

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

SPECIALITE: INGENIERIE DES SYSTEMES ELECTROMECHANIQUES

THEME

**Plateforme de conception des systèmes de propulsion
électrique dans les véhicules électriques**

Proposé et dirigé par :
- Dr. S. CHEKROUN

Présenté par :
- CHARIF Amrane

Année universitaire : 2011/2012

N° d'ordre : 032

Remerciement

JE REMERCIE

*Tous les enseignants qui m'ont aidé de
proche ou de loin pour être arriveront
à ce jour, et surtout mon encadreur.*

ET DEDIE CE TRAVAIL A :

Mes chers parents : Aicha et Allaoua

Mes frères

Toute ma famille

Tous mes amis

Et surtout Mon cher

et Mon frère SAAD

Amrane Charif

Sommaire

Table des matières

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

Chapitre Un

Le Véhicule Automobile à Traction Electrique

Introduction	4
I.1 Présentation et organisation fonctionnelle d'un véhicule électrique	5
I.2 Types des véhicules électriques	6
I.2.1 Micro hybrides [4]	6
□ Principe de fonctionnement.....	6
I.2.2 Mild hybrides	7
□ Principe de fonctionnement.....	7
I.2.3 Hybrides rechargeables (plug-in hybrid)	7
I.2.4 Hybrides parallèles.....	7
□ Principe de fonctionnement.....	8
I.2.5 Full hybride	9
I.2.6 Hybride série	10
I.2.7 Hybride complexe	11
I.2.8 Les véhicules « tout électrique »	11
I.2.8.1 Principe de fonctionnement	12
I.2.8.2 Le moteur a roue.....	12
I.3 l'unité de stockage d'énergie	13
I.3.1 Pile à combustible	13
I.4 Avantages et inconvénients du véhicule électrique	14
I.5 Perspectives.....	14
Conclusion.....	15

Chapitre Deux

Moteurs pour Véhicules Electriques

Introduction	16
II.1. La Conversion de l'énergie dans les machines électriques	17
II.2. Présentation et organisation fonctionnelle des moteurs électriques	17

Sommaire

II.3. Les moteurs à courant continu.....	19
II.3.1. Constitution.....	19
II.3.2. L'inducteur ou stator.....	19
II.3.3. L'induit ou rotor.....	19
II.3.4. Le collecteur et les balais.....	19
II.3.5. Principe de fonctionnement.....	19
II.4. Les moteurs synchrones.....	20
II.4.1. Principe de fonctionnement de moteur synchrone (MS).....	20
II.4.2. Les différents types des moteurs synchrones.....	20
II.4.2.1. La machine synchrone à rotor bobiné.....	20
II.4.2.2. Topologies des machines à aimants permanents.....	21
II.4.2.3. Machines à aimants cylindriques à champ radial.....	21
II.4.2.4. Machines à flux axial.....	22
II.5. Le moteur asynchrone.....	23
II.5.1. Principe de fonctionnement de moteur asynchrone.....	24
II.5.2. Eléments Constitution des machines asynchrones.....	24
II.5.2.1. Stator.....	24
II.5.2.2. Rotor.....	25
II.5.2.3. Les encoches [16].....	26
II.5.3. Classification des moteurs à cage d'écureuil [16].....	27
II.5.4. Bobinage.....	29
Conclusion.....	30

Chapitre Trois

Méthode de Dimensionnement des Machines Electriques

Introduction.....	31
III .2 Méthodes de dimensionnement et calcul des machines électriques.....	32
III.2.1 Première méthode.....	32
III.2.2. Deuxième Méthode.....	32
III.2.3. Troisième méthode.....	32
III.2.4. Méthode Classique (calcul de LIWSCHITZ).....	33
III.2.5. Procédés actuelles adoptées.....	33

Sommaire

III.2.6. La conception dans l'industrie	33
III.3.1. Définition et étapes de la conception	33
III.3.2. Choix de la structure du dispositif	33
III.3.3. Procédure adopté	34
III.3.3.1. Choix des moteurs étudiés.....	34
III.3.3.2. Moteurs asynchrones polyphasés à cage de taille moyenne.....	34
III.4. Calcul des machines en général	35
III.4.1. Calcul des dimensions géométriques	35
III.4.2. Calcul des perméances, des flux et des bobinages	35
III.4.3. Calcul des dimensions finales.....	35
III.5. Calcul de la machine asynchrone « méthode de LIWSCHITZ »	35
III.5.1. Calcul des Dimensions Principales.....	35
III.5.3. Choix des encoches	36
III.5.3.1 Encoche du stator.....	37
III.5.3.2 Encoche du rotor.....	37
III.5.4. Type et choix de l'enroulement.....	38
III.5.5. Circuit magnétique [3].....	38
III.5.5.1. Calcul de la F.M.M	39
III.5.5.2 Calcul de la F.M.M dans l'entrefer	39
III.5.6 Coefficient de saturation.....	40
III.5.7. Coefficient de forme de la courbe d'induction	41
III.5.8. Facteur de carter (correction de l'entrefer)	41
III.5.9. Chute de potentiel magnétique dans les dents	42
III.5.10. Chute de tension magnétique dans la culasse	43
III.6. Correction des valeurs d'induction et calcul de la FMM et du courant magnétisant.....	43
III.6.1. Calcul du nombre de spires par phase du primaire.....	43
III.6.2. Correction de l'induction dans les dents et la culasse du stator.....	44
III.6.2.1. Pour l'induction dans le stator	45
III.6.2.1. Pour l'induction dans le rotor	45
III.6.3. Courant magnétisant.....	46
III.6.4 Courant de barre et anneau de court-circuit	46

Sommaire

III.7. Dispersion.....	47
III.7.1. Calcul de la dispersion.....	47
III.7.1.1. Dispersion d'encoche	48
III.7.2. Réactance de fuite différentielle.....	48
III.7.2.1. Réactance de fuite des têtes de bobines	49
III.7.2. Calcul des coefficients de dispersion	50
III.8. Les pertes.....	50
III.8.1. Pertes dans le cuivre ou pertes joules de la machine	50
III.8.1.1. Dans le stator.....	50
III.8.1.2. Dans le rotor.....	51
III.8.2. Pertes dans le fer.....	52
III.8.2.1. Pertes par hystérésis	52
III.8.2.2. Pertes par courants de Foucault.....	52
III.8.2.3. Pertes superficielles par pulsation du flux dans les dents	53
III.8.2.4. Pertes dans la culasse statorique.....	53
III.8.2.5. Pertes dans les dents	53
III.9. Détermination des paramètres de marche à vide de la machine	54
III.10. Calcul des paramètres de marche en court-circuit.....	54
III.11. Paramètres du schéma équivalent de la machine	55
III.12. La capacité de surcharge.....	55
III.13. Calcul mécanique.....	55
III.13.1. La masse de la culasse statorique	55
III.13.2. Calcul de la masse des dents statoriques.....	56
III.13.3. Poids des barres	56
III.13.4. Poids des anneaux de court-circuit	56
III.13.5. Poids de la zone dentaire rotorique	56
III.13.6. Poids de la culasse rotorique.....	56
III.13.7. Poids de l'arbre	56
III.13.8. La masse totale de la machine.....	56
III.13.9. Moment d'inertie de l'arbre.....	56
Conclusion.....	57

Chapitre Quatre

Interface Graphique de Conception d'une MAS Environ Matlab

Introduction	58
IV.2. Le choix de logiciel qu'est capable pour création d'interface	59
IV.2.1. Environnement du développement Delphi	59
IV.2.2. Avantage et inconvénient de Delphi	59
IV.2.2.1. Avantage	59
IV.2.2.2. Inconvénient	59
IV.2.2. L'interface environ Matlab	59
IV.2.2.1. Les fonctions (SETAPPDATA, GETAPPDATA, et FINDOBJ)	60
IV.2.2.2. Le fichier GUI (GUIDATA, GUIHANDLES)	60
IV.2.2.3. Les fonctions Inspector	61
IV.3. Présentation et organisation fonctionnelle d'interface réalisée	61
IV.4. Configuration principale d'interface	63
IV.5. Blocs d'interface	63
IV.6. Les Messages d'interface	64
IV.6.1. Message erreur de donnée	64
IV.6.2. Message d'attention	65
IV.6.3. Message de confirmation	66
IV.7. Exemple de conception d'une machine dans l'interface	66
IV.7.1. Données de la machine	66
IV.7.2. Déclaration de données	67
IV.7.3. Résultats obtenir d'après l'exécution par bouton (Calcul et Représentation)	67
IV.7.4. Courbes des caractéristiques de la machine obtenir	70
IV.7.5. Résultats de simulation	73
IV.7.5.1. Schéma de bloc	73
IV.7.4.2. Les figures de simulation	73
Conclusion	76
Conclusion générale	77

Table des figures

Table des figures

Figure I.1	Schéma Synoptique d'un Véhicule Electrique -----	5
Figure I.2	Principe de la Fonction (Stop-Start) -----	6
Figure I.3	Chaine de Traction Hybride Parallèle -----	8
Figure I.4	Moteur de Véhicule Honda CIVIC HYBRID -----	9
Figure I.5	Puissance de la Charge en Deux Composantes: Moyenne et Dynamique -----	10
Figure I.6	Chaine de Traction Hybride Série -----	10
Figure I.7	Chaine de Traction Hybride Complexe -----	11
Figure I.6	Exemple de Roue Englobant un Moteur-Roue : a) Roue Active de MICHELIN; b) Roue Motrice Nouvelle Génération BRIDGESTONE -----	12
Figure II.1	Représentation de la Structure d'un Bobinage sur une Machine Electrique ----	17
Figure II.1	Classification des Moteurs Electriques Utilisés pour la Propulsion Electrique.	18
Figure II.2	Coupe d'un Alternateur et Ecorché(Valeo) -----	21
Figure II.3	Machine Synchrone à Aimants avec Rotor Intérieur -----	22
Figure II.4	Machine Synchrone à Aimants avec Rotor Extérieur -----	22
Figure II.5	Descriptif de la Machine à Flux Axial 1 Stator / 1 Rotor -----	23
Figure II.6	Rotor du Moteur Asynchrone à Cage d'Ecureuil -----	25
Figure II.7	Exemple d'Encoche Statorique et Rotorique d'un Moteur Asynchrone -----	26
Figure II.8	Les Entretoises dans un Rotor à Cage -----	27
Figure II.10	Différents Types d'Encoches Rotorique en Classement de la NEMA -----	28
Figure II.11	Rotor à Encoches Spéciales -----	29
Figure III.1	Courbe d'Induction $B=f(H)$ en Fonction de la FMM -----	41
Figure IV.1	Menu Principale du Bloc Guide -----	61
Figure VI.2	Fenêtre Pour Modifier les Caractéristique des Cases -----	62

Table des figures

Figure IV.3	Schéma Synoptique d'Interface Réalisée -----	63
Figure IV.4	Menu Principale d'Interface de Conception d'une MAS -----	64
Figure IV.5	Bloc de Données de Cahier Charge -----	64
Figure IV.6	Bloc d'Affichage des Résultats Numérique -----	65
Figure IV.7	Bloc Pour Affichage des Courbes -----	65
Figure IV.8	Message d'Erreur de Valeur. (a), (b) -----	65
	(c), (d), (e), (f) -----	66
Figure IV.9	Message d'Attention pour l'Induction dans Différentes Zones de la Machine.	
	(a), (b) -----	66
	(c), (d), (e), (f) -----	67
Figure IV.10	Message pour Confirmation la Fermeture de l'Interface -----	67
Figure IV.11	Parte de déclaration de donnée -----	68
Figure IV.12	Pages de Résultats Numériques. (a), (b) -----	68
	(c), (d), (e), (f) -----	69
	(g), (h),(i),(j) -----	70
Figure IV.13	Affichage des Courbes est Caractérisée la Machine. (a), (b), (c), (d) -----	71
	(e), (f), (g), (h) -----	72
	(i), (j), (k) -----	73
Figure IV.14	Model de Simulation d'une Machine Asynchrone -----	74
Figure IV.15	Résultats de Simulation. (a), (b), -----	75
	(c), (d) -----	76
	(e) -----	77

Notations

Notations et Symboles

MAS	Machine asynchrone	
V_1	Tension nominale	[V]
I_1, I_s, I_r	Courant nominal, Courant dans la ligne du stator, Courant rotorique	[A]
L_s, L_r	Inductance propre statorique et rotorique	[H]
R_s	Résistance d'une phase statorique	[Ω]
l_s, l_r	Inductance de fuite d'une phase statorique et rotorique	[H]
P_{abs}	Puissance absorbée par la machine	[W]
p	Nombre de paires de pôles	
ϕ_δ	Flux d'entrefer	[wb]
L'_r	Inductance propre rotorique ramenée au stator	[H]
R'_r	Résistance rotorique ramenée au stator	[Ω]
R_{eq0}, X_{eq0}	Résistance et Réactance équivalentes à vide	[Ω]
R_{eqcc}, X_{eq0}	Résistance et Réactance équivalentes en court-circuit	[Ω]
R_{fe}	Résistance tenant compte des pertes dans le fer	[Ω]
P_0, P_{cc}	Puissance active absorbée à vide et en court circuit	[W]
Q_0, Q_{cc}	Puissance réactive absorbée à vide et en court-circuit	[W]
σ	Coefficient de dispersion	[%]
$\cos \phi$	Facteur de puissance nominale	
l_f	Inductance de fuite statorique	[H]
ω_s, ω_r	Pulsation des courants statoriques et rotoriques	[rad/s]
n_s	Vitesse de synchronisme	[trs/min]
g	Glissement	[%]
P_u	Puissance utile de la machine	[W]
f_s	Fréquence nominale	[Hz]
η	Rendement nominal	[%]
$X_{\sigma s}, X'_{\sigma r}$	Réactance de fuite statorique et rotorique ramenée au stator	[Ω]

Notations

P_{jr}, P_{js}	Pertes joules rotorique et statorique	[W]
I_0, I_{cc}	Courant à vide et en court-circuit	[A]
φ_0, φ_{cc}	Angle de déphasage à vide et en court-circuit	[degré]
FMM	Force magnétomotrice totale	[At]
E_1, E_2	Force électromotrice stator et rotor	[V]
m_1, m_2	Nombre de phase stator et rotor	
B_δ	Induction dans l'entrefer	[T]
C	Coefficient d'utilisation	
S_i	Puissance apparente interne	[V.A]
Z_1, Z_2	Nombre d'encoche statorique et rotorique	
q	Nombre d'encoche par pôle et par phase	
b_i	l'arc polaire virtuel	
\vec{H}	Intensité du champ magnétique	[A/m]
N	Nombre de spire	
μ_0	Perméabilité du vide	[H/m]
μ_r	Perméabilité relative	[H/m]
H_δ	Intensité du champ dans l'entrefer	[A/m]
δ	Epaisseur d'entrefer	[m]
F_δ	Force magnétomotrice dans l'entrefer	[At]
τ_p	Pas polaire	[m]
l_a	Longueur effective du paquet des tôles	[m]
$B_{\delta eff}, B_{\delta max}$	Induction efficace dans l'entrefer et maximale	[T]
K_f	Facteur de forme de la courbe d'induction	
K_s	Coefficient de saturation	
ϕ_δ	Flux dans l'entrefer	[Wb]
h_z	Hauteur d'une dent	[m]
φ_{tot}	Flux total	[Wb]
L_{fe}	Longueur d'empilage sans les canaux de ventilation	[m]

Notations

K_{fe}	Facteur de remplissage, compte tenu du foisonnement	
h_{ji}	Epaisseur de la culasse	[m]
l_{ji}	Longueur du tronçon du circuit magnétique pour la culasse	[m]
K_r	Coefficient de remplissage	
K_{w1}, K_{w2}	Coefficient de bobinage stator et rotor	
σ_{H1}	Coefficient de dispersion de Heyland du stator	
σ_{H2}	Coefficient de dispersion de Heyland du rotor	
$B_{z2p}, B_{z2m}, B_{z2t}$	Induction au pied, à hauteur, à la tête de la dent rotorique	[T]
τ_{z2}	Pas dentaire rotorique	[m]
F_{z1}, F_{z2}	Force magnétomotrice au dent statorique et rotorique	[At]
F_{j1}, F_{j2}	Force magnétomotrice dans la culasse statorique et rotorique	[At]
N_2, N_1	Nombre de spire par phase rotorique et statorique	
I_{bar}	Courant de la barre	[A]
P_{mec}	Pertes mécanique	[W]
I_{an}	Courant dans l'anneau de court-circuit	[A]
$\sigma_{H1} \sigma_{H2}$	Coefficient de Heyland primaire et secondaire	
$\phi_c \phi_\sigma$	Flux commun et Flux de dispersion	[Wb]
h_1	Profondeur d'encoche statorique	[m]
b_z	Largeur d'encoche	[m]
$\lambda_{\sigma z}$	Coefficient de perméance d'une encoche	
$\Lambda_{d1} \Lambda_{\sigma d2}$	Perméance de dispersion différentielle statorique et rotorique	
Λ_{b1}	Perméance de dispersion des têtes de bobines	
L_{c0}	Longueur d'un conducteur	[m]
L_{tot}	Longueur totale de l'enroulement statorique	[m]
δ	Résistivité	[$\Omega.m$]
K_c	Coefficient de sur charge	
K_d	Coefficient de démarrage	

Notations

$K_{\max d}$	Rapport du couple maximal et le couple de démarrage	
α_i	Coefficient d'aplatissement de la courbe.	
D	Diamètre du stator à l'alésage	[m]
K_{d1}	Facteur de distribution	
K_{p1}	Facteur de raccourcissement	

INTRODUCTION GENERALE

1- Généralités

Les préoccupations actuelles majeures sur la pollution, la préservation de l'environnement mais aussi le réchauffement climatique et l'épuisement des ressources fossiles sont des préoccupations qui n'existaient pas auparavant et qui produiront des modifications importantes de notre quotidien. Mais, les changements qui apparaîtront dans notre quotidien ne seront pas exclusivement dus aux avancées technologiques, mais seront également imposés par des mesures contraignantes provenant de la forte industrialisation des deux siècles passés. Les possibilités actuelles de communications et de mobilité sont uniques dans l'histoire de l'humanité. Le monde de demain sera encore différent de celui d'aujourd'hui, par un nouveau mode de mobilité comme les véhicules électriques.

Plusieurs travaux à travers le monde illustrent l'intérêt croissant pour ce domaine technologique, les objectifs qui commandent la recherche sur ces véhicules n'ont cessé d'évoluer ces dernières années. Plusieurs axes font actuellement l'objet d'importantes recherches et tout particulièrement sur le train de puissance. Les axes les plus en vue dans ce domaine sont :

- *Sur les batteries : Pour de nouveaux couples de matériaux électrochimiques et l'amélioration des performances des couples déjà existants, [1].*
- *Pour les groupes de propulsion plus performants, avec des moteurs à puissance massique élevée, à aimants permanents et à flux axial ou radial d'une part, et avec de nouvelles structures des convertisseurs utilisant des composants de puissance plus performants d'autre part, [1].*

Puisque 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 la conception de nouvelles machines adaptées à la demande du marché. La caractérisation de ces machines entraîne à formuler des méthodes de dimensionnement qui s'appuie sur des équations tenant compte des divers phénomènes électromagnétiques et qui aboutit à une définition globale, le résultat obtenu est par la suite simulé grâce à l'outil de CAO.

2- Objectifs

L'objectif visé à travers ce mémoire est de passer en revue le système et les différents groupes de propulsion utilisés sur ces véhicules, par l'apparition et le développement des ordinateurs. Il est

devenu possible de créer des modèles virtuels afin de représenter les objets de la réalité. Puis un autre défi est apparu :

Créer la réalité conforme à nos besoins à l'aide de modèles par un processus dit la conception.

Un outil de CAO est un moyen de simulation permettant la définition de la structure du dispositif à concevoir, son dimensionnement et la détermination de ses performances à partir 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.

La partie calcul, 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 simulation de ces dispositifs préalablement dimensionnés en utilisant une interface de C.A.O de MAS créer par le bloc "GUIDE " dans logiciel "MTLAB".

L'utilisation d'une telle interface permet d'obtenir de nombreux renseignements sur le fonctionnement du moteur : Couple en régime permanent ou au démarrage, courant de démarrage, état de saturation de la machine, etc... Ces renseignements sont très utiles dans la commande, à ce niveau de la conception, du comportement du moteur qui sera construit.

3- Structure du mémoire

Ce mémoire est structuré en quatre chapitres à savoirs :

Dans le premier chapitre, on présentera les véhicules automobiles à traction électrique qui sont divisés en deux grandes catégories. Les véhicules électriques hybride (VH – Véhicule hybride) et les véhicules tout électrique (VE – Véhicule électrique), et quelques exemples de réalisations soulignant les architectes utilisées, les problèmes rencontrés et les orientations prise par les constructeurs.

Dans le deuxième chapitre, on présentera des généralités sur les machines électriques utilisées dans le système de propulsion.

Le troisième chapitre, traitera le calcul analytique basé sur la méthode de LIWSCHITZ du moteur asynchrone, conformément à un cahier de charge. On se fixera comme paramètre le type de rotor à employer en se référant au model proposé par la littérature, le choix de ce dernier se fera en fonction des performances évaluées lors du calcul des caractéristique.

Enfin, le quatrième chapitre comprend les différentes parts d'interface, les fonctions qu'aide pour la création de ce dernier. Dans premier part, on utilise un programme de calcul basé sur la méthode classique, dont on tient en compte le maximum de phénomènes qui interviennent dans la conception de ce type de moteurs. Dans le deuxième part on présentera un exemple d'une machine dans l'interface avec résultats numériques, affichage des courbes et simulation.

Enfin, on présentera une conclusion générale qui résume les résultats de nos travaux et les perspectives à aborder dans le futur.

Introduction

La cause d'intérêt pour les véhicules électriques débuta durant les années 1970. Cela était principalement dû :

- *à la crise du pétrole 1973, [1] ;*
- *à la détérioration croissante de l'environnement, [1,2].*

Cette cause avait trouvé cette fois ci un milieu très favorable particulièrement durant les deux dernières décennies à cause des progrès technologiques enregistrés dans les domaines de l'électricité de puissance et de la micro-informatique. Ces dernières années, la vision pour la conception de ces véhicules a totalement changée. En effet, les gouvernements des pays développés, les institutions académiques et les principaux constructeurs de véhicules automobiles à travers le monde ont lancés d'importants programmes de recherche et de développement dans ce domaine stratégique pour les objectifs suivants :

- *Economie d'énergie à grande échelle ;*
- *Diminution de la dépendance énergétique ;*
- *Diminution de la dépendance économique ;*
- *Protection de l'environnement.*

Dans ce chapitre premièrement on présentera les véhicules automobiles à traction électrique qui sont divisés en deux grandes catégories : Les véhicules électriques hybride (VH – Véhicule hybride) et les véhicules tout électrique (VE – Véhicule électrique). Deuxièmement on présentera quelques exemples de réalisations soulignant les architectures utilisées, les problèmes rencontrés et les orientations prise par les constructeurs.

I.1 Présentation et organisation fonctionnelle d'un véhicule électrique

Un véhicule électrique routier est défini comme étant un véhicule destiné à effectuer des transports (de biens matériels ou de personnes) et à circuler sur des espaces privés (usines, université, hôpitaux...) ou sur des voies publiques (routes, villes...). Ces véhicules sont du type autonome, car l'énergie électrique nécessaire à leur mouvement est fournie par des batteries d'accumulateurs.

La figure (I.1), donne le schéma synoptique des différents éléments constituant un véhicule électrique, ainsi que les relations fonctionnelles entre les différents compartiments.

Comme on peut le constater, ce domaine est pluridisciplinaire, car diverses technologies et spécialités sont concernées : Electrotechnique, Electronique, Mécanique, Automatique et Chimie, ce qui complique l'étude et l'analyse de ces systèmes, [1].

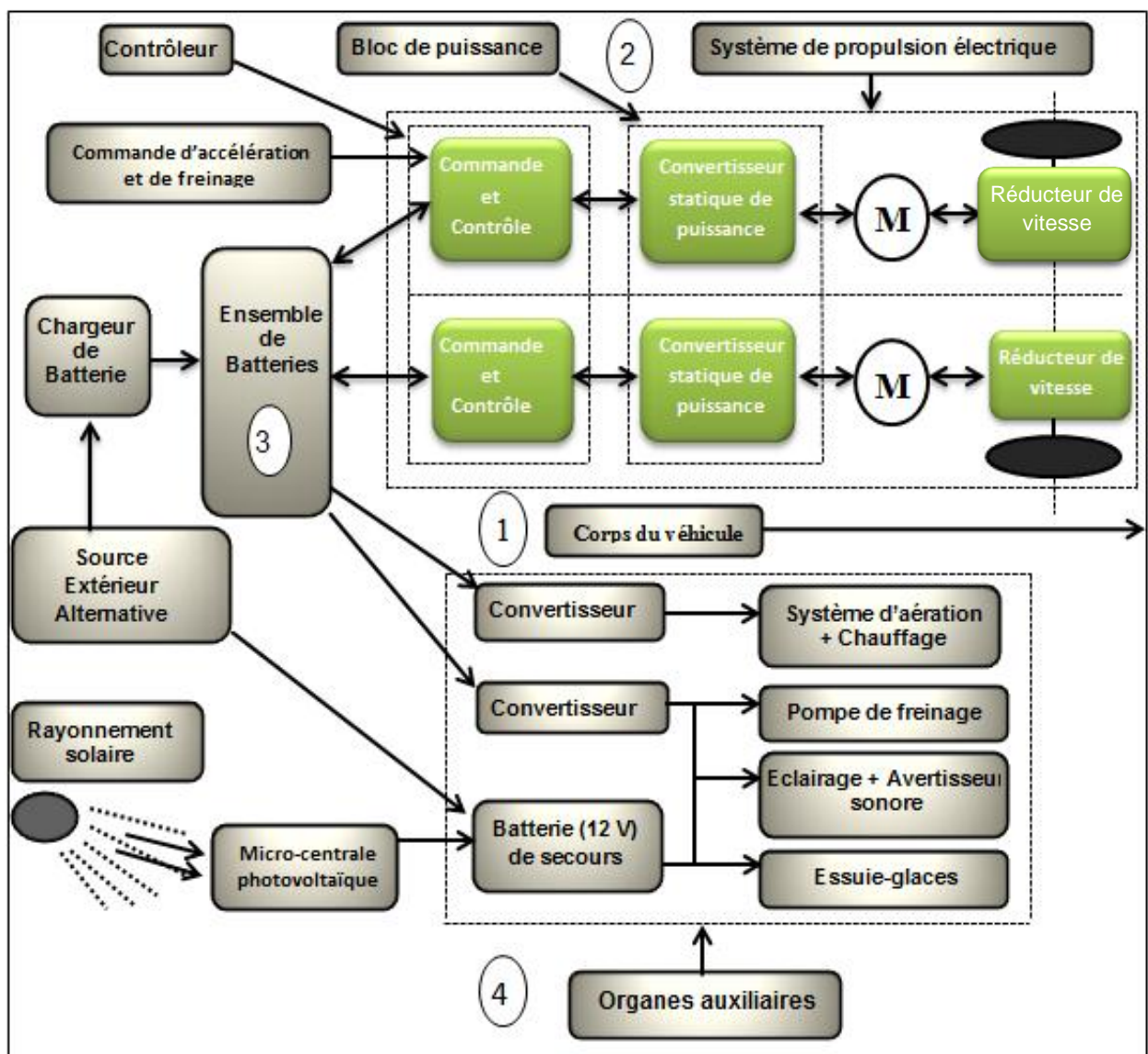


Figure I.1 : Schéma Synoptique d'un Véhicule Electrique, [1].

I.2 Types des véhicules électriques

Le véhicule électrique est classé par le type de chaîne de traction, chaîne de traction à moteur électrique, ou les deux à combustion et électrique, avec les différentes techniques d'architecture de forme de montage, donc on présentera les différents types des véhicules électriques comme suite :

I.2.1 Micro hybrides

La solution Micro hybride ou (Stop-Start), correspond au niveau le plus faible d'hybridation. Il s'agit d'un système réversible remplissant le rôle du démarreur et de l'alternateur d'une voiture classique. Le moteur thermique est coupé automatiquement lors des arrêts et il est relancé automatiquement dès que le conducteur débraye comme l'image suivante « la fonction Stop-Start ».



Figure I.2 : Principe de la Fonction (Stop-Start), [4].

▪ Principe de fonctionnement

Les Micro hybrides sont des voitures conventionnelles propulsées par un moteur thermique équipé d'une fonction Stop-Start. La fonction Stop-Start coupe momentanément le moteur lorsque la voiture s'arrête. Elle permet un gain de consommation de carburant lors de la conduite en ville (arrêt au feu rouge, embouteillage...), de l'ordre de 10 % en usage urbain, 6 % en cycle mixte normalisé, et jusqu'à 16 % lorsque la circulation est dense. La technologie est simple:

Un alternateur qui fait office de démarreur, une électronique de commande et une batterie. Les systèmes les plus évolués permettent de récupérer l'énergie lors des décélérations et stockent l'électricité dans des condensateurs d'un nouveau genre ; les super condensateurs. Cette nouvelle génération permettra, outre la récupération de l'énergie au freinage, une fonction « booster » qui apportera un couple supplémentaire momentanément au moteur, [4].

La Citroën C3 a été la première voiture à bénéficier de cette innovation en 2004, suivie par la C2. Une avancée à mettre au crédit de l'équipementier Valeo qui a été le premier à mettre au point le Stop-Start, [4, 5].

I.2.2 Mild hybrides

Les Mild hybrides ont un niveau d'hybridation supérieur aux Micro hybrides. La fonction Stop-Start est présentée. Bien entendu, complétée par un double propulsion, thermique et électrique : Les deux moteurs travaillent de concert pour propulser le véhicule. Le moteur électrique délivre son couple pour aider au démarrage et lors des reprises, l'électricité produite en mode alternateur est stockée dans des batteries spécifiques. Les Mild hybrides sont capables également de récupérer de l'énergie au freinage. Le système fonctionne dans ce cas en générateur et développe une résistance qui s'ajoute au frein moteur, [4].

▪ Principe de fonctionnement

Cette catégorie, également appelée semi hybrides, est apparue avec les premiers modèles produits par Honda, qui a été le promoteur de cette technologie. Deux moteurs : L'un thermique et l'autre électrique, fonctionnent ensemble. Le moteur électrique fournit un surcroît de puissance dans les phases de démarrage et d'accélération, mais n'entraîne pas seul le véhicule. L'énergie électrique produite en continu, ou lors des décélérations, est stockée dans un pack de batteries de capacité supérieure aux simples batteries de démarrage des micro hybrides. Un ordinateur couplé à une multitude de capteurs gère en temps réel la répartition de puissance des deux moteurs et le couple. Lors de la circulation en ville, le système fonctionne comme un Stop-Start. Les gains de consommation, par rapport aux modèles conventionnels équivalents, sont bien entendu variables selon l'usage, de l'ordre de 10 à 20 % en ville, [5].

I.2.3 Hybrides rechargeables (plug-in hybrid)

Les hybrides rechargeables sont des évolutions hybrides parallèles munies de batteries de capacité plus importante. A développé un savoir-faire très spécifique autour de l'électronique pour le pilotage de packs de batteries Li-ion pour l'automobile. Ils sont partis d'une question simple : comment augmenter les performances en propulsion électrique pure d'une Toyota Prius ? En remplaçant les batteries d'origine par d'autres, beaucoup plus puissantes, et porter ainsi l'autonomie à une cinquantaine de kilomètres, [2]. On parle d'hybride rechargeable (plug-in hybrid) lorsqu'un véhicule hybride peut se recharger sur le réseau électrique, ce qui permet pour les trajets quotidiens, de l'utiliser comme une voiture électrique, [4].

I.2.4 Hybrides parallèles

Les véhicules hybrides parallèles sont les plus connus car les plus répandus. La puissance des moteurs thermique et électrique est additionnée par couplage, comme pour les Mild hybrides.

De plus, ces voitures sont capables de fonctionner en tout électrique au démarrage, à basse vitesse, lors des manœuvres de parking. Les batteries ont une capacité suffisante pour parcourir de petits trajets, de quelques kilomètres, sans avoir recours au moteur thermique. Comme nous montre la figure (I.3).

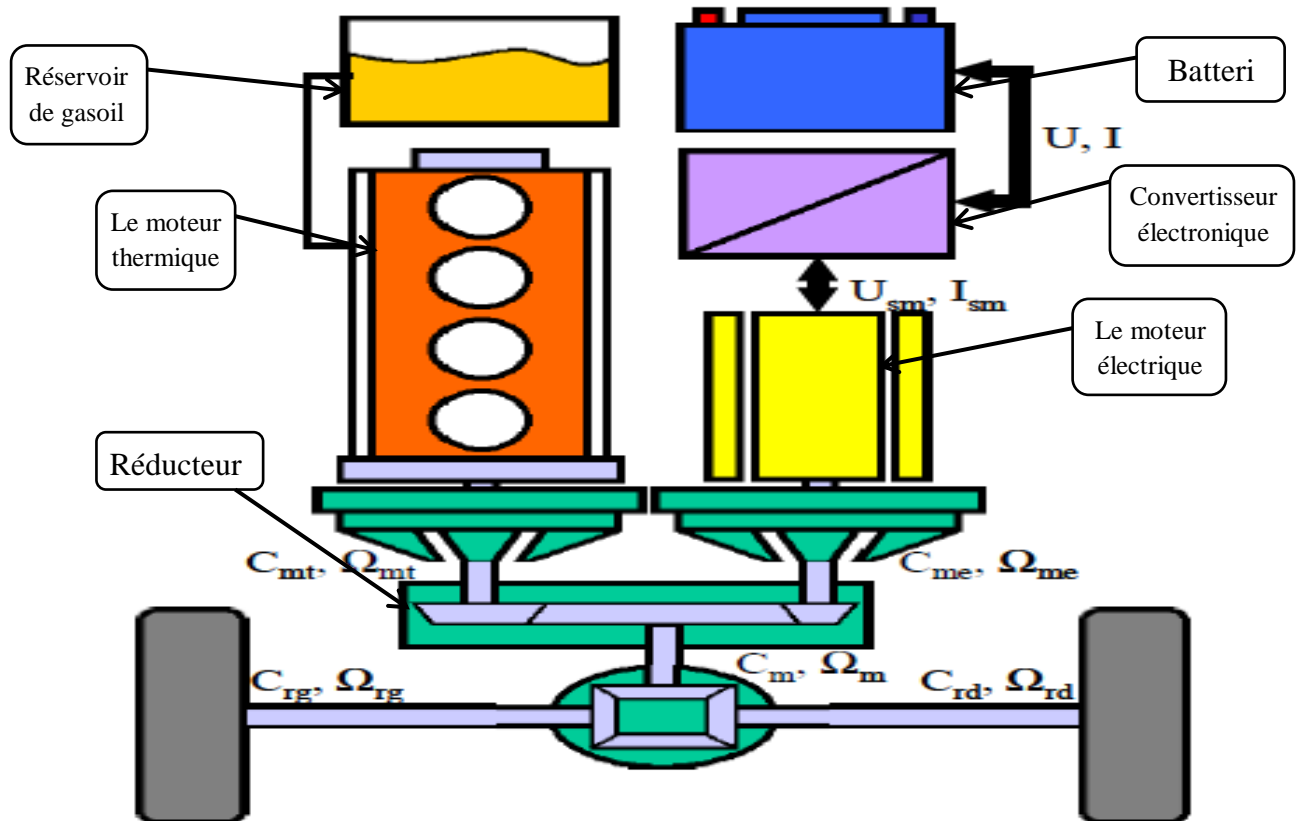


Figure I.3: Chaîne de Traction Hybride Parallèle, [4].

▪ Principe de fonctionnement

Les véhicules hybrides parallèles sont les plus connus et les plus répandus, principalement sous l'impulsion du premier constructeur mondial, Honda dans la figure (I.4). Comme pour les Mild hybrides, un moteur thermique est couplé à un moteur électrique. La différence tient dans la puissance supérieure du moteur électrique dimensionné pour pouvoir entraîner seul le véhicule, moteur thermique à l'arrêt, sur de courtes distances. Les hybrides parallèles fonctionnent en mode tout électrique au démarrage, à basse vitesse, dans les bouchons, lors des manœuvres de parking. Cela implique une capacité de batterie plus importante que celle des Mild hybrides, une transmission un peu particulière et un ordinateur de gestion très performant. Les transmissions utilisées sur les véhicules commercialisés sont de type « CVT » (Continuous Variable Transmission ou Transmission Variable Continue), un dispositif permettant de faire tourner les moteurs au régime délivrant le meilleur rendement. Les ingénieurs qui conçoivent les hybrides de ce type cherchent avant tout à augmenter le couple, synonyme de souplesse et de reprise, d'un petit moteur à faibles émissions. C'est ainsi que la notion de chaîne de traction à haut rendement est apparue, en lieu et place du couple moteur/boîte de vitesse conventionnel, [5].

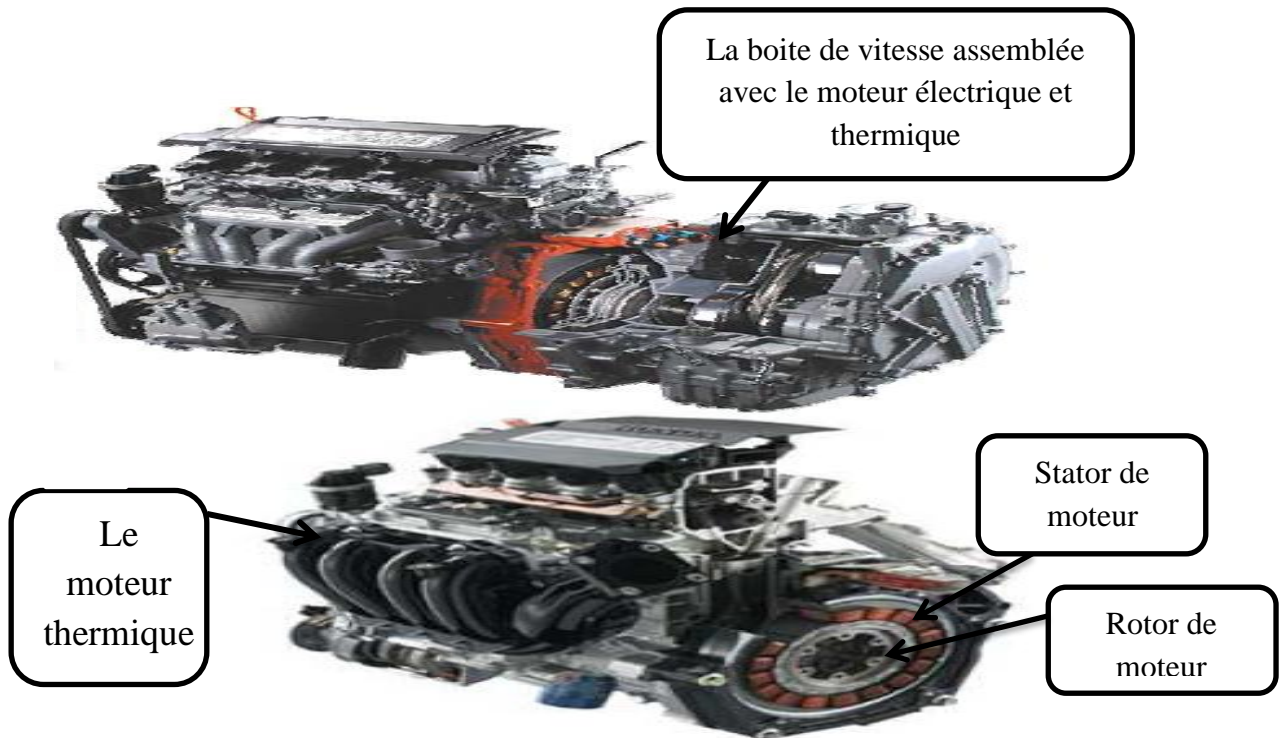


Figure I.4: Moteur de Véhicule Honda CIVIC HYBRID, [4].

I.2.5 Full hybride

Le (full hybride) est équipé d'un moteur thermique et d'un moteur électrique d'une puissance relativement équivalente. Ainsi, par rapport à la configuration (mild) le moteur électrique augmente en importance, le moteur thermique pouvant être diminué de taille, fait connu sous le nom de (downsizing). La batterie devient aussi plus grande et permet grâce au moteur électrique d'entraîner le véhicule en fonctionnement tout électrique (zéro émission). Ce mode de fonctionnement peut être sous le contrôle de la gestion électrique du véhicule ou sous le contrôle direct du conducteur.

Dans le premier cas, le fonctionnement tout électrique couvre des distances courtes aux vitesses faibles (Toyota Prius, Nissan Tino Hybrid) laissant la priorité à l'essence sur route ou quand la circulation est fluide. Dans le deuxième cas, le conducteur peut choisir un mode tout électrique pour des distances plus longues (20 km ou plus), en général compatibles avec l'usage urbain (Fait Multipla Hybrid), (Badin 2001). Le contrôle de tel système est complexe, mais l'amélioration du rendement global entraîne une diminution de consommation de 40% à 45%.

La variété des modes de fonctionnement d'un véhicule (full hybrid), procure une importante flexibilité dans la gestion énergétique. La figure (I.5) présente une gestion d'énergie sur un VH où la puissance instantanée est décomposée en puissance moyenne et dynamique.

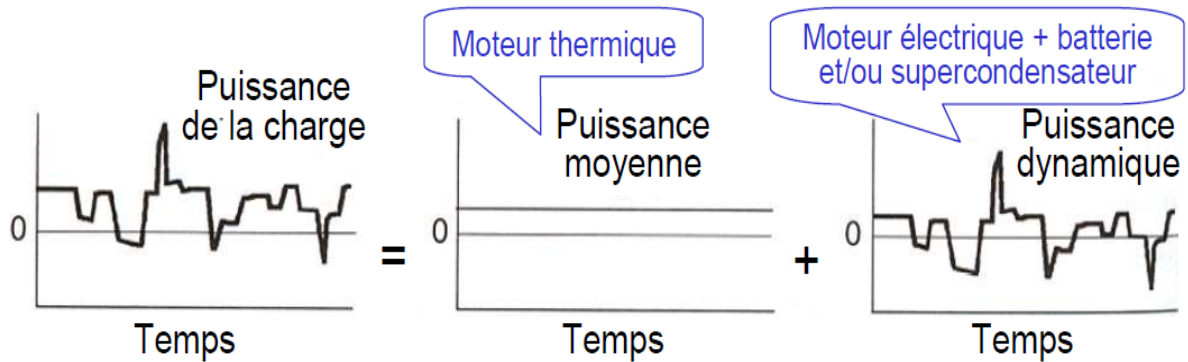


Figure I.5: Puissance de la Charge en Deux Composantes: Moyenne et Dynamique, [4].

I.2.6 Hybride série

La configuration série, présentée sur la figure (I.6) peut être vue comme étant un VE assisté par un moteur thermique. Elle a l'avantage d'être la configuration hybride la plus simple mais aussi le désavantage d'avoir trois machines alors qu'il n'y a qu'un seul moteur fournissant la puissance de propulsion.

Le moteur thermique entraîne une génératrice pour produire de l'énergie afin d'assurer l'autonomie du véhicule. L'énergie générée par la génératrice peut charger la batterie ou alimenter directement le moteur électrique afin de propulser la voiture. Le désavantage principal de cette solution est la présence de trois moteurs devant être surdimensionnés sur parcours sévères. En général, la solution est adaptée pour les véhicules lourds comme les bus.

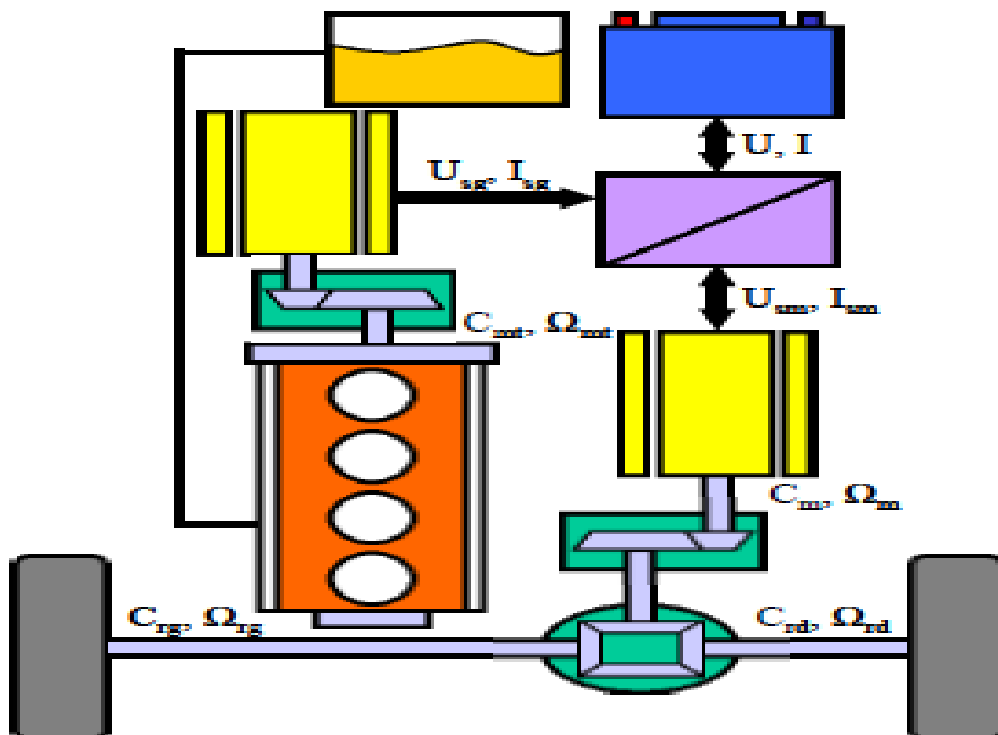


Figure I.6: Chaîne de Traction Hybride Série, [4].

I.2.7 Hybride complexe

La possibilité d'agencer les éléments dans une chaîne de traction hybride reste ouverte, d'autres possibilités de configurations peuvent encore apparaître. Un autre exemple de chaîne de traction hybride qui n'est pas inclus dans les configurations mentionnées est l'hybride complexe. La différence est située au niveau de la génératrice, qui dans le cas de l'hybride complexe peut également fonctionner en moteur avec la possibilité de participer à la traction. Cette configuration peut être appliquée pour entraîner les deux essieux, comme présenté sur la Figure (I.7), [4].

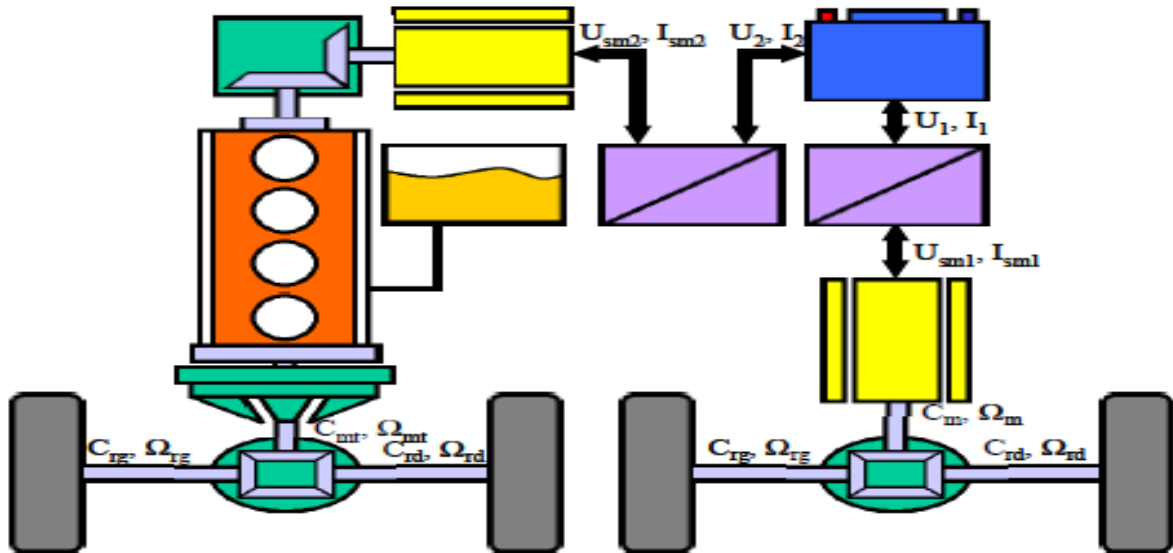


Figure I.7: Chaîne de Traction Hybride Complexe, [4].

Cette configuration a été appliquée à la Toyota Previa Hybrid (ou Estima Hybrid), représentant le premier système hybride à quatre roues motrices lancé en 2001 sur le marché japonais. Il consomme 5,6 litres d'essence aux 100 km (sur cycle japonais à 100 km/h), soit deux fois moins que la limite imposée par le gouvernement japonais pour un véhicule de cette catégorie pour 2010. Le véhicule bénéficie d'une autonomie d'environ 1000 km et d'un niveau d'émissions de plus de 75 % inférieur au seuil spécifié par les dernières réglementations, [4].

I.2.8 Les véhicules « tout électrique »

La famille des véhicules tout électriques englobe de nombreuses formes de carrosserie, des micros citadines aux utilitaires de livraisons. Leur source d'énergie est l'électricité, et ils fonctionnent avec des batteries rechargeables, comme les ordinateurs portables, l'outillage électroportatif, les téléphones sans fil, etc. Leur évolution est intimement liée aux progrès effectués durant les dix dernières années dans le stockage d'énergie électrique. Objets d'attentes importantes de la part d'utilisateurs, soucieux de réduire leur dépendance aux énergies émettrices de CO₂, ils atteignent dorénavant la maturité technologique permettant leur diffusion à grande échelle d'ici peu, [5].

I.2.8.1 Principe de fonctionnement

Dans les véhicules électriques, les éléments constituant la chaîne de traction sont organisés sur le même principe que celui des véhicules thermiques. L'énergie stockée à bord est transformée par un moteur pour être ensuite transmise aux roues. La principale différence résidant dans la simplicité de cette chaîne de traction électrique par rapport à son équivalent thermique :

- Un réservoir d'énergie, constitué d'un assemblage de batteries ;
- Un ou des moteurs électriques ;
- Une unité électronique/informatique de commande et un chargeur ;

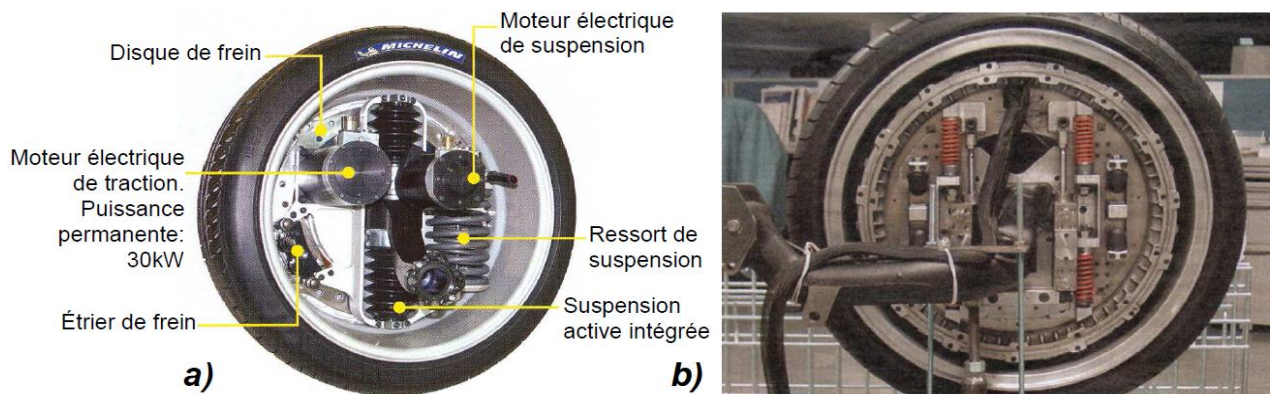
Les « périphériques » du moteur thermique disparaissent : pompes à eau, à carburant, à huile, à injection. Aucun filtre, ni échappement, ni bougies. Le turbocompresseur ? Inutile. La transmission est simplifiée, pas d'embrayage ou de boîte de vitesses. Les moteurs électriques qui équipent les véhicules modernes sont dérivés de moteurs industriels. Ils sont d'une grande simplicité d'utilisation et d'une fiabilité incomparable. Conçus pour fonctionner en continu pendant des années sans entretien, ils nécessitent seulement des visites de contrôle. Cette simplicité mécanique permet de faire porter les efforts des développeurs sur l'optimisation de l'énergie consommée et la simplicité d'utilisation. De nombreuses voies sont explorées dans cet objectif, [4].

I.2.8.2 Le moteur a roue

La chaîne de traction tout électrique présentée dans la figure (I.6), peut être encore simplifiée en utilisant un moteur pour chaque roue motrice.

Dans ce cas, deux configurations sont possibles : soit les moteurs sont fixés au châssis donc suspendu, soit les moteurs sont fixés sur les roues formant ainsi ce qui est connu sous le nom de moteur-roue. Dans le premier cas la puissance est transmise sur les roues par des cardans, [5].

Et dans le cas deuxième la puissance est transmise sur les roues est directement par le moteur électrique de rotor sous forme tambour ou disque.



a) Avantages

L'avantage de cette configuration est que la suspension isole les roues de la masse du moteur et la conduite du véhicule est plus facile. Dans le deuxième cas où les moteurs et les roues sont confondus la transmission est simplifiée. Mais, pour réduire au minimum les masses non suspendues, les moteurs roue doivent avoir une forte puissance massique, [4].

b) Inconvénients

- Ces derniers sont relativement coûteux limitant leur utilisation ;
- Possibilité de dérapage du véhicule dans l'arrêt d'un moteur et l'autre fonctionné car pas de liaison mécanique entre les roues.

I.3 l'unité de stockage d'énergie

L'unité de stockage d'énergie remplit deux fonctions essentielles : réservoir et récupérateur d'énergie.

- La fonction réservoir est réalisée par des batteries de technologies diverses. Le principe est toujours le même depuis de nombreuses années, il reste très simple des cellules d'accumulateur sont connectées et assemblées entre elles dans un conteneur étanche la batterie. Pour obtenir la puissance nécessaire, les batteries sont regroupées dans un ou des packs et réparties dans le véhicule, [6].
- La fonction de récupération d'énergie est plus nouvelle. Elle consiste à stocker l'électricité produite par le moteur en mode (générateur), lors des décélérations. Pour être efficace, elle doit utiliser des accumulateurs acceptant les courants élevés en provenance du moteur. Peu de technologies de batteries le permettent. Les composants les plus efficaces pour cela sont les super condensateurs. Leur temps de charge et de décharge, de l'ordre de quelques secondes, leur permet de jouer le rôle de tampon d'énergie entre le moteur et les batteries. Ils ont franchi les portes des laboratoires de recherche pour être produits en volumes importants par des firmes comme Maxwell, filiale du groupe Bolloré, [7].

I.3.1 Pile à combustible

Dans un véhicule à pile à combustible hybride ou électrique, c'est la source de puissance qui est hybride, la motorisation restant entièrement électrique. Un véhicule à pile à combustible hybride utilise donc une source secondaire d'énergie électrique réversible en puissance (fonctionnement en charge et en décharge. Assister en puissance la pile à combustible :

La source secondaire fournit le complément de puissance lorsque la pile atteint sa puissance maximale (par exemple lors d'accélération du véhicule).

- Récupérer l'énergie cinétique lors des freinages :

La récupération de l'énergie cinétique lors des phases de freinage permet d'économiser de l'hydrogène et d'augmenter l'autonomie du véhicule.

- Introduire un degré de liberté dans la répartition des puissances :

L'hybridation permet de répartir la demande de puissance entre le système pile à combustible et la source secondaire d'énergie. Les points de fonctionnement du système peuvent ainsi être déplacés vers les zones de meilleurs rendements en utilisant des stratégies de commande adaptées, ce qui permet de réduire la consommation d'hydrogène.

Au sein du groupe motopropulseur d'un véhicule à pile à combustible hybride, plusieurs modes d'opérations peuvent être identifiés. Ces modes d'opérations (traction, freinage, arrêt) induisent des flux énergétiques différents, [6].

I.4 Avantages et inconvénients du véhicule électrique

a) Avantage

- L'avantage la plus importante diminution d'émission de CO₂ que les véhicules à carburant;
- Le moteur électrique est diminué les brouhahas sur le véhicule électrique, [4, 5] ;
- Le moteur électrique est diminué le nombre des vitesses sur la boite de vitesse ;
- Le rendement de moteur électrique (80 à 90%) est plus grande par rapporte à moteur thermique (35 à 60%), [5, 7] ;
- Le rendement énergétique de véhicule électrique (65 à 80% avec les batteries au lithium) est important aux véhicules essence (<18%) et diesel (<22%), [5, 6] ;
- Le moteur électrique sur le véhicule hybride joué le rôle de démarreur et alternateur et moteur auxiliaire.

b) Inconvénients

- Actuellement la vitesse de véhicule électrique ne plus pas grande (<130 km /h) ;
- Le problème l'important l'énergie électrique, le poids et le volume des batteries utilisées pour magasiné l'énergie électrique.

I.5 Perspectives

La technologie des systèmes de propulsion électrique couvre plusieurs disciplines interdépendantes les unes des autres.

- ✓ Machine électrique,
- ✓ Composants de puissance,
- ✓ Topologies des convertisseurs,
- ✓ Techniques de commande et de contrôle,
- ✓ Techniques de traitement du signal.

Cette technologie a évolué globalement d'une manière impressionnante durant les deux dernières.

Conclusion

Vu que le problème majeur dans les véhicules électriques, est la conception d'un moteur électrique avec des caractéristiques bien définis. Alors le développement de nouvelles morphologies de moteur électrique spécifiques à ces véhicules, en combinant l'accroissement de la fréquence en particulier pour l'augmentation du couple et de la puissance massique, et en utilisant des matériaux plus performants. Sachant que l'étude pour la conception est importante pour la construction de n'importe quel type du moteur à savoir asynchrone, synchrone et à courant continu, avec des dimensions limitées et puissance importante. Le moteur a choisie est conditionné par les effets extérieur (le coût, l'espace d'utilisation de voiture).

Donc la question qui se pose : quel sont les types de moteurs utilisées pour les véhicules électriques ? Qui sera l'objet du prochain chapitre.

Chapitre 2

Moteurs pour Véhicules Electriques

Introduction

Le choix du système de transmission, mono ou multi moteurs avec traction avant ou arrière, avec différentiel mécanique ou électrique, et les autres systèmes (boite de vitesse, système d'embrayage, freinage...), entraîne la définition du type de moteur donc du système de propulsion adéquat.

Toutes formes de moteurs ont été explorées depuis des décennies pour répondre à de multiples applications variées. Ces moteurs sont tous constitués de matériaux magnétiques et de cuivre. La manière d'utiliser ces composants ont donné les multiples types de moteur que l'on peut classer en deux familles principales : Moteur à courant continu, Moteur à courant alternatif (Synchrone, Asynchrone).

Dans ce chapitre on présentera les différents types des moteurs utilisés pour la propulsion électrique, son principe de fonctionnement ainsi que leurs inconvénients et avantages.

II.1. La Conversion de l'énergie dans les machines électriques

La production d'un champ magnétique tournant au sein d'un alésage cylindrique résulte soit de la rotation d'un milieu aimanté, soit de la rotation d'une bobine parcourue par un courant continu, soit enfin de l'alimentation par des courants alternatifs polyphasés d'un système de bobines symétrique (fixe ou mobile). Dès lors, cherchant à assurer un transfert énergétique entre des circuits électriques fixes et des parties mécaniques en rotation, l'analyse des effets d'interaction susceptibles de s'exercer entre ces différents types de sources permet de déduire logiquement les différents concepts de convertisseurs électromécaniques exploitables.

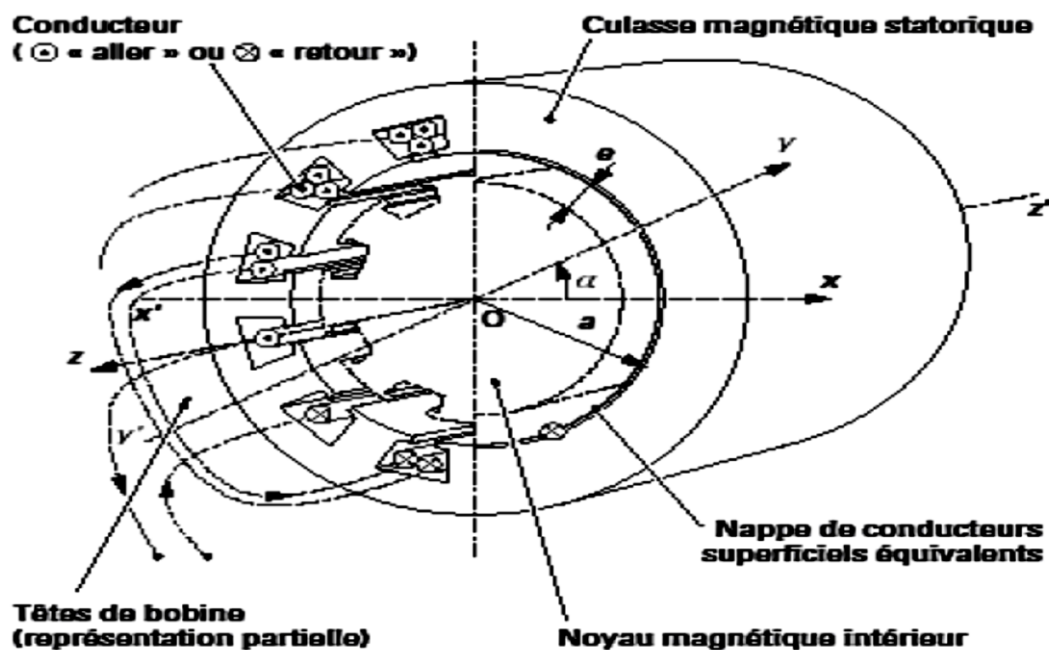


Figure II.1 Structure d'un Bobinage sur une Machine Electrique, [16].

Privilégiant le cas où au moins un des bobinages que comporte nécessairement la structure est solidaire de sa partie fixe (stator), afin de faciliter l'interconnexion de ces bobinages avec les circuits d'alimentation externes, les concepts envisageables seront ici déclinés sur la base d'une configuration prévoyant une armature bobinée polyphasée au stator. Le champ tournant ainsi produit est alors à même d'interagir avec différents types de moments magnétiques solidaires de la partie tournante (rotor).

II.2. Présentation et organisation fonctionnelle des moteurs électriques

L'analyse sommaire faite sur les différents véhicules déjà réalisés, montre la variété et le non standardisation de systèmes étudiés.

Différents types de moteurs peuvent être utilisés pour la propulsion électrique. Des études comparatives montrent que les choix sont délicats, car ils dépendent de plusieurs paramètres et contraintes du type de propulsion, [1].

- Véhicule lourd ou léger ;
- Véhicule à usage temporaire ;
- Faible ou grande puissance ;
- Faible ou grande vitesse.

La figure (II.1), donne une classification récente des moteurs électriques et précise par des rectangles pleins ceux qui sont particulièrement recommandés pour la propulsion électrique.

Le schéma significatif donne une explication sur les différents types des moteurs électriques, " moteur a courant contuni, et a courant alternatif ". Et les cases rouge, c'est les différentes étapes pour choix d'un moteur pour les véhicules électriques.

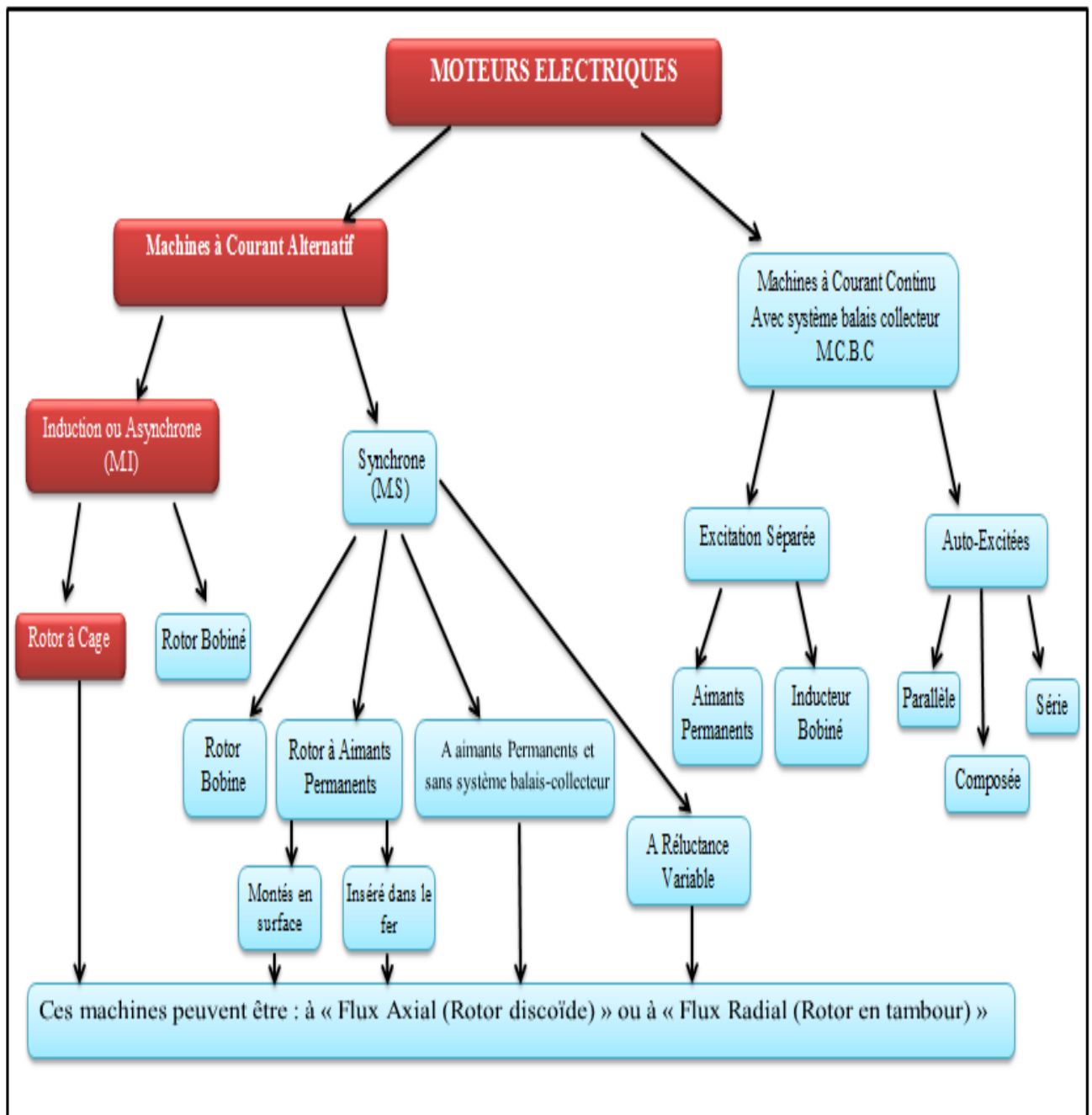


Figure II.1 : Classification des Moteurs Electriques Utilisés pour la Propulsion Electrique, [1, 10].

II.3. Les moteurs à courant continu

Les moteurs à courant continu à excitation séparée sont encore toujours utilisés pour l'entraînement à vitesse variable des machines, bien que sévèrement concurrencés par les moteurs asynchrones associés à des convertisseurs de fréquence.

Très faciles à miniaturiser, ils s'imposent dans les très faibles puissances et les faibles tensions. Ils se prêtent également fort bien, jusqu'à des puissances importantes (plusieurs mégawatts), à la variation de vitesse avec des technologies électroniques simples et peu onéreuses pour des performances élevées (plage de variation couramment exploitée). Leurs caractéristiques permettent également une régulation précise du couple, en moteur ou en générateur. Leur vitesse de rotation nominale, indépendante de la fréquence du réseau, est aisément adaptable par construction à toutes les applications. Ils sont en revanche moins robustes que les moteurs asynchrones et beaucoup plus chers, tant en coût matériel qu'en maintenance, car ils nécessitent un entretien régulier du collecteur et des balais.

II.3.1. Constitution

Un moteur à courant continu est composé des éléments suivants :

II.3.2. L'inducteur ou stator

C'est un élément du circuit magnétique immobile sur lequel un enroulement est bobiné, afin de produire un champ magnétique. L'électro-aimant ainsi réalisé comporte une cavité cylindrique entre ses pôles. Le bobinage statorique peut être remplacé par des aimants permanents. Cette disposition est générale sur les moteurs de petite puissance.

II.3.3. L'induit ou rotor

C'est un cylindre en tôles magnétiques isolées entre elles et perpendiculaires à l'axe du cylindre. L'induit est mobile en rotation autour de son axe et est séparé de l'inducteur par un entrefer. A sa périphérie, des conducteurs sont régulièrement répartis.

II.3.4. Le collecteur et les balais

Le collecteur est solidaire de l'induit. Les balais sont fixes, ils frottent sur le collecteur et ainsi alimentent les conducteurs de l'induit.

II.3.5. Principe de fonctionnement

Lorsque l'inducteur est alimenté, il crée un champ magnétique (flux d'excitation) dans l'entrefer, dirigé suivant les rayons de l'induit. Ce champ magnétique "rentre" dans l'induit du côté du pôle Nord de l'inducteur et "sort" de l'induit du côté du pôle Sud de l'inducteur. Quand l'induit est alimenté, ses conducteurs situés sous un même pôle inducteur (d'un même côté des balais) sont parcourus par des courants de même sens et sont donc, d'après la loi de Laplace, soumis à une

force. Les conducteurs situés sous l'autre pôle sont soumis à une force de même intensité et de sens opposé. Les deux forces créent un couple qui fait tourner l'induit du moteur. Lorsque l'induit du moteur est alimenté sous une tension continue ou redressée U et que le rotor est en rotation, il se produit une force contre électromotrice E . La force contre électromotrice est liée à la vitesse et à l'excitation.

II.4. Les moteurs synchrones

La famille des moteurs synchrones. Quelques rappels préliminaires sur les moteurs synchrones à aimants permanents «classiques», c'est-à-dire à entrefer radial, permettront de mêlé présenter par la suite.

C'est la structure générique la plus utilisée à travers toutes les applications industrielles. Les réalisations sont multiples et s'adaptent à tous types de cahiers des charges. Le moteur est constitué de :

- Un circuit magnétique statorique (généralement un paquet de tôles) disposé axialement, comportant des encoches également axiales ;
- Plusieurs bobines, multiples du nombre de phases, dont les conducteurs sont disposés dans les encoches du stator et se rebouclent sur les côtés extérieurs du moteur, les bobines sont ainsi d'orientation radiale, [15].

II.4.1. Principe de fonctionnement de moteur synchrone (MS)

Bien qu'également basé sur l'interaction entre les aimants et le bobinage, le principe de fonctionnement d'un MS est légèrement différent de celui d'un MCC classique. En effet, comme nous l'avons vu précédemment, la structure repose sur un assemblage de modules indépendants représentant chacun une phase. Il n'y a donc pas à proprement parler de création au stator d'un champ tournant sur lequel se cale le rotor portant les aimants permanents. Pour comprendre ce fonctionnement, nous ne nous intéressons tout d'abord qu'à une seule phase pour étudier le cheminement des flux et la création du couple. Ensuite, nous reviendrons à l'étude d'une structure polyphasée pour saisir la mise en mouvement du rotor, [15].

II.4.2. Les différents types des moteurs synchrones

II.4.2.1. La machine synchrone à rotor bobiné

Dans le domaine des petites puissances, l'excitation séparée est particulièrement avantageuse pour la génération d'énergie à vitesse variable. Ainsi les groupes électrogènes mettent-ils en œuvre de classiques alternateurs à rotor bobiné. Dans les automobiles, pour des puissances allant jusqu'à environ 2,5 kW en 12 V et 5 kW en 24 V, les alternateurs ont une structure de rotor à griffes car elle permet d'avoir un grand nombre de pôles avec une grande simplicité de fabrication et un minimum de pertes Joule. L'alternateur est accouplé au moteur thermique par un multiplicateur de vitesse à courroie.

Associé à un simple pont de diodes, il offre un excellent compromis performances/économie tout en permettant d'obtenir une puissance maximale constante sur une large plage de vitesse. Les bagués est solidaire de rotor. Les balais sont fixes, ils frottent sur Les bagués et ainsi alimentent les conducteurs de rotor, comme la représentation dans la figure (II.2), [9].

L'inconvénient des moteurs synchrones à rotor bobine par rapport aux machines a aimants permanents ou asynchrones réside dans la complexité d'excitation de ces machines.

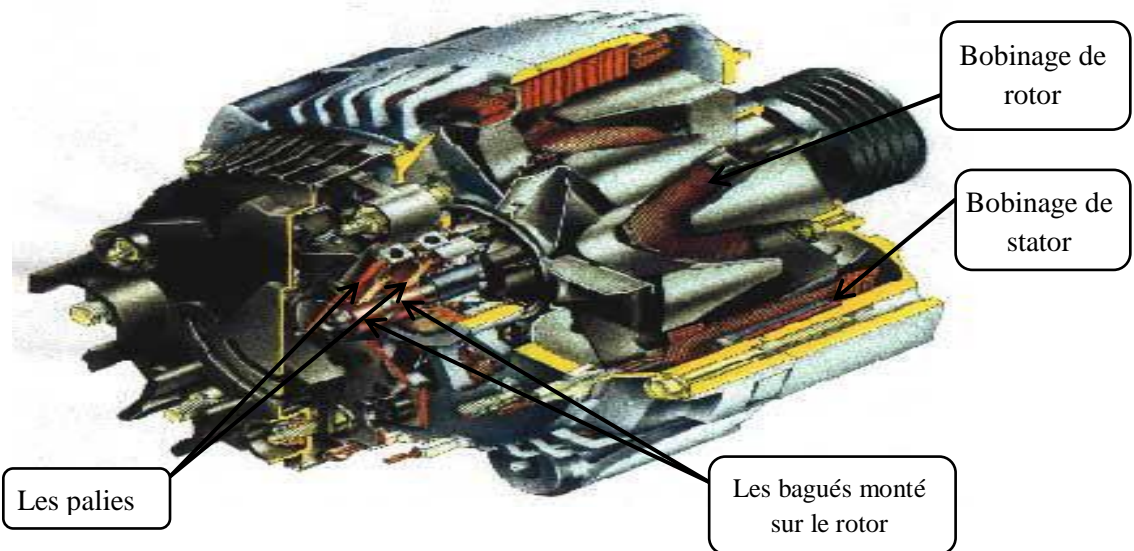


Figure II.2: Coupe d'un Alternateur et Ecorché (Valeo), [9].

II.4.2.2. Topologies des machines à aimants permanents

Un exercice difficile consiste à répertorier tous les types et topologies des machines synchrones à aimants permanents, ainsi que de comparer leurs performances. Cependant, on présentera les études comparatives qui ont été faites dans ce sens tout en gardant à l'esprit la compatibilité des topologies considérées avec les exigences en propulsion navale. Pour cette application, la machine est à entraînement direct et devrait avoir une forte puissance massique à vitesse lente. Il est à noter que les mêmes exigences s'imposent dans le secteur de l'énergie éolienne employant également des machines synchrones à aimants permanents (génératrice) montée sur pilon (mat), [15]. Et utilisé sur les véhicules électriques comme moteur auxiliaire par rapport à moteur thermique dans les véhicules (Micro hybrides, Mild hybrides, hybrides parallèles).

II.4.2.3. Machines à aimants cylindriques à champ radial

En fonction de la disposition des aimants au rotor, on distingue plusieurs types de machines à aimants à structure cylindriques figure (II.3) et figure (II.4). Toutefois, pour les applications de fortes puissances et a vitesse lente, les machines à aimants permanents montes en surface sont préférées pour leur facilite de construction. En raison de leur structure, les machines à aimants à champ radial répondent bien aux contraintes rencontrées dans les propulsions en nacelle. En effet,

ces machines semblent offrir une flexibilité dimensionnelle importante à la conception permettant de réduire le rapport de diamètre nacelle sur l'hélice de 40% à 50% en comparaison aux machines synchrones conventionnelles requérant des grands diamètres à vitesse lente et imposent donc des dimensions importantes à la nacelle et dégradent le rendement nautique, [8]. Ce gain en masse est obtenu, notamment, grâce à la facilité de réalisation des machines à aimants à plus grand nombre de paires de pôles, comparées aux machines à rotor bobine, permettant ainsi, une réduction significative des culasses.

Les études menées sur les machines à aimants à champ radial de fortes puissances fonctionnant à vitesse lente, ont montré que l'adoption des bobinages concentriques à nombre de pôles élevés permet non seulement de réduire dans certains cas les pertes Joule statoriques, mais aussi de réduire le coût de fabrication de ces machines. En effet, ce type de bobinage autorise des combinaisons qui allient un nombre de pôles élevé et un nombre d'encoches faible. Ces types de machines dites parfois modulaires, ont aussi la particularité d'avoir de faibles couples de détente, si le nombre de pôles et d'encoches est judicieusement choisi. Par ailleurs, les courants de court-circuit peuvent être aussi réduits dans certains cas. Toutefois, ces machines à bobinage concentrique semblent sujettes à des forces radiales plus importantes, générant ainsi des bruits magnétiques, [15].

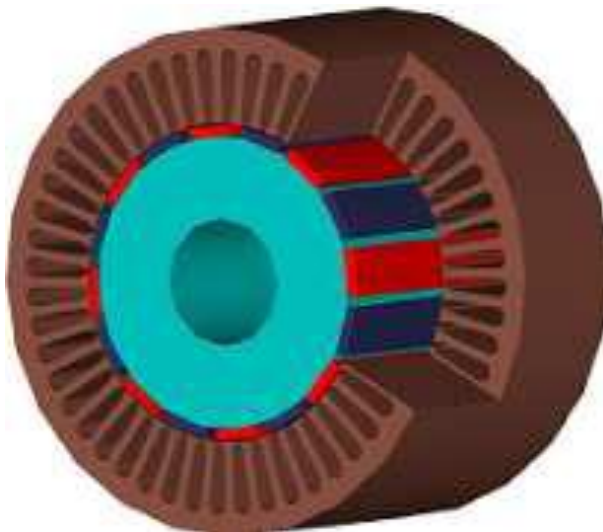


Figure II.3 : Machine Synchrone à Aimants avec Rotor Intérieur

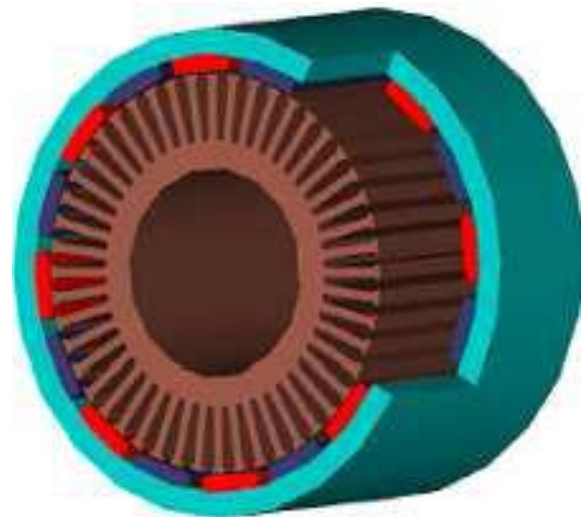


Figure II.4 : Machine Synchrone à Aimants avec Rotor Extérieur

II.4.2.4. Machines à flux axial

Apparues après les machines à flux radial dans les années 80, les machines à flux axial ont été principalement étudiées pour réduire l'encombrement de la motorisation des éoliennes et des véhicules électriques. Ainsi, les puissances massiques et couples massiques ont pu être avantageusement augmentés, [8].

II.4.2.4.1. Machines à flux axial à 1 stator et 1 rotor

La première machine à flux axial apparue est une structure comprenant un rotor et un stator. Le fonctionnement de ce type de machine est basique car il ne fait intervenir qu'un stator et un rotor.

Le flux créé par un bobinage reparti classique présent au stator va interagir avec le flux créé par les aimants permanents collés en surface du rotor pour créer une énergie électromagnétique et donc un couple électromagnétique Figure (II.5). Malgré sa simplicité de conception, cette machine accuse de forts problèmes d'attraction entre stator et rotor imposant des ajouts mécaniques lourds et coûteux. Cependant, certains concepteurs se sont penchés sur leur fonctionnement et leur conception, [8].

Ces type du moteurs est appelés (moteur discoïde) sont pourvus de disques fixes bobinés et de disques mobiles supportant les aimants permanents. L'avantage déterminant de la structure discoïde par rapport aux structures cylindriques provient de l'optimisation de la surface utile de génération du couple, qui se traduit par une puissance volumique importante. L'accroissement de la polarité dans ce type de machine a le même effet que sur les structures à champ radial et se traduit ici par une diminution de la longueur, le volume étant parfaitement occupé, [15].

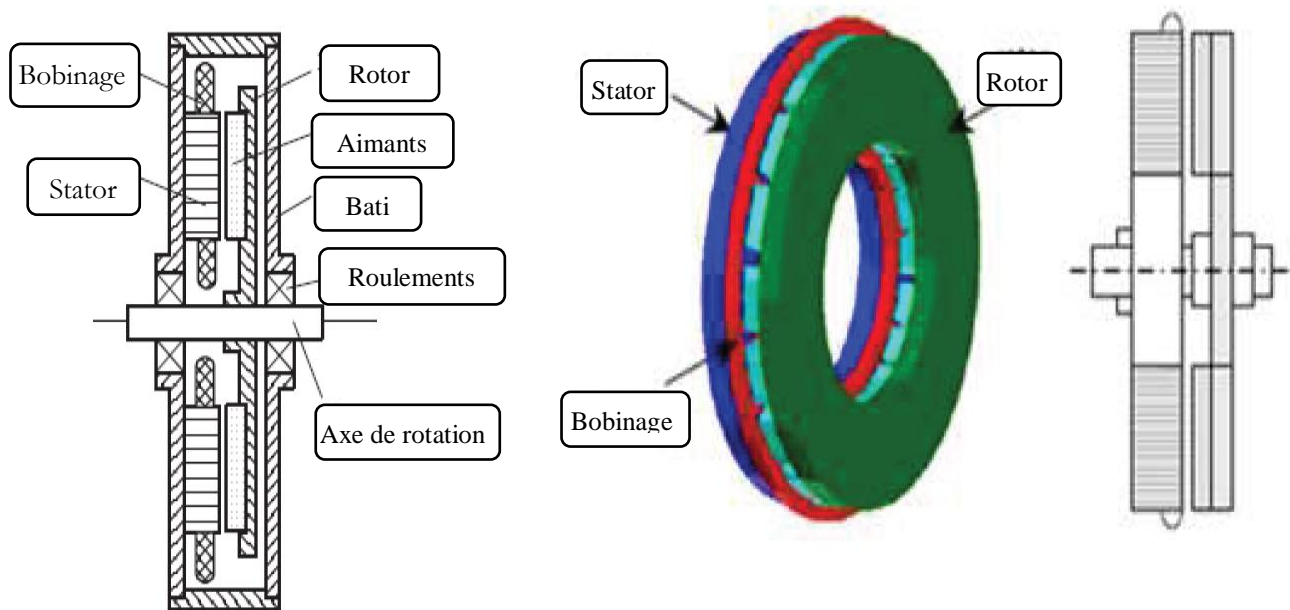


Figure II.5 : Descriptif de la Machine à Flux Axial 1 Stator / 1 Rotor, [8].

II.4.2.4.2. Machines à flux axial à stator interne ou externe

Pour remédier à ce problème d'attraction axiale, les concepteurs se sont penchés sur des machines équipées de deux entrefers communément appelées à stator interne ou stator externe. Contrairement aux machines à flux radial, la machine à flux axial est bien adaptée à ce genre de concept. La présence de deux rotors ou de deux stators permet de rééquilibrer les forces d'attractions entre les pièces actives de la machine et ainsi diminuer le risque d'attraction entre le stator et le rotor. Ces machines obtiennent de bons résultats en termes de couple et de puissance, [8].

II.5. Le moteur asynchrone

Les moteurs asynchrones représentent plus de 80% des installations industrielles à travers le monde : pompes, ventilations, traction ferroviaire... Malgré leur robustesse et l'apport de l'électronique de puissance, des applications leur sont toujours accessibles à cause de leur fort rendement et facteur de puissance, et la présence de diagnostic intégré.

II.5.1. Principe de fonctionnement de moteur asynchrone

Le fonctionnement de la machine à induction est basé sur le principe de l'interaction électromagnétique du champ tournant, créé par le courant fourni à l'enroulement statorique par la source d'alimentation et les courants induits dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs de ce dernier sont coupés par ce champ tournant. Cette interaction électromagnétique des deux parties de la machine n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant diffère de celle du rotor. Le fonctionnement d'une machine asynchrone est comparable à celui d'un transformateur dont l'enroulement secondaire est en court - circuit et tournant.

II.5.2. Eléments Constitution des machines asynchrones

On se propose, dans cette partie, de donner quelques précisions sur les éléments des constitutions des machines asynchrones. Cette description va nous permettre de comprendre de quelle façon le système est réalisé physiquement. Les machines asynchrones triphasées peuvent se décomposer, du point de vue mécanique, en trois parties distinctes, [11, 12].

- Le stator, partie fixe de la machine où est connectée l'alimentation électrique ;
- Le rotor, partie tournante qui permet de mettre en rotation la charge mécanique ;
- Les roulements, partie mécanique qui permet la mise en rotation de l'arbre moteur.

II.5.2.1. Stator

Le stator de la machine asynchrone est constitué de tôles d'acier au silicium dans lesquelles sont placés les bobinages statoriques. Ces tôles sont, pour les petites machines, découpées en une seule pièce alors qu'elles sont, pour les machines de puissance plus importantes, découpées par sections. Elles sont habituellement recouvertes de vernis pour limiter l'effet des courants de Foucault. Au final, elles sont assemblées les unes aux autres à l'aide de boulons ou de soudures pour former le circuit magnétique statoriques. Une fois cette étape d'assemblage terminée, les enroulements statoriques sont placés dans les encoches prévues à cet effet. Ces enroulements peuvent être insérés de manière imbriqués, ondulés ou encore concentriques L'enroulement concentrique est très souvent utilisé lorsque le bobinage de la machine asynchrone est effectué mécaniquement. Pour les grosses machines, les enroulements sont faits de méplats de cuivre de différentes sections insérés directement dans les encoches. L'isolation entre les enroulements électriques et les tôles d'acier au silicium s'effectue à l'aide de matériaux isolants qui peuvent être de différents types suivant l'utilisation de la machine asynchrone.

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.

Le stator d'une machine asynchrone est aussi pourvu d'une boîte à bornes à laquelle est reliée l'alimentation électrique. Nous représentons sur la Figure (II.5) les différentes parties de constitution

du stator d'une machine asynchrone. Nous pouvons visualiser la présence d'ailettes de ventilation assurant le refroidissement la machine lorsque celle-ci fonctionne en charge, [11, 12].

II.5.2.2. Rotor

Tout comme le stator, le circuit magnétique rotorique est constitué de tôles d'acier au silicium qui sont, en général, de même origine que celles utilisées pour la construction du stator. Les rotors des machines asynchrones peuvent être de deux types bobinés ou à cage d'écureuil, [11, 12].

II.5.2.2.1. Rotor à bagues (bobiné)

Les rotors bobinés sont construits de la même manière que le bobinage statoriques (insertion des enroulements dans les encoches rotorique). Les phases rotorique sont alors disponibles grâce à un système de bagues-balais positionné sur l'arbre de la machine, [11, 12].

II.5.2.2.2. Rotor à cage

Les rotors à cage d'écureuil, les enroulements sont constitués de barres de cuivre pour les gros moteurs ou d'aluminium pour les petites puissances.

On donne à la figure (II.6), les différents éléments de constitution d'un rotor (cage d'écureuil). Nous pouvons visualiser l'arbre sur lequel les tôles sont empilées, les deux anneaux de court-circuit ainsi que les barres d'aluminium formant la cage d'écureuil. Très souvent, ces barres sont uniformément inclinées pour limiter les harmoniques et ainsi diminuer très fortement le bruit lors de l'accélération de la machine asynchrone. L'isolation des barres avec les tôles magnétiques n'est en général pas nécessaire du fait de la faible tension induite aux bornes de chacune d'entre elles. De plus, la résistivité de l'alliage utilisé pour la construction de cette cage est suffisamment faible pour que les courants ne circulent pas à travers les tôles magnétiques, sauf lorsque la cage rotorique présente une rupture de barre. Le rotor de la machine asynchrone est aussi pourvu d'ailettes de ventilation pour permettre un refroidissement de la cage le plus efficace possible comme le montre la figure (II.6), [11, 12].

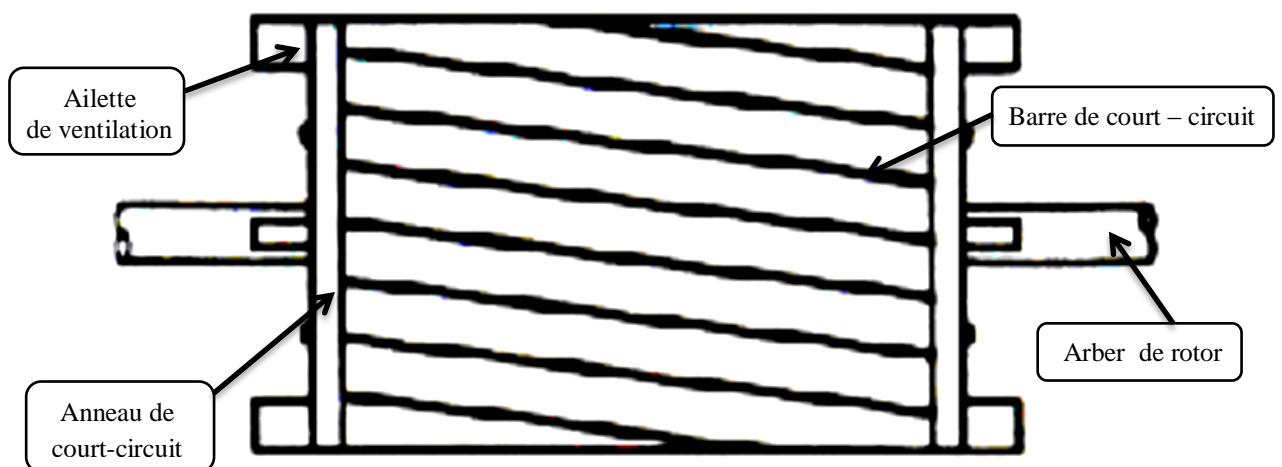


Figure II.6 : Rotor du Moteur Asynchrone à Cage d'Ecureuil, [16].

II.5.2.3. Les encoches

Les opérations de découpage et d'encochement ont aussi pour effet de créer des efforts internes dans les tôles et de détériorer les qualités magnétiques de l'acier; les pertes par hystérésis s'en trouvent augmentées. On peut rétablir les propriétés de l'acier par un recuit dans des chambres hermétiques a atmosphère contrôlée, précaution nécessaire si on veut éviter l'oxydation des tôles. Les diverses formes d'encoches sont de deux types génériques: ouvert et semi-ouvert figure (II.7). Les encoches de type ouvert sont habituellement de même largeur sur toute leur profondeur; par conséquent, les dents sont de forme trapézoïdale avec un étranglement près de l'entrefer pour insérer une clavette. Les encoches de type semi ouvert sont généralement de forme trapézoïdale, ce qui permet d'usiner des dents à parois parallèles. L'ouverture laissée par ce deuxième type d'encoche est réduite à une largeur minimale mais permet toutefois qu'on y insère des conducteurs de faible diamètre.

Pour des longueurs de stator (et de rotor) inférieures à 200 mm, on ne subdivise pas le paquet de tôles. Au-delà de 200 ou 250 mm, le paquet de tôles est en général divisé en paquets élémentaires séparés par des espaces d'air ou canaux de ventilation dont la largeur varie entre 8 et 12 mm. Toutefois, ces canaux de ventilation ne peuvent être vraiment efficaces si, au rotor et au stator, ils ne se trouvent pas vis-à-vis les uns des autres. De plus, leur efficacité est faible s'il n'y a pas de canaux longitudinaux dans le rotor aspirant l'air et par la suite l'expulsant par les canaux radiaux. Pour cette raison, si les rotors sont de faible diamètre et que des canaux longitudinaux ne sont physiquement pas réalisables, on ne retrouvera pas, en principe, de canaux radiaux au rotor et au stator même si la longueur du circuit magnétique est de plusieurs centaines de millimètres. Dans ce cas, la présence des canaux radiaux ne ferait qu'augmenter la longueur des conducteurs et les pertes dans ces derniers, [16].

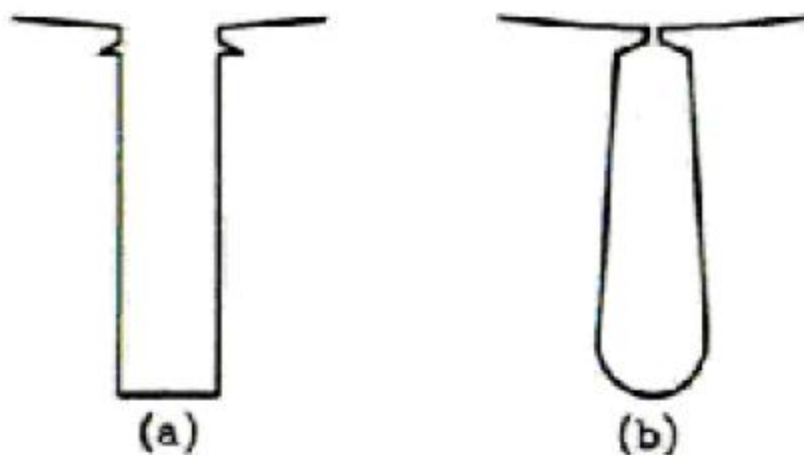


Figure II.7. Exemple d'Encoche Statorique et Rotorique d'un Moteur Asynchrone, [16].

Pour maintenir l'espacement prévu entre les paquets de tôles et éviter l'étalement des tôles, particulièrement au niveau des dents, ou cela risquerait d'obstruer les canaux de ventilation et de produire des vibrations, on utilise des entretoises figure (II.8)

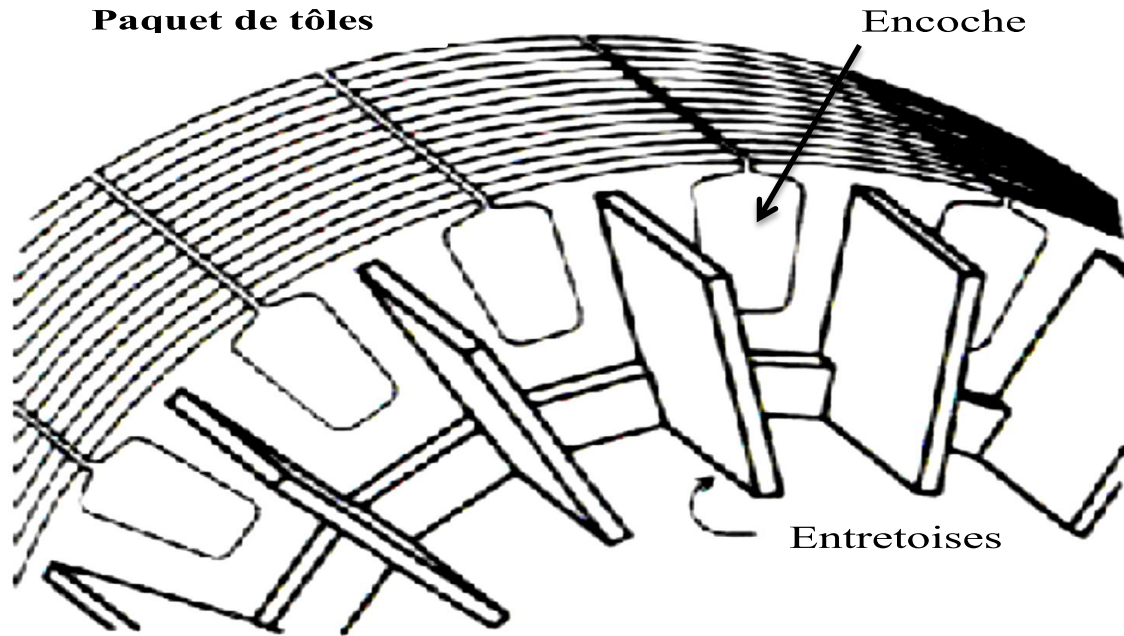


Figure II.8. Les Entretoises dans un Rotor à Cage.

Pour éviter que les tôles vibrent et produisent du bruit, on les serre ensemble et on les retient à l'aide de boulons ou de cordons de soudure. Les valeurs mentionnées précédemment pour l'épaisseur des paquets de tôles sont valables pour des vitesses périphériques moyennes. Nous y reviendrons lorsqu'il sera question du choix du diamètre du stator et du rotor.

II.5.3. Classification des moteurs à cage d'écureuil

La NEMA (National Electrical Manufacturers Association) classe les moteurs à cage d'écureuil comme suit:

- Classe A:** Moteurs à couple normal et à courant de démarrage normal ;
- Classe B:** Moteurs à couple normal 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.

Cette classification se base sur 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 petit et meilleur est le couple de démarrage, jusqu'à une certaine limite, bien entendu. Il est donc possible d'expliquer les différentes caractéristiques obtenues pour les diverses classes.

L'encoche du rotor d'un moteur de classe (A) n'est pas tellement creuse et l'enroulement a une faible résistance. De même, la réactance est faible et presque uniforme pour tout le conducteur; il en résulte que le courant circule dans tout le conducteur. Le couple est normal et le courant de

démarrage est suffisamment élevé pour nécessiter, dans la plupart des cas, l'ajout d'un compensateur ou d'un démarreur spécifique comme un autotransformateur, des résistances ou un démarreur électronique. Ce type de moteur ne se fabrique presque plus.

Le moteur de classe B est le plus utilisé de nos jours. Ses caractéristiques découlent de l'emploi d'encoches profondes et étroites figure (II.10.b). Lors du démarrage, la réactance est plus forte dans le bas du conducteur; cela force le courant à passer surtout dans le haut du conducteur, ce qui en réduit la surface active et augmente sa résistance. Le courant se trouve ainsi limité et on peut, dans bien des cas, démarrer ce moteur à pleine tension; c'est un avantage par rapport au moteur de classe A figure (II.10.a). Le couple au démarrage demeure toutefois normal.

Un moteur de classe C possède un rotor à double cage d'écureuil figure (II.10.c). On peut construire cet enroulement de différentes façons. Le principe consiste à placer un enroulement de forte résistance près de l'entrefer et un enroulement de faible résistance loin de la surface. Durant le démarrage, le conducteur éloigné de l'entrefer a une grande réactance, ce qui force le courant à passer dans le conducteur extérieur. Le courant est donc faible mais le couple est fort. Lorsque le rotor a atteint sa pleine vitesse, la réactance du conducteur situé le plus loin de l'entrefer devient faible; la répartition du courant est alors à peu près uniforme dans tout le conducteur.

Un moteur de classe D, à un enroulement d'une grande résistance en raison de sa faible section figure (II.10.d), ce qui lui confère au démarrage un fort couple ainsi qu'un faible courant. Par contre, il a un glissement à pleine charge qui peut atteindre 15 % et même 20 %.

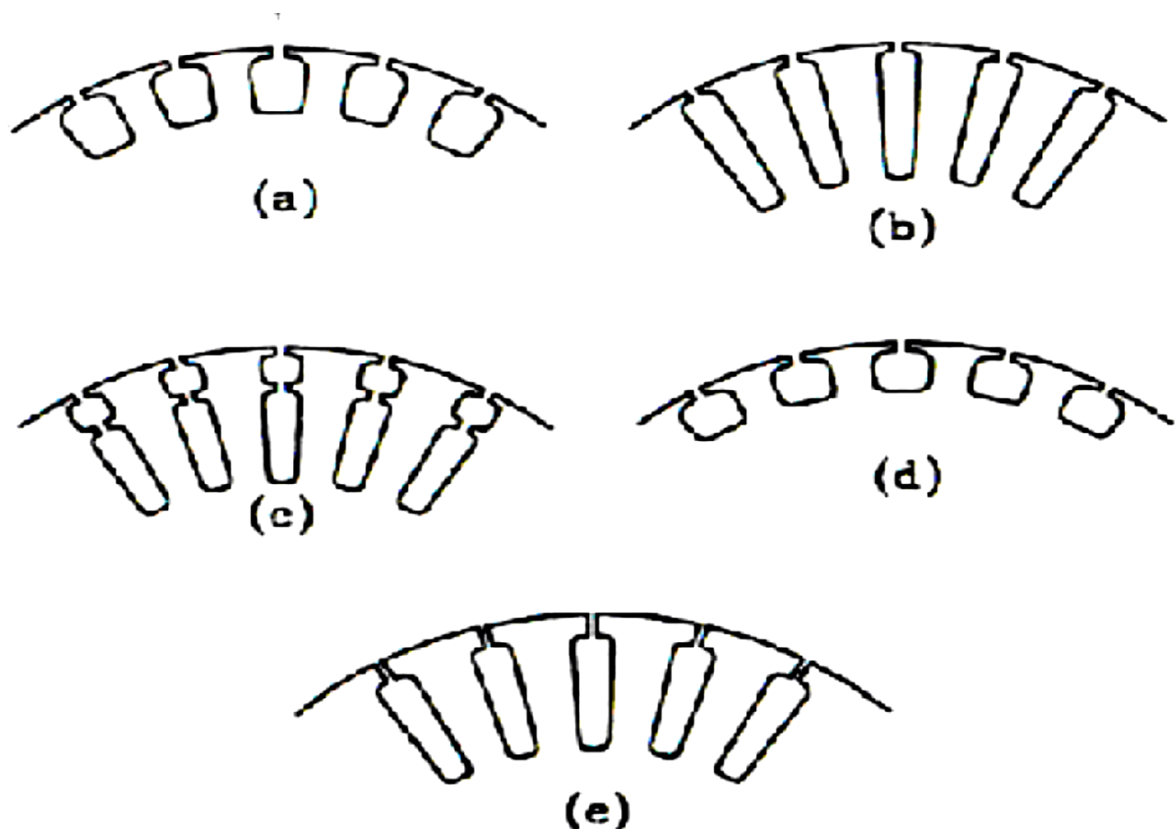


Figure II.10. Différents Types d'Encoches Rotorique en Classement de NEMA.

Les conducteurs du rotor d'un moteur de classe F sont placés loin de l'entrefer figure (II.10.e).

Au démarrage, la réactance est grande et le courant est faible, mais le circuit est très inductif et le couple développé est faible.

On peut ainsi obtenir les caractéristiques recherchées par le choix d'une forme d'encoche appropriée, forme qui n'est pas nécessairement rectangulaire, surtout si les conducteurs sont en aluminium coulé. On retrouve des configurations d'encoches plus complexes figure (II.11) qui, même s'il s'agit d'une cage simple, donnent un comportement qui tend beaucoup vers celui d'une double cage.

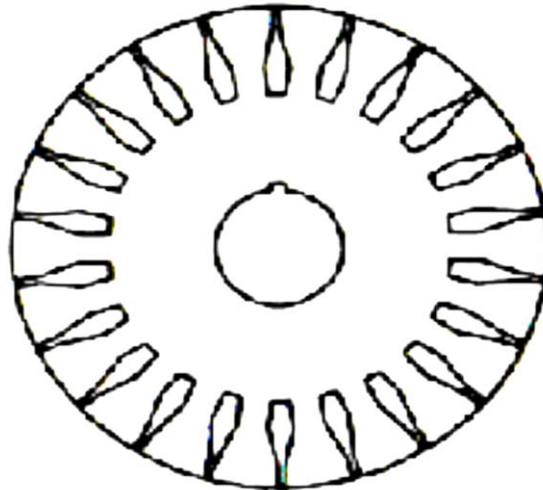


Figure II.11. Rotor à Encoches Spéciales, [16].

II.5.4. Bobinage

On peut effectuer le bobinage d'une machine tournante de plusieurs façons, mais on utilise habituellement trois types d'enroulements: l'enroulement imbriqué, l'enroulement concentrique et l'enroulement ondulé. Chaque type présente des avantages dans certaines applications.

L'enroulement imbriqué s'emploie généralement pour le bobinage des stators de moteurs de quelques dizaines de kilowatts et plus. Dans le cas de petits moteurs asynchrones, particulièrement lorsque le bobinage est mécanisé, on utilise généralement l'enroulement concentrique.

L'enroulement ondulé est idéal pour les rotors des moteurs asynchrones à bagues. Leur disposition dans les encoches différencie ces différents types d'enroulements.

L'enroulement concentrique est un bobinage obligatoirement à couche unique, de telle sorte que chaque encoche contient un seul côté de bobine. L'enroulement imbriqué et l'enroulement ondulé peuvent être des bobinages à simple couche, mais sont plus souvent à double couche. Si tel est le cas, chaque encoche contient deux côtés de bobine et le nombre de conducteurs par encoche doit nécessairement être un nombre pair. Il est possible de relier en série toutes les bobines de l'enroulement pour une même phase; on obtient alors un moteur qui ne peut opérer que sous une seule tension. Par contre, on peut répartir les bobines en un certain nombre de groupes à l'intérieur

desquels elles sont connectées en série. Les groupes ainsi formés peuvent se relier en série ou en parallèle et permettre d'utiliser le moteur sous plusieurs tensions.

Lorsque les bobines sont faites de fils carrés ou rectangulaires d'assez forte section, elles sont formées sur des gabarits et insérées globalement dans des encoches ouvertes. Dans le cas d'encoches de type semi-ouvert, on utilise habituellement plusieurs fils ronds, vernis et de faible section pour former les conducteurs des bobines. Comme les bobines faites de fils carrés, elles sont généralement formées sur des gabarits, mais introduites fil par fil ou quelques fils à la fois dans les encoches, [16].

Conclusion

Ce chapitre s'est appuyé sur des références récentes traitant différentes sujettes sur les actionneurs électrotechniques.

Vu que notre observation s'est étendue sur les différents moteurs utilisés dans l'attraction électrique notamment les machines asynchrones surtout la méthode de calcul utilisée.

Dans ce sujet, nous avons pris comme support de travail une méthode de calcul utilisé par la majorité des chercheurs dans le domaine de la conception et de l'analyse des machines « Méthode de LIWSCHITZ », qui sera l'objet du prochain chapitre.

Chapitre 3

Méthode de Dimensionnement des Machines Electriques

Introduction

Dans ce chapitre on présente les différentes méthodes utilisées dans le dimensionnement et la conception des machines électriques, dont on s'intéresse plus aux machines asynchrones, comme système de propulsion efficace sur les véhicules électriques, objet de notre étude, qu'est basée sur une recherche bibliographique approfondie.

Dans ce domaine, il existe plusieurs techniques de conception, chacun à sa méthode. On a remarqué un manque évident dans le détail des procédures de calcul ainsi que les facteurs déterminants conduisant aux choix des valeurs des paramètres, les raisons peuvent se résumer comme suit:

- * Par crainte de voir publier des résultats considérés comme « secrets d'usine » ; Domaine de la publication et de la recherche de l'industrie.*
- * Par manque d'intérêt pour le calcul de dimensionnement, jugé comme une activité réservée à un très petit nombre de spécialistes, en général les auteurs d'articles ne fournissent que très parcimonieusement :*
 - 1- Les données numériques « exclusivement expérimentales ».*
 - 2- Les exemples chiffrés indispensables au déroulement logique des calculs des projets.*

La littérature offre un choix complet traitant la théorie du fonctionnement des machines électriques, en revanche elle présente des lacunes dans l'application pratiques de ces connaissances au dimensionnement du matériel électrique.

III .2 Méthodes de dimensionnement et calcul des machines électriques

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 recherche 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, [16].

III.2.1 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 :

Alors 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, [16].

III.2.2. Deuxième Méthode

Cette deuxième méthode à caractère pédagogique utilisé 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, [16].

III.2.3. Troisième méthode

Cette procédure réuni le calcul et la conception assistée par ordinateur d'une machine à induction, 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, [16].

III.2.4. Méthode Classique (calcul de LIWSCHITZ)

Cette méthode sera développée dans ce chapitre, elle sera la base de nos calculs lors du dimensionnement des machines.

III.2.5. Procédés actuelles adoptées

En génie électrique, la conception d'un appareil ou d'un circuit comporte des aspects spécifiques dus aux lois de l'électromagnétisme ou de l'électronique et qui caractérisent son fonctionnement intime.

Ces aspects spécifiques doivent pouvoir être analysés et ensuite pris en compte dans des logiciels spécialisés qui permettent une analyse fine des aspects électriques ou électromagnétiques de l'appareil à concevoir.

Cependant, les effets électriques dans un milieu donné induisent inévitablement des contraintes thermiques et mécaniques qui influent sur le comportement de l'appareil ; ils doivent donc être étudiés soigneusement, [10, 12].

Le calcul et l'analyse des régimes transitoires ainsi que les défauts dans les systèmes simulés et particulièrement dans les machines à induction restent abordé par beaucoup de publications, la plupart des articles traitent les défauts et les différents effets indésirables tels que l'étude des harmoniques et les effets des encoches rotoriques dans la machine électrique.

III.2.6. La conception dans l'industrie

L'activité de conception, telle qu'elle se pratique dans l'industrie électrique, est consacrée pour 70 % de son volume à de la recopie de dispositifs existants et pour 30 % à des modifications, voire des innovations. Néanmoins, qu'il s'agisse d'un produit nouveau ou d'un dispositif existant à adapter, la conception passe par un certain nombre de méthodes indispensables pour mener ce travail à bien, [16].

Si l'on suppose que le cahier des charges a été établi, il faut s'assurer du bien-fondé de ses résultats avant de passer au projet conceptuel, puis à la réalisation physique.

III.3.1. Définition et étapes de la conception

La conception consiste en la définition d'un dispositif ou d'un système (constitué de plusieurs objets) répondant à un critère ou un besoin défini en tant qu'objectif dans le cadre d'un cahier des charges bien déterminé. Celui-ci doit comprendre l'ensemble des exigences à réaliser sous forme de performances, de spécifications ou de contraintes techniques, économiques et d'encombrement, etc....

Un processus de conception peut être décomposé en deux étapes élémentaires, à savoir, le choix de la structure à concevoir, ensuite le dimensionnement de la structure choisi.

III.3.2. Choix de la structure du dispositif

La première étape d'une méthodologie de conception, consiste à définir la structure du dispositif qui est apte à satisfaire les exigences définies dans le cahier des charges qui comprend généralement les

performances à réaliser et les contraintes à respecter. Dans cette étape, il faut faire une collecte des connaissances nécessaires liées aux solutions possibles, existantes ou nouvelles et ensuite choisir la plus adaptée au cahier des charges.

En outre, cette étape exige de la créativité ou de l'expérience. En effet, généralement, on fait appel à l'expérience, au savoir-faire ou on agit par similitude avec d'autres applications plus ou moins proches et déjà traitées. Pratiquement, une étude sommaire de toutes les solutions possibles doit être faite et un premier choix est déduit, à priori, en fonction d'une vérification plus ou moins satisfaisante du cahier des charges.

Le choix définitif du dispositif ne se confirme qu'à la fin de la deuxième étape.

III.3.3. Procédure adoptée

On propose dans cette étude une approche dans le calcul et la conception assistée par ordinateur de la machine à induction « La machine asynchrone ». Cette méthode consiste à dimensionner la machine à cage.

* La première étape : utilise le calcul analytique de LIWSCHITZ généralisé par un programme, réservé au dimensionnement d'un moteur à rotor court-circuité, écrit sous Matlab.

* La deuxième : une interface plus spécialisée basé sur le programme de l'étape précédent dans le calcul pour l'affichage le résultat des paramètres de la machine électrique dans le bloc GUIDE dans Matlab.

III.3.3.1. Choix des moteurs étudiés

Les machines asynchrones couvrent un nombre important de structures de moteurs (monophasés, triphasés, bobinés, à cage simple ou double, etc.). De même, la puissance de la gamme industrielle des moteurs s'étend de quelques watts à plusieurs mégawatts. Cependant la conception des petites machines, comme celle des plus grandes, fait appel à des contraintes spécifiques et ne peut donc être traitée dans le cadre de ce mémoire.

On limitera donc à l'étude des moteurs asynchrones à cage de moyenne puissance, c'est-à-dire pour une gamme de puissance comprise entre 0.5 et 100 kW ce qui correspond à des spécifications bien précises en terme d'alimentation et de technologie.

L'approche du dimensionnement étant quasiment la même, nous présenterons pour la première partie, le calcul complet utilisant la méthode LIWSCHITZ d'un moteur asynchrone à cage.

III.3.3.2. Moteurs asynchrones polyphasés à cage de taille moyenne

Un moteur de taille moyenne est caractérisé par deux limites liées à son alimentation. La structure du bobinage statorique triphasé impose une puissance minimale de l'ordre de 0.5 kW.

Une tension d'alimentation limitée par le cahier de charge, une taille moyenne sera donc caractérisée par une gamme allant de 0.5 kW jusqu'à 100 kW.

A l'intérieur de cette gamme la forme des encoches est déterminée comme suit:

- Les moteurs à encoches trapézoïdales et dents à flancs parallèles, correspondant à la puissance.

III.4. Calcul des machines en général

III.4.1. Calcul des dimensions géométriques

Tous les systèmes électromécaniques ont deux points en commun:

- Ils sont le siège d'une force mécanique? Ils sont soumis aux équations de Maxwell, et plus particulièrement aux principes de Kirchoff appliqués aux circuits magnétiques « somme des différences de potentiel nulle sur une maille, conservation du flux », [16].

A ces deux principes fondamentaux s'ajoutent des contraintes liées aux matériaux utilisés et à la forme géométrique du système. En cherchant une solution respectant les deux principes fondamentaux et les contraintes supplémentaires. L'itération se fait sur un nombre limité de grandeurs essentielles, telles que le diamètre d'alésage, dont dépendent toutes les autres dimensions de la machine.

III.4.2. Calcul des perméances, des flux et des bobinages

Lorsque les dimensions géométriques d'une machine sont connues, il est encore nécessaire de déterminer les caractéristiques des bobinages (répartition des conducteurs dans les encoches, nombre de spires par bobine, etc..). La détermination des perméances propres et mutuelles associées aux différentes parties de la machine est indispensable pour la simulation du fonctionnement: on en profite pour obtenir directement, en fonction du nombre de spires des bobinages, des relations exactes liant la tension réelle aux bornes de la machine et le couple électromécanique, équations qu'il suffit alors de résoudre. (Traditionnellement, le nombre de spires est calculé en fonction de la tension induite a vide, inconnue a priori, et de facteurs correctifs, [10, 16].

III.4.3. Calcul des dimensions finales

Les dimensions principales de la machine sont estimées au début des opérations. Ensuite, l'utilisateur a la possibilité de modifier quelques-unes d'entre elles (introduction des caractéristiques de "tôles" ou d'aimants du commerce). Lorsque les bobinages sont complètement déterminés, il est possible de simuler le comportement du moteur en régime permanent ou transitoire, et de comparer les valeurs obtenues avec le cahier des charges. En fonction du résultat, on peut modifier un ou plusieurs éléments de la machine et reprendre le calcul, et ainsi de suite jusqu'à l'obtention d'une solution optimale.

III.5. Calcul de la machine asynchrone « méthode de LIWSCHITZ »

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

III.5.1. 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 (III.1) définissant le coefficient d'utilisation de la machine.

$$C = \frac{S_i 10^{-3}}{D^2 l_i 60 n} = \frac{K_{w1} B_\delta A_1}{8,6 \cdot 10^3} \quad (\text{III} - 1)$$

A_1 : Désigne la densité linéaire de courant à la périphérie de l'induit. Elle caractérise l'utilisation électrique de la machine.

L'équation (III.1) est l'équation fondamentale pour le calcul des dimensions principales. Elle nous permet de déterminer le volume $D^2 l_i$ en procédant de deux façons:

- On choisit un champ d'induction B_δ dans l'entrefer, et une densité de courant linéaire A_1 , puis on calcule le volume $D^2 l_i$.
- Ou bien on choisit 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 abaques en fonction de τ_p, p où chaque une valeur définie comme :

$$\phi = \alpha_i \tau_p l_i B_\delta \quad (\text{III} - 2)$$

Pour le cas d'un champ sinusoïdal $\alpha_i = \frac{2}{\pi}$ (III -3)

$$\tau_p = \frac{\pi D}{2p} \quad (\text{III} - 4)$$

$$A_1 = \frac{m_1 2N_1 I_1}{\pi \cdot D} \quad (\text{III} - 5)$$

Pour la détermination du diamètre D et de la longueur virtuelle l_i on utilise la relation empirique :

$$\frac{l_i}{\tau_p} = \sqrt[3]{p} = \lambda \quad (\text{III} - 6)$$

Le rapport λ est donné en fonction du nombre de paires de pôles, avec un intervalle de variation, pour lequel les caractéristiques de la machine restent voisines.

Le rendement η et le facteur de puissance $\cos \varphi$ sont tirés des diagrammes tracés à partir des études statistiques faites sur un grand nombre de moteurs, [10, 11, 16].

III.5.3. Choix des encoches

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

- De la tension de service ;
- De la puissance ;
- Du 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. 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.

Pour le rotor à cage d'écureuil l'enroulement en cuivre ou en aluminium est formé de barres court-circuitées par des anneaux.

Les encoches sont rondes ou rectangulaires, Selon la technique d'exécution et la caractéristique demandée :

- Simple cage ;
- Double cage ;
- Cage à effet pelliculaire.

III.5.3.1 Encoche du stator

Soit Z_1 le nombre d'encoches du stator où :

$$Z_1 = 2p q m \quad (\text{III -7})$$

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:

$$q = \frac{Z_1}{2pm} \quad (\text{III -8})$$

Le nombre q est un paramètre fondamental pour la machine, car il intervient dans le coefficient de distribution K_d .

Pour réduire l'amplitude des harmoniques supérieurs il est préférable que $q > 2$. L'augmentation de q engendre une augmentation de rang des harmoniques de denture. Cependant q ne peut pas augmenter indéfiniment car il est limité par la dimension de la machine, [10, 16].

III.5.3.2 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, [10, 16].

III.5.4. Type et choix de l'enroulement

Comme déjà mentionner dans le chapitre précédent. Le bobinage et les types de l'enroulement avec l'effet de type d'encoche sur le choix de type d'enroulement, [3].

- **Choix du facteur de bobinage** K_{w1}

$$K_{w1} = K_{p1} K_{d1} \quad (\text{III -9})$$

K_{d1} Facteur de distribution ;

K_{p1} Facteur de raccourcissement.

$$K_{d1} = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2m}\right)}{q \sin\left(\frac{\pi}{2mq}\right)} \quad (\text{III -10})$$

$$K_{p1} = \sin\left(\beta \cdot \frac{\pi}{2}\right) \quad (\text{III -11})$$

III.5.5. Circuit magnétique

Le calcul du circuit magnétique constitue une partie importante dans la construction des machines électriques. La loi de circulation du champ dans le circuit magnétique constitue la base fondamentale pour ce calcul, soit, [3] :

$$\oint_c \vec{H} \cdot d\vec{l} = \sum F(At) \quad (\text{III -12})$$

Qui s'énonce comme suit :

La différence de potentielle magnétique le long d'une ligne fermée est égale à la somme des forces magnétomotrices (F.M.M).

Pour N spires par phase parcourues par un même courant I , on a :

$$F = N.I \quad (\text{III -13})$$

Pour simplifier les calculs dans les machines électriques on décompose l'intégrale (3-12) en une somme de produits:

$$\oint \vec{H}_i \cdot d\vec{l}_i = \sum_{i=1}^n H_i \cdot l_i = F(At) \quad (\text{III -14})$$

Tel que dans un circuit i considéré la valeur du champ magnétique H_i est constante. On peut alors écrire :

$$H_1 l_1 + H_2 l_2 + \dots + H_n l_n = F = N I \quad (\text{III -15})$$

- H Est exprimé en A/m ;
 l En mètre (m) ;
 F En Ampère tours (At).

III.5.5.1. 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:

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

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, [16, 11, 12].

$$H_i \cdot l_i = F_i \quad \text{en (A)} \quad \text{(III -16)}$$

On aura :

$$\sum_{i=1}^n H_i l_i = F_1 + F_2 + F_3 + \dots + F_n = F_t = N \cdot I \quad \text{(III -17)}$$

III.5.5.2 Calcul de la F.M.M dans l'entrefer

L'entrefer constitue le premier pas de calcul de la F.M.M, puisque l'on prend pour base de calcul l'induction B_δ ou le flux ϕ_δ dans celui-ci, et le fait que la chute de potentiel dans l'entrefer est le plus important dans la machine.

La chute de potentiel magnétique dans l'entrefer est proportionnelle au champ magnétique H_δ et à l'épaisseur de l'entrefer δ :

$$F_\delta = H_\delta \cdot \delta = \delta \cdot \frac{B_\delta}{\mu_0} \quad \text{(At)} \quad \text{(III -18)}$$

On note que S_δ la surface virtuelle traversée par le flux et que cette dernière est proportionnelle à la longueur virtuelle l_i et à l'arc polaire virtuel b_i .

$$S_\delta = b_i \cdot l_i \quad \text{(III -19)}$$

Notons que les petites machines n'exigent pas de canaux de ventilation. Donc la longueur l_i est égale à la longueur effective du paquet de tôles l_a .

Cependant dans le cas général pour les machines de grandes puissances les canaux de ventilation diminuent la longueur effective du paquet de tôles.

Soit : $l_i < l_a$

La détermination de la valeur de S_δ présente quelque difficulté du fait des interruptions du fer que produisent les encoches le long de l'entrefer. Les canaux radiaux de ventilation et les intervalles entre les pôles ainsi que de l'influence exercée par la saturation des dents sur la répartition de l'induction dans l'entrefer. Dans la relation (III -19).

b_i Arc polaire virtuel représentant une fraction du pas polaire τ_p ; la valeur de b_i dépend de la forme des pôles et de la saturation du fer, donc de la forme de la courbe d'induction, [16].

$$b_i = \alpha_i \cdot \tau_p \quad (\text{III -20})$$

α_i Est appelé coefficient d'aplatissement de la courbe.

$$\alpha_i = \frac{B_{\delta\text{eff}}}{B_{\delta\text{max}}} < 1 \quad (\text{III -21})$$

III.5.6 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 dépasse une certaine valeur, la chute de tension dans les dents augmente; le rapport de la somme des chutes de tensions FMMt: dans l'entrefer et les dents à la tension F_δ augmente.

Ce rapport est appelé coefficient de saturation K_s

$$K_s = \frac{F_\delta + F_{z1} + F_{z2}}{F_\delta} > 1 \quad (\text{III -22})$$

On remarque que la valeur de K_s dépend éventuellement de la chute de tension dans les dents statorique et rotorique F_{z1} et F_{z2} , donc de la saturation du fer dans celle-ci.

Le coefficient de saturation K_s à une grande influence sur les caractéristiques de la machine, puisque l'augmentation de K_s signifie une saturation dans les dents donc une augmentation de la FMM qui engendre une augmentation du courant magnétisant, et une diminution du facteur de puissance, [3, 10].

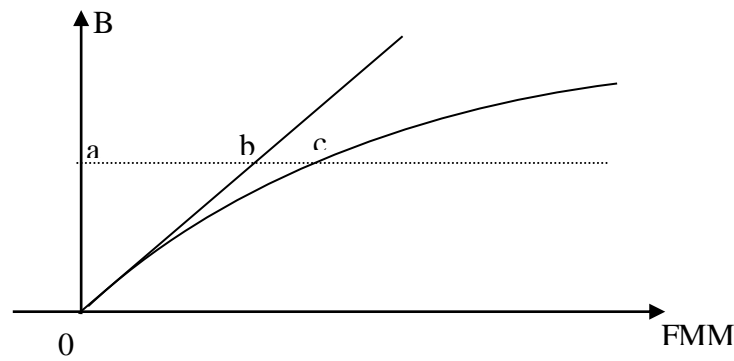


Figure III.1 Courbe d'Induction $B=f(H)$ en Fonction de la FMM.

Avec

$$F_{\delta} = ab \quad \text{et} \quad F_{z1} + F_{z2} = bc$$

III.5.7. 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 $B_{\delta_{eff}}$ à la valeur moyenne de l'induction dans l'entrefer B_{δ} , $K_f \geq 1$. Le coefficient K_f augmente quand la saturation diminue, celui-ci intervient dans le calcul de la F.E.M, 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, [10]. Ces courbes ont été établies à partir d'études statistiques faites sur un grand nombre de machines asynchrones.

III.5.8. Facteur de carter (correction de l'entrefer)

Dans le paragraphe précédent on n'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, [3].
$$\frac{\delta}{\delta^{\setminus}} = K_c > 1$$

K_c Est appelé facteur de carter.

Carter a démontré que :

$$\begin{cases} K_c = \frac{\tau_z}{\tau_z - \gamma_B \cdot \delta} \\ \gamma_B = \frac{4}{\pi} \left(\frac{s}{2\delta} \operatorname{artg} \frac{s}{2\delta} - \ln \sqrt{1 - \left(\frac{s}{\delta} \right)^2} \right) \end{cases} \quad (\text{III -23})$$

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.

$K_c = K_{c1} \cdot K_{c2}$, où K_c représente le facteur total de carter.

D'où :

$$F_\delta = \frac{B_\delta}{\mu_0} \cdot K_c \cdot \delta = \frac{\phi_\delta}{S_\delta \cdot \mu_0} \cdot K_c \cdot \delta \quad (\text{III -24})$$

III.5.9. 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 1.8T.

Lorsque l'induction est très grande $B_{z1} > 1,8T$, 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 $B_{zy} > 1,8T$. 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:

$$F_z = \int_0^{h_z} H_{zy} \cdot dl_z \quad (\text{III -25})$$

Cependant dans la pratique, qui donne des résultats meilleurs. Sachant qu'on subdivise la dent en trois parties, l'intensité moyenne du champ est calculée comme suit, [3, 10, 11, 16].

$$H_{z,\text{moy}} = \frac{1}{6} (H_{z,\text{min}} + 4 \cdot H_{z,\text{med}} + H_{z,\text{max}}) \quad (\text{III -26})$$

$H_{z,\text{min}}$ La valeur du champ minimum dans la dent;

$H_{z,\text{med}}$ La valeur du champ médian;

$H_{z,\text{max}}$ La valeur du champ maximum.

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

$$F_z = h_z \cdot H_{z,\text{moy}} \quad (\text{III -27})$$

Ce résultat est valable aussi bien pour le rotor que pour le stator. On refait les mêmes calculs pour les deux parties tout en considérant les caractéristiques de chacune d'elles.

III.5.10. 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:

$$B_{ji} = \frac{\phi}{2 \cdot K_{fe} \cdot L_{fe} \cdot h_{ji}} \quad (\text{III -28})$$

B_{ji} Induction dans la culasse statorique $i = 1$ ou rotorique $i = 2$;

h_{ji} Epaisseur de la culasse ;

Ligne de parcours moyenne pour les lignes d'induction dans les culasses.

- **Rotorique**

On prend pour la ligne de parcours moyenne:

$$h_{z2} = \frac{D - 2\delta - 2pt - h_{j2}}{2p} \cdot \pi \quad (\text{III -29})$$

h_{j2} Epaisseur de la culasse rotorique ;

h_{z2} Profondeur de l'encoche rotorique ;

pt Pont rotorique.

- **Statorique**

$$l_{j1} = \frac{D + 2h_{z1} + h_{j1}}{2p} \cdot \pi \quad (\text{III -30})$$

h_{z1} Profondeur (on hauteur) de l'encoche statorique ;

h_{j1} Epaisseur de la culasse statorique.

La chute de potentiel magnétique dans la culasse rotorique ou statorique serait alors égal à :

$$F = H_{ji} \cdot l_{ji} \quad (\text{III -31})$$

La valeur H_{ji} est tirée par la caractéristique magnétique du fer utilisé après avoir calculer B_{ji} .

III.6. Correction des valeurs d'induction et calcul de la FMM et du courant magnétisant

III.6.1. Calcul du nombre de spires par phase du primaire

La relation entre la F.E.M induite par phase E et le flux ϕ dans le cas d'une induction sinusoïdale est :

$$E = 4 \cdot K_f \cdot f_1 \cdot N_1 \cdot K_{w1} \phi \quad (\text{III -32})$$

Le facteur de saturation K_s pour les machines asynchrones est pris en première approximation entre 1,1 et 1,4.

On peut écrire pour une phase du primaire

$$N_1 = \frac{E_1}{4 \cdot K_r \cdot f_1 \cdot K_{w1} \cdot \phi} \quad (\text{III -33})$$

La F.C.E.M induite E_1 par phase est toujours inférieure à la tension V aux bornes de la machine d'une quantité ΔV définie comme étant la chute de tension provoquée en grande partie, par la réactance de fuite $X_{\sigma 1}$ par phase du primaire, avec le courant magnétisant I_m pratiquement égal à I_0 courant à vide.

Dans ce cas on a :

$$E_1 = V_1 - X_{\sigma 1} \cdot I_0 \approx V_1 - X_{\sigma 1} \cdot I_m \quad (\text{III -34})$$

$$E_1 = V_1 \left(1 - \frac{X_{\sigma 1} \cdot I_m}{V_1} \right) = V_1 \cdot \frac{1}{1 + \sigma_{H1}} \quad (\text{III -35})$$

D'où l'on peut écrire :

$$N_1 = \frac{V_1 \cdot \frac{1}{1 + \sigma_{H1}}}{4 \cdot K_f \cdot f_1 \cdot K_{w1} \cdot \phi} \quad (\text{III -36})$$

Le coefficient σ_{H1} est obtenu à partir d'un diagramme, [10].

On remarque sur ce diagramme que l'augmentation du nombre de pair de pôles engendre une augmentation de dispersion.

III.6.2. Correction de l'induction dans les dents et la culasse du stator

Ayant déterminé un coefficient de dispersion σ_{H1} par diagramme, ce qui correspond à une réactance de fuite du primaire $X_{\sigma 1}$, le flux correspondant à cette réactance de fuite $\phi_{\sigma 1}$ passe partiellement par la culasse et les dents du stator. Donc les inductions magnétiques doivent être augmentées d'une quantité proportionnelle au flux de fuite dans le calcul de la chute de tension magnétique.

Dans le calcul, on prend avec une approximation suffisante:

$\phi(1 + \sigma_{H1})$ Flux dans la culasse et au pied de la dent ;

$\phi \left(1 + \frac{2}{3} \sigma_{H1} \right)$ Flux à la mi-hauteur de la dent ;

$\phi \left(1 + \frac{1}{3} \sigma_{H1} \right)$ Flux à la tête de la dent.

Les valeurs des inductions corrigées dans chaque partie de la machine avec l'induction dans l'entrefer: ϕ_δ sont :

$$B_\delta = \frac{\phi_\delta}{\alpha_i \tau_p l_i} \quad (\text{III -37})$$

III.6.2.1. Pour l'induction dans le stator

$$B_{z1p} = \frac{l_i}{K_{fe} \cdot L_{fe}} \cdot \frac{\tau_{z1}}{Z_{1p}} \cdot B_{\delta} (1 + \sigma_{H1}) \quad (\text{III -38})$$

B_{z1p} Induction au pied de la dent ;

τ_{z1} Pas dentaire statorique ;

Z_{1p} Largeur de la dent au pied de celle-ci.

$$B_{z1m} = \frac{l_i}{K_{fe} \cdot L_{fe}} \cdot \frac{\tau_{z1}}{Z_{1m}} \cdot B_{\delta} \left(1 + \frac{2}{3} \sigma_{H1} \right) \quad (\text{III -39})$$

B_{z1m} Induction à mi- hauteur de la dent ;

Z_{1m} Largeur de la dent à mi-hauteur de celle-ci.

$$B_{z1t} = \frac{l_i}{K_{fe} \cdot L_{fe}} \cdot \frac{\tau_{z1}}{Z_{1t}} \cdot B_{\delta} \left(1 + \frac{1}{3} \sigma_{H1} \right) \quad (\text{III -40})$$

B_{z1t} Induction à la tête de la dent ;

Z_{1t} Largeur de la dent à la tête de celle-ci ;

$$B_{ji} = \frac{\phi_{\delta}}{2 \cdot K_{fe} \cdot L_{fe} \cdot h_{ji}} (1 + \sigma_{H1}) \quad (\text{III -41})$$

III.6.2.1. Pour l'induction dans le rotor

$$B_{z2p} = \frac{l_i}{K_{fe} \cdot L_{fe}} \cdot \frac{\tau_{z2}}{Z_{2p}} \cdot B_{\delta} \quad (\text{III -42})$$

$$B_{z2m} = \frac{l_i}{K_{fe} \cdot L_{fe}} \cdot \frac{\tau_{z2}}{Z_{2m}} \cdot B_{\delta} \quad (\text{III -43})$$

$$B_{z2t} = \frac{l_i}{K_{fe} \cdot L_{fe}} \cdot \frac{\tau_{z2}}{Z_{2t}} \cdot B_{\delta} \quad (\text{III -44})$$

$$B_{j2} = \frac{\phi_{\delta}}{2 \cdot K_{fe} \cdot L_{fe} \cdot h_{j2}} \quad (\text{III -45})$$

Après le calcul des inductions, on déduit les valeurs des champs magnétiques relatifs à chaque tronçon, ce qui nous permet de calculer les chutes de potentiel magnétique :

$$2F_{\delta} = 2 \cdot K_c \cdot \delta \cdot \frac{B_{\delta}}{\mu_0} \quad (\text{III -46})$$

$$2F_{z1} = 2 \cdot H_{z1} \cdot h_{z1} \quad (\text{III -47})$$

$$2F_{z2} = 2 \cdot H_{z2} \cdot h_{z2} \quad (\text{III -48})$$

$$F_{j1} = H_{j1} \cdot l_{j1} \quad (\text{III -49})$$

$$F_{j2} = H_{j2} \cdot l_{j2} \quad (\text{III -50})$$

La F.M.M totale est égale à la somme des chutes de potentiel magnétique:

$$F_{tot} = 2F_{\delta} + 2F_{z1} + 2F_{z2} + F_{j1} + F_{j2} \quad (\text{III -51})$$

On remarque que les dents rotoriques et statoriques sont parcourues deux fois.

Avant de déterminer la chute de potentiel dans les culasses, il faut calculer la valeur de K_s , et la comparer avec la valeur de K_s celle choisi au préalable. Si ces valeurs sont différentes, on prend la valeur intermédiaire moyenne et on refait les calculs jusqu'à l'égalité des deux valeurs, ce qui permet d'avoir les trois coefficients:

K_s, K_f et α_i , coefficients qui seront utilisés par la suite dans nos calculs.

III.6.3. Courant magnétisant

L'équation (III.52) permet de calculer le courant magnétisant

$$I_m = \frac{p \cdot F_{tot}}{0.9 \cdot m_1 N_1 K_{w1}} \quad (\text{III -52})$$

III.6.4 Courant de barre et anneau de court-circuit

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

$$E_2 = \frac{V_1}{1 + \sigma_{H1}} \cdot \frac{N_2 \cdot K_{w2}}{N_1 \cdot K_{w1}} \quad (\text{III -53})$$

Le courant I_2 est calculé à partir de la puissance mécanique:

$$P_{mec} = P_u + P_{ft+vt} + P_{sup} \quad (\text{III -54})$$

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 :

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

D'où on déduit I_2 :

$$I_2 = \frac{P_u + P_{ft+vt} + P_{sup}}{m_2 E_2 (1 - g)} \quad (\text{III -55})$$

g Etant le glissement estimé ;

m_2 Nombre de phase du secondaire.

Ainsi le courant d'anneau est :

$$I_{an} = \frac{I_2}{2 \sin \frac{\pi \cdot p}{Z_2}} \quad (\text{III -56})$$

III.7. 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.

Le rapport du flux de dispersion au flux produit en commun entre deux circuits électrique est appelé coefficient de dispersion de Heyland ; qui indique le pourcentage de dispersion, [3, 10, 16].

Soit :

$$\sigma_{H1} = \frac{(L_1 - M) \cdot I_1}{M \cdot I_1} = \frac{L_1 - M}{M} = \frac{L_{\sigma 1}}{M} \quad (\text{III -57})$$

$$\sigma_{H2} = \frac{(L_2 - M) \cdot I_2}{M \cdot I_2} = \frac{L_2 - M}{M} = \frac{L_{\sigma 2}}{M} \quad (\text{III -58})$$

Le coefficient de dispersion total de Heyland est :

$$\sigma_H = (\sigma_{H1} + \sigma_{H2}) + (\sigma_{H1} \cdot \sigma_{H2}) \quad (\text{III -59})$$

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

III.7.1. Calcul de la dispersion

Il est très difficile de calculer avec exactitude la dispersion car pour cela il faut disposer des formules qui établissent des relations exactes avec les différents paramètres. Cependant en pratique il existe des formules qui donnent des résultats proches de la réalité.

Le calcul de la dispersion peut être divisé en 4 parties :

- Flux de dispersion d'encoche ;
- Flux de dispersion différentiel ;
- Flux de dispersion des têtes de bobines ;
- Flux de dispersion des têtes de dents.

La quatrième partie est négligée, puisque cette partie de la dispersion est proportionnelle à l'entrefer, or celui-ci est très réduit dans les machines asynchrones.

III.7.1.1. Dispersion d'encoche

La dispersion d'encoche est due au flux de fuite qui se ferme autour de l'encoche en traversant l'encoche, qui ne participe pas au flux commun, soit :

$$\lambda_{\sigma} = \frac{h_1}{3 \cdot b_z} + \frac{h_2}{b_z} + \frac{h_3}{b_3} + \frac{h_4}{b_4} \quad (\text{III -60})$$

Pour une encoche trapézoïdale on prend b_z à la tête de la dent, [3, 16].

Pour une encoche ronde avec remplissage uniforme, on obtient :

$$\lambda_{\sigma} = 0,66 + \frac{h_4}{b_4} \quad (\text{III -61})$$

Dans le cas de l'encoche ronde fermée $\lambda_{\sigma} = 0,66$

III.7.2. Réactance de fuite différentielle

Pour pouvoir déterminer la réactance de fuite différentielle il faut sommer l'influence des harmoniques supérieures d'ordre ν

Pour un enroulement statorique à m phases et q encoches par pôle et par phase.

$$\Lambda_{\sigma d1} = \frac{m_1}{\delta \cdot \pi^2} \cdot \tau_p \cdot l_i \cdot \frac{\mu_0}{K_c \cdot K_s} \sum \left(\frac{K_{w\nu}}{\nu} \right)^2 \quad (\text{III -62})$$

$\sum \left(\frac{K_{w\nu}}{\nu} \right)^2$ Est donné par un tableau en fonction du raccourcissement du pas $\frac{C}{\tau_p}$ et de q .

Pour le rotor en court-circuit, la réactance de fuite différentielle correspondant au flux de fuite dû aux harmoniques dans le rotor est:

$$\Lambda_{\sigma d2} = \mu_0 \cdot \frac{Z_2}{2 \cdot m_1 \cdot p} \cdot \frac{m_1}{\pi^2} \cdot \frac{\tau_p \cdot l_i}{K_c \cdot K_s \cdot \delta} \cdot \sum \left(\frac{1}{(2 \cdot Z_2 \cdot \frac{\nu}{2p}) + 1} \right)^2 \quad (\text{III -63})$$

La valeur des facteurs $\sum \frac{1}{2 \cdot Z_2 \cdot \frac{\nu}{2p}}$ est donnée par un tableau, [3, 10].

III.7.2.1. Réactance de fuite des têtes de bobines

Le calcul de la dispersion des têtes de bobines est fait d'une manière très approximative, les lignes de parcours du flux sont très compliquées. Il y a une grande influence entre les têtes de bobines et la masse de fer voisine, [3, 10, 16].

On a :

$$X_{\sigma b} = 12,56 \cdot f \cdot \frac{N^2}{p} \cdot \Lambda_{\sigma b} \quad (\text{III -64})$$

Le calcul de la perméance est en fonction des dimensions des têtes de bobines.

$$\Lambda_{b1} = 1,13 \cdot \mu_0 \cdot K_{wp}^2 \cdot (d_{21} + 0,5 \cdot d_{31}) \quad (\text{III -65})$$

La signification de d_{21} et d_{31} est donnée au référence, [10].

Pour déterminer les deux dimensions d_{21} et d_{31} , il faut calculer la longueur d'un conducteur pour une petite machine.

$$L_c = L_a + 1,3 \tau_p \cdot \left(\frac{C}{\tau_p} \right) + 5 \text{ cm} \quad (\text{III -66})$$

$$L_{\text{tête}} = 1,3 \cdot \tau_p \cdot \left(\frac{C}{\tau_p} \right) + 5 \text{ cm} \quad (\text{III -67})$$

La longueur d_{31} peut être calculée, si on impose la longueur d_{21} , [10].

$$d_{31}^2 = d_{21}^2 - \left(\frac{\tau_p}{2} \left(\frac{C}{\tau_p} \right) \right)^2 \quad (\text{III -68})$$

$$X_{\sigma b2} = 12,56 \cdot \frac{f}{2 \cdot p} \cdot \Lambda_{\sigma b2} \quad (\text{III -69})$$

$$\Lambda_{\sigma b2} = \mu_0 \cdot \frac{Z_2}{2 \cdot m_1 \cdot p} \cdot \tau_p \cdot g_v \quad (\text{III -70})$$

g_v Est un facteur qui dépend de la distance entre la tête de bobine du primaire et l'anneau de court-circuit, des dimensions de l'anneau et du pas polaire τ_p .

$$g_v = f \left(\frac{\tau_p}{d_e}, \frac{d_e}{e} \right); \text{ La distance } d_e \text{ est déduite du schéma, [16, 13, 14].}$$

D'où :

$$X_{\sigma b2} = 12,56 \cdot \frac{f}{2 \cdot p} \cdot \mu_0 \cdot \frac{Z_2}{2 \cdot m_1 \cdot p} \cdot \tau_p \cdot g_v \quad (\text{III -71})$$

L'inclinaison des encoches du rotor, visa a des harmoniques de denture, provoque une augmentation de la réactance de fuite différentielle: soit τ_{z2} le pas dentaire du secondaire, B l'induction de l'encoche, on admet un facteur de correction pour la perméance de fuite

différentielle, $\left(1 + \left(\frac{B}{\tau_{z2}} \right)^2 \right)$

$$X_{\sigma b2} = 12,56 \cdot \frac{f}{2 \cdot p} \cdot (\Lambda_{\sigma b2} + \Lambda_{\sigma z2} + \Lambda_{\sigma d2}) \quad (\text{III -72})$$

Le facteur de réduction au primaire pour les résistances et les réactances, est égale à

$$K = \frac{m_1}{m_2} \cdot \left(\frac{N_1}{N_2} \cdot \frac{K_{w1}}{K_{w2}} \right)^2 \quad (\text{III -73})$$

La présence du pont rotorique, pour l'encoche rotorique, provoque des fuites supplémentaires par le pont. En supposant une induction dans le pont, le cas le plus défavorable. $B_{\text{pont}} = 2 \text{ T}$

On admet une perméance de pont:

$$\Lambda = \frac{B_{\text{pont}} \cdot 2K_{fe} \cdot I_{fe} \cdot p_{t2}}{2,84 \cdot I_{\text{bardema}} \cdot Z_{z2}} \quad (\text{III -74})$$

I_{bardema} = le courant de la barre au démarrage

III.7.2. Calcul des coefficients de dispersion

$$\sigma_{H1} = \frac{X_{\sigma1}}{X_m} = \frac{X_{\sigma1} \cdot I_m}{V_1 - X_{\sigma1} \cdot I_m} \quad (\text{III -75})$$

$$\sigma_{H2} = \frac{X_{\sigma2}}{X_{\sigma1}} \sigma_{H1} \quad (\text{III -76})$$

III.8. Les pertes

Les pertes dans une machine électrique peuvent être divisées en trois parties:

- Les pertes par effet Joule ou pertes dans le cuivre;
- Les pertes dans le fer (Hystérésis, courant de Foucault et pulsation du flux);
- Les pertes par frottement et ventilation, qui sont très petites par rapport aux autres pertes.

III.8.1. Pertes dans le cuivre ou pertes joules de la machine

III.8.1.1. Dans le stator

Les pertes par effet Joule dans les enroulements du stator sont:

$$P_{cu1} = m_1 \cdot R_1 \cdot I_1^2 \quad (\text{III -77})$$

Le calcul de la résistance statorique est rapporté à la température 75°C.

La longueur du conducteur est, [3, 10, 16].

$$L_{co} = L_a + 1,3 \cdot \tau_p \left(\frac{C}{\tau_p} \right) + 5 \text{ cm} \quad (\text{III -78})$$

La longueur totale de l'enroulement pour une phase est:

$$L_{tot} = 2 \cdot N_1 \cdot L_{co} \quad (\text{III -79})$$

La résistance statorique par phase est:

$$R_1 = \rho \cdot \frac{L_{tot}}{S} = \frac{2N_1 \cdot L_{co} \rho}{S} \quad (\text{III -80})$$

III.8.1.2. Dans le rotor

Les pertes dans le cuivre pour le secondaire sont

$$P_{cu2} = m_2 \cdot R_2 \cdot I_2^2 \quad (\text{III -81})$$

R_2 : Représente la résistance totale d'une phase du secondaire (résistance d'une barre et résistance d'anneau rapportée au courant de la barre).

- Résistance d'une barre

$$R_{bar} = \rho \cdot \frac{L_{bar}}{S_{bar}} \quad (\text{III -82})$$

- Résistance de l'anneau :

$$R_{an} = \rho \cdot \frac{L_{an}}{S_{an}} \quad (\text{III -83})$$

Pour pouvoir sommer les résistances de l'anneau et de la barre il faut ramener la résistance de l'anneau au courant de la barre le facteur de réduction, comme nous l'avons vu est:

$$R_{an} = R_{an} \cdot \left(\frac{I_{an}}{I_2} \right)^2 = \frac{R_{an}}{4 \cdot \sin^2 \frac{\pi \cdot p}{Z_2}} \quad (\text{III -84})$$

A chaque barre correspond deux anneaux, nous aurons alors :

$$R_2 = R_{bar} + \frac{2 \cdot R_{an}}{4 \cdot \sin^2 \frac{\pi \cdot p}{Z_2}} \quad (\text{III -85})$$

$$R_2' = \left(\frac{m_1}{m_2} \right) \cdot \left(\frac{N_1}{N_2} \cdot \frac{K_{w1}}{K_{w2}} \right)^2 \cdot R_2 \quad (\text{III -86})$$

III.8.2. Pertes dans le fer

Les pertes dans le fer se composent principalement des pertes par Hystérésis et des pertes par courants de Foucault, [10].

III.8.2.1. Pertes par hystérésis

Les pertes par Hystérésis représentent l'énergie nécessaire à l'aimantation cyclique alternative du fer.

Les pertes par Hystérésis sont proportionnelles à

- L'aire du cycle d'hystérésis.
- Aux nombres de cycles d'aimantation.

L'équation de RICHTER nous permet de calculer ces pertes, [3,10].

$$P_h = a \cdot b \cdot \hat{B} + b \cdot f \cdot \hat{B}^2 \quad \left[\frac{\text{W}}{\text{kg}} \right] \quad (\text{III -87})$$

En pratique on néglige souvent le premier terme en puissance devant le terme en puissance deuxième. On peut ainsi écrire avec suffisamment d'exactitude, [3].

$$P_h = K_H \cdot f \cdot \hat{B}^2 \cdot 10^{-2} \quad (\text{III -88})$$

III.8.2.2. Pertes par courants de Foucault

L'aimantation cyclique alternative engendre des courants induits dans le fer, ces courants sont appelés courants de Foucault, pour réduire les pertes engendrées par ces courants, on utilise des tôles feuilletées isolées les unes des autres, disposées parallèlement aux lignes d'induction. Les pertes par courants de Foucault peuvent être calculées par l'équation, [3].

$$P_w = K_w \cdot (S_t \cdot f \cdot \hat{B})^2 \cdot 10^2 \quad (\text{III -89})$$

S_t Désigne l'épaisseur de tôles du fer ;

Les pertes par hystérésis et par courants de foucault sont transformées en chaleur, la somme des pertes par seconde dans un kg de fer est:

$$P_{h+w} = K_H \cdot f \cdot B^2 \cdot 10^{-2} + K_w \cdot (S_t \cdot f \cdot \hat{B})^2 \cdot 10^2 \quad (\text{III -90})$$

Les constantes K_H, K_w pour les différents matériaux sont données par des tableaux, [10, 16].

III.8.2.3. Pertes superficielles par pulsation du flux dans les dents

Les pertes superficielles par pulsation du flux dans les dents sont faibles dans les petites machines a faible puissance, elles dépendent de l'ouverture d'encoche des deux parties de la machine et sont estimées à 0,5% de P_u , [14].

III.8.2.4. Pertes dans la culasse statorique

Les formules générales, pour le calcul des pertes par Hystérésis, ne tiennent pas compte de l'influence de la répartition du champ dans la culasse. Pour tenir compte de ce phénomène, on multiplie la formule des pertes par Hystérésis par un coefficient K_j .

$$P_{hj} = K_H \cdot f \cdot B_j^2 \cdot m_j \cdot K_j \cdot 10^{-2} \quad (\text{III -91})$$

Le coefficient K_j est représenté par un diagramme en fonction du paramètre $\frac{D}{D_e}$ pour différentes paires de pôles. Ce coefficient est d'autant plus grand qu'est grand, [10, 13].

D Diamètre à l'alésage ;

D_e Diamètre extérieur de la culasse ;

m_j La masse de la culasse.

Pour les mêmes considérations, de calcul des pertes par courants de Foucault, la formule générale est multipliée par un coefficient K_{wj} pour tenir compte de la répartition du champ dans la culasse.

K_{wj} Est donné par un diagramme en fonction de $\frac{D}{D_e}$ pour différentes paires de pôles.

$$P_{wj} = K_w \cdot (S_t \cdot f \cdot B_j)^2 \cdot m_j \cdot K_{wj} \cdot 10^2 \quad (\text{III -92})$$

III.8.2.5. Pertes dans les dents

Les pertes par hystérésis dans la zone dentaire statorique des machines électriques sont égales à:

$$P_{hz} = K_w \cdot f \cdot B_z^2 \cdot m_z \cdot 10^{-2} \quad (\text{III -93})$$

m_z Masse des dents ;

B_z Valeur moyenne des inductions au pied, au milieu et à la tête de la dent.

Les pertes par courants de Foucault dans les dents s'écrivent:

$$P_{wz} = K_w \cdot (S_t \cdot f \cdot B)^2 \cdot m_z \cdot 10^2 \quad (\text{III -94})$$

Tout fois cette équation n'est valable que pour des inductions sinusoïdales dans les dents. Pour tenir compte de l'effet des harmoniques supérieures, il suffit de modifier le chiffre des pertes en fonction de la fréquence et de prendre, [3, 13].

$$P_{(h+w)z} = P_{fe}^- \cdot B_{zm}^- \quad (\text{III -95})$$

La valeur de P_{fe}^- est donnée par un tableau, [10, 16].

III.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, [16].

$$I_0 = I_{m0} + I_{0a} \quad (\text{III -96})$$

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

I_{0a} : Courant watté.

I_m : Courant déwatté.

$$I_{0a} = \frac{P_{fe} + P_{vt+ft}}{m_1 \cdot V_1} \quad (\text{III -97})$$

$$\begin{cases} I_0^2 = I_{0a}^2 + I_m^2 \\ \cos \varphi_0 = \frac{I_{0a}}{I_0} \end{cases} \quad (\text{III -98})$$

III.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 :

$$I_{cc} = \frac{V_1 \cdot (1 + \sigma_{H1})}{\sqrt{(X_{\sigma tot})^2 + (R_{tot})^2}} \quad (\text{III -99})$$

$$X_{\sigma tot} = X_{\sigma 1} + [(1 + \sigma_{H1}) \cdot X_{\sigma 2}^-] \quad (\text{III -100})$$

$$R_{\sigma tot} = R_1 + [(1 + \sigma_{H1}) \cdot R_2'] \quad (\text{III -101})$$

Le coefficient de dispersion de Heyland dans la formule est un facteur de correction, pour tenir compte de la branche du courant magnétisant, [3].

$$\cos \varphi_{cc} = \frac{R_{tot}}{\sqrt{(X_{\sigma tot})^2 + (R_{tot})^2}} \quad (\text{III -102})$$

III.11. Paramètres du schéma équivalent de la machine

$$L_s = \frac{Q_0}{3 \cdot \omega_s \cdot I_0^2} = \frac{3 \cdot V \cdot I_0 \cdot \sin \varphi_0}{3 \cdot \omega_s \cdot I_0^2} \quad (\text{III -103})$$

$$L_s - l_{fs} = M \quad (\text{III -104})$$

$$L'_r = M + l'_{f2} \quad (\text{III -105})$$

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L'_r \cdot L_s} \quad (\text{III -106})$$

III.12. La capacité de surcharge

$$C_s = \frac{I_{cc} - I_m}{I_1 \cos \theta} \quad (\text{III -107})$$

III.13. Calcul mécanique

III.13.1. La masse de la culasse statorique

$$m_j = \gamma_{tot} \cdot K_{fe} \cdot I_{fe} \left[\left(\frac{D_e}{2} \right)^2 - \left(\frac{D}{2} + h_{z1} \right)^2 \right] \cdot \pi \quad (\text{III -108})$$

III.13.2. Calcul de la masse des dents statoriques

La masse totale des dents est:

$$M_{z1} = Z_1 \cdot m_{z1} \quad (\text{III -109})$$

III.13.3. Poids des barres

$$m_{bar} = Z_2 \cdot \gamma_{Al,cu} \cdot L_{bar} \cdot S_b \quad (\text{III -110})$$

III.13.4. Poids des anneaux de court-circuit

$$m_{an} = 2 \cdot \gamma_{Al,cu} \cdot \pi \cdot D_{moy} \cdot S_a \quad (\text{III -111})$$

III.13.5. Poids de la zone dentaire rotorique

$$m_{Zd2} = Z_2 \cdot l_i \cdot \left[\frac{\pi \cdot D_{moy}}{Z_2} - E_{bar} \right] \cdot (L_{bar} + Pt_2) \cdot K_{fe} \cdot \gamma_{tol} \quad (III - 112)$$

III.13.6. Poids de la culasse rotorique

$$m_{C2} = \gamma_{tol} \cdot E_{cul} \cdot (\pi \cdot (D_{arb} + E_{cul})) \cdot l_i \quad (III - 113)$$

III.13.7. Poids de l'arbre

$$m_{arb} = \gamma_{acier} \cdot L_{(tot-ar)} \cdot \frac{\pi \cdot D_{arb}^2}{4} \quad (III - 114)$$

III.13.8. La masse totale de la machine

$$M_{tot} = \sum m_i \quad (III - 115)$$

D'où la puissance massique est :

$$P_{mass} = \frac{P_u}{M_{tot}} \quad (III - 116)$$

III.13.9. Moment inertie de l'arbre

$$J_{arb} = \frac{1}{2} \cdot m_{arb} \cdot d_{arb}^2 \quad (III - 117)$$

Conclusion

Pendant les dernières années, la tendance sur la conception de moteur a été principalement concentrée sur la réduction de temps de conception et le coût. En même temps d'une part, d'autre part à l'amélioration des paramètres de la machine (couple de démarrage, couple nominale, et rendement).

Ce qui a incité les fabricants de moteurs à proposer une nouvelle génération de moteurs à induction, mais avec une gamme de recherche très limitée.

Le travail proposé dans le prochain chapitre est une contribution dans cet axe.

Chapitre 4

Interface Graphique de Conception d'une MAS Environ Matlab

Introduction

Dans ce chapitre, on présentera les procédures de création et de calcul dans l'interface de dimensionnement d'une machine asynchrone en vue de Matlab, avec possibilité d'entrée et de modification des données de cahier de charge, et le choix des normes et des matériaux de tôles, enfin l'affichage des résultats du dimensionnement de la machine dans une partie spécifique, avec les courbes qui caractérisent les propriétés de telle machine (couple, glissement, rendement, ...). Cette interface comporte plusieurs boutons pour la commande sur ce dernier (Calcul & Représentation, effacer, aide, fermer, afficher).

La méthodologie s'adapte également à la conception détaillée des systèmes multi niveau. Dans ce cas afin de résoudre le problème entier, les fonctions avec contraintes peuvent faire appel des additionnels intervenant ponctuellement dans la structure de l'interface. Cette approche permet de traiter des problèmes lourds et reste la meilleure pour la conception d'un moteur électrique.

Sa mise en œuvre sur des systèmes complexes nécessite un outil informatique dédié général et modulable afin de permettre au concepteur de construire, définir et résoudre le problème de conception. Ainsi, nous avons présenté le programme « Interface Graphique » développé sous MATLAB qui respecte la structure du modèle de conception et permet d'avoir une vision graphique du problème.

IV.2. Le choix de logiciel qu'est capable pour création d'interface

Il y a plusieurs logiciels pour création de l'interface (Delphi, Matlab, ...), mais chacun logiciel est comporte des avantages est un inconvénient à l'autre logiciel, comme (Traitement d'image, Méthode de calcul, ...).

IV.2.1. Environnement du développement Delphi

Delphi est un environnement de programmation visuel orienté objet permettant de développer des applications sous Windows. Il représente la suite logique de la famille turbo Pascal avec ses nombreuses versions (précisément le pascal objet). Delphi est un outil moderne, puissant, faisant appel à une conception visuelle des applications, à la programmation orientée objet, à une bibliothèque de composants très riche (la VCL: Visual Components Library), aux fichiers DLL (Dynamics Link Library) et API (Application Programming Interface) de Windows, [19].

IV.2.2. Avantage et inconvénient de Delphi

IV.2.2.1. Avantage

- ✓ Delphi est un environnement de programmation visuel orienté objet pour le développement rapide d'application, [19] ;
- ✓ Delphi se classe comme l'un des meilleurs environnements de développement rapide des applications dans le monde informatique, [19] ;
- ✓ Delphi fournit tous les outils qui sont nécessaires pour développer, tester et déboguer des applications, incluant une importante bibliothèque extensible de composants réutilisables et une durée de développement, [19] ;
- ✓ Delphi permet de traiter complètement les exceptions, [19].

IV.2.2.2. Inconvénient

- ✓ La programmation de calcul dans