ($C_r = 33.15Nm$), on remarque que le courant statorique suit la charge appliquée à l'arbre du moteur.

➤ **Caractéristique du flux Φ_{ir} :**

Au début de démarrage du moteur on remarque que le flux est fort (le flux est sinusoïdal). A $t = 3s$ on appliquera un couple résistant de $33.15Nm$, on remarque que le flux est diminué.

➤ **Caractéristique du vitesse ω_n :**

On remarque au début de cette courbe de vitesse, le temps de réponse est grand. Prend une durée de $0.2s$ avant de rentrer en régime permanent et se stabilise à 157 rad/s .

Le moment qu'on appliquera un couple de 33.15 Nm à $t = 3s$ la vitesse diminue à 120 rad/s avant qu'elle remonte à $t = 3.2s$ au 157 rad/s (vitesse de référence).

Conclusion

A la fin de cette partie du travail on peut dire que l'analyse statique et dynamique des résultats nous a permis de découvrir la différence entre la machine à encoches rotoriques ouvertes et la machine à encoches rotoriques fermées au niveau de la rigidité, l'appel du courant, la rapidité d'arrivée au vitesse maximale (temps de réponse) ...etc.

On peut dire aussi que la machine à encoches rotoriques ouvertes suit la référence lors de l'application d'une commande mieux que la machine à encoches rotoriques fermées, donc elle est plus précise et plus fiable.

*Conclusion
générale*

CONCLUSION GENERALE

Dans ce mémoire, on s'est intéressé au calcul et à la CAO des machines électriques et plus particulièrement la machine à encoches rotoriques ouvertes. Sachant que, lorsqu'on veut construire une machine électrique, on ne doit pas seulement tenir compte de ses propriétés électromagnétiques, mais faire en sorte qu'elle soit la plus performante possible. Le dimensionnement doit satisfaire avant tout les lois de la physique en particulier magnétiques, électriques et mécaniques, d'autres parts il doit en même temps répondre aux exigences du cahier de charge tel que la capacité de surcharge, le facteur de puissance et les conditions de démarrage. En effet, nous avons associé deux approches de calcul et d'analyse des machines. La première usuelle nous permet d'obtenir une machine faisable et la seconde se chargera de son optimisation. Cette méthode est appliquée dans le cas de la machine asynchrone dans ses deux versions rotors à cage ouverte et fermée.

On outre, nous avons proposé une augmentation de l'ouverture d'encoches rotoriques ce qui a abouti comme premiers résultats à l'amélioration du temps de réponse, la minimisation d'appel du courant et la robustesse de la machine. Par ailleurs le dimensionnement électromagnétique ne sufi pas toujours a validé un dispositif destiné à la fabrication industriel. Car différents paramètres doivent être pris en compte lors des simulations, comme par exemple les contraintes mécaniques et thermiques, ces paramètres son évalué grâce a des modèles de calcul couplées qui parviennent a donné des résultats très satisfaisants. Ce dernier point est l'objet de perspective éventuelle de ce sujet.

Bibliographie

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **R. REDJEM**, “Calcul et Conception Assistée par Ordinateur des Machines Electriques”, Mémoire de magister en Electrotechnique, Université Mentouri Constantine, 2006.
- [2] **M. BENSMACHINE, T. MEBAREK**, “Dimensionnement et Simulation d’un Moteur Asynchrone à Cage d’Ecureuil”, Mémoire master académique, Université Kasdi Merbah Ouargla, 2016.
- [3] **L.LASNE**, “Exercices et Problèmes d’Electrotechniques”, Tome I, Editions Dunod, Paris, 2005.
- [4] **S. CHEKROUN**, “ Conception des Convertisseurs Electromagnétiques”, Cours en ligne, Université de M’sila.
- [5] **M. LIWSCHITZ**, “Calcul des Machines Electriques”, Tome I, Editions SPES, Lausanne, 1967.
- [6] **M.LIWSCHITZ**, “Calcul des Machines Electriques”, Tome II, Editions SPES, Lausanne, 1970.
- [7] **J.CHATELAIN**, “Machines Electriques”, Tome I, Editions Dunod, Paris, 1986.
- [8] **Luc Mutrel**, “Le Moteur Asynchrone. Régimes Statique et Dynamique”, 1999.
- [9] **M. E. H. BENBOUZID**, “Advanced Fault-Tolerant Control of Induction Motor drives for ev/hev Traction Applications: From Conventional to Modern and Intelligent Control Techniques”, IEEE TVT, vol.56, no.2, Mar. 2007.
- [10] **S. CHEKROUN, A.BENOUDJIT et B.ABDELHADI**, “Approche Géométrique pour la Conception Assisté par Ordinateur des Machines a Induction”, Conférence on electrical engineering Batna, Algérie, 2002.
- [11] **F. Rahima, A. Nassima**, “Modélisation et Identification de la Machine Asynchrone”, Mémoire d’ingénieur, Université de sétif, 2000.
- [12] **M.Marty**, “Principe d’électrotechnique”, Tome I, Editions Dunod, Paris, 2005.

- [13] **Ph. LE BRUN**, “ Technologie, choix et Alimentation des Machines Asynchrones”,
Lycée Louis ARMAND 173 Bd de Strasbourg 94736 NOGENT.
- [14] **G. Strutzer, E. Samigiel**, “Modélisation et Commande des Moteurs Triphasés.
Commande vectorielle des moteurs synchrones, Commande numérique par
contrôleurs DSP ”, Ellipses, 2000.

Annexe

RASYRA5kW

***** PROGRAMME DE DIMENSIONNEMENT *****
 ***** MACHINE ASYNCHRONE A ENCOCHES ROTORIQUES OUVERTS *****

***** FICHE DES RESULTATS *****

***** DONNEES DU CAHIER DES CHARGES *****

Puissance Utile (W)	pu	5000
Tension Simple de Phase (V)	V1	380
Nombre de Phases de la Machine m1	m1	3
Fréquence Alimentation (Hz)	fs	50
Nombre de Paires de Pôles	p	2
Vitesse du Champ Tournant (trs/s)	ns	25
Rendement Estime	Eta	0.870
Facteur de Puissance Estime	Cosfie	0.870
Coefficient de Dispersion Estime	Kdisp	0.978
Puissance Absorbée par la Machine (W)	Pabs	5747.1
Courant de Phase de la Machine (A)	I1	5.795
Puissance Interne Apparente (VA)	Si	6460.6
Const.Forme Induction Non Sinusoidale	Kfind	4
Facteur Forme induction dans Entrefer	Kf	1.098
Facteur Forme induction dans Entrefer	Kf	1.096
Coefficient de Recouverture du Pole	Kfnp	0.675
Facteur de Géométrie Estime Machine	Landae1	1.200
Densité Courant Linéaire Estimée(A/m)	A1	22000
Induction magnet.Estimee Entrefer(T)	Bd	0.630
Longueur virtuelle estimée (m)	lie	0.141
Pas Polaire estime (m)	Taue	0.118
Coef.Utilisation estime	minimum	1.354
Entrefer Estime (m)	Delta	0.00035
Effort Tangentiel Apparent	Estime(N/m ²) Sigmas	8231.6
Nombre Encoche/Pole et /Phase	q1	3
Fact.distribution Onde fondamentale	Kd1	0.960
Coefficient de raccourcissement	Kp1	0.940
Coefficient de Enroulement	Kw1	0.902
Nombre Encoches de la machine	Z1	36
Determination du Diametre(m)	D1	0.15000
Calcul Pas Polaire (m)	Tauc1	0.12000
Longueur virtuelle (m)	lic	0.14100
Calcul du Facteur de Geometrie	Landac1	1.200
Calcul du Coefficient de Utilisation	Ccal1	1.354
Surface du Pas Polaire(m ²)	Spp1	0.01692
Nombre de Spires Par Phase	Nsph11	262.7
Nombre de Spires choisies Par Phase	NsphCh11	264
Nombre total de Conducteurs du stator	z1	1576
Nombre Conducteurs/encoche du stator	Nz1	44
Induction Recalculee dans Entrefer(T)	Bdr	0.627
Induction Recalculee dans Entrefer(T)	Bdr	0.624
Resistance Phase Enroul.Stator(Ohm)	Rph1m	2.459
Entrefer Delta-Machines Asynchrone(m)	Deltac1	0.00035
Flux Utile Dans Entrefer (Wb)	FluxU	0.00711
Coefficient de Dispersion	SigH1	0.02249
Flux Total (Wb)	FluxT	0.00711

Densite lineaire (A/m)	A1c	20593
Entrefer Delta--Machines Asynchrone(m)	Deltac1	0.00035
Flux Utile Dans Entrefer (Wb)	FluxU	0.00712
Coefficient de Dispersion	SigH1	0.02249
Flux Total (Wb)	FluxT	0.00711
Densité linéaire (A/m)	A1c	20593
Densité du Courant Statorique (A/mm ²)	Jcond1	4000000
Epaisseur isolant du Conducteur (mm)	Episcd	0.00020
Epaisseur Gaine Protection Bobine Fer(m)	EpG	0.00050
Jeu entre conducteurs gaine isolation(m)	Jeu	0.00050
Epaisseur des Calles (m)	EpCal	0.00200
Largeur Encoche (m)	LEnc	0.00907
Profondeur Encoche (m)	PEnc	0.02296
Epaisseur Gorge Encoche (m)	EpgorZd1	0.00200
Résistivité Enroulement Stator(Ohm.m)	Rho1	2.16e-008
Densité Volumique du Cuivre (kG/m ³)	GamaCu1	8890
Densite Volumique du Fer (kG/m ³)	GamaFe1	7600
Induction Estimee dans Culasse(T)	BCul1	1.280
Coefficient Remplissage(Foisonnement)	Kr	0.900
Section Enroulement Statorique (mm ²)	Scond1	1.45e-006
Largeur Conducteur isole (mm)	Lcdis	0.001
Hauteur Conducteur isole (mm)	Hcdis	0.001
Section Conducteur isole (m ²)	Scdism	1.97e-006
Pas dentaire Statorique (m)	Pdz1	0.013
Profondeur Encoche Calculée (m)	PEnc	0.023
Facteur de Remplissage Encoche	FREncm	0.600
Coefficient Tete de Bobine	KTB	1.300
Largeur Moyenne Tete de Bobine (m)	lf	0.171
Long.Moy.(demi-Spire) Conduct.(m)	LmoyCond	0.312

Résumé

Le travail effectué dans ce mémoire est basé sur la méthode analytique de dimensionnement de la machine asynchrone à cage d'écureuil à encoches rotoriques ouvertes à l'aide de la procédure de calcul de LIWSCHITZ. Cette procédure permet de dimensionner les différentes parties de la machine, comme le stator, le rotor, la partie électrique, et magnétique. Elle est basée sur des formules empiriques et des abaques. L'examen des résultats de la procédure de dimensionnement à savoir rendement, couple nominal, couple de démarrage, ...etc. et leurs comparaisons avec celles du catalogue permet de conclure que l'approche de la méthode LIWSCHITZ donne des valeurs proches à ceux données par le constructeur malgré qu'elle est conditionnée par des courbes et des équations empiriques.

Mots clés : Machine asynchrone, Encoche ouvertes , Conception, programmation .

Abstract

The work effectuated during this thesis is based in the analytical method for sizing the squirrel cage induction motor using the calcul of LIWSCHITZ procedure. This procedure is used to size the different parts of the machine, the stator, the rotor, the electrical part, and magnetic. It is based on empirical formulas and graphs. Examining the results of the design procedure, efficiency, rated torque, starting torque, ... etc. and their comparison with those of the catalog can be concluded that the approach of the LIWSCHITZ method gives the relatives values to those given by the manufacturer despite that it is conditioned by graphs and empirical equations.

Index Terms: Induction motor, opened rotor slot, Design, Matlab programming.

ملخص

يستند العمل المنجز من خلال هذه المذكرة على الطريقة التحليلية لتصميم المحرك اللامتزامن ذو القفص السنجابي مفتوح الأضاديد بواسطة طريقة حساب لوشيتز، هذا الإجراء يسمح بتصميم مختلف أبعاد الآلة كالكاسكن، الدوار، الجزء المغناطيسي، الكهربائي ودراسة نتائج التصميم الداخلي كالمردود و العزم حيث تعتمد على الصيغ التجريبية و الرسوم البيانية..... الخ ومقارنتها بنظيراتها في الكتالوج حيث يمكن الاستنتاج أن طريقة لوشيتز تعطي قيم قريبة من تلك التي تعطي من قبل الشركة المصنعة على الرغم من أنها مشروطة بواسطة منحنيات ومعادلات رياضية

كلمات مفتاحية: محركات لاتزامنية، أضاديد مفتوحة، تصميم، برمجة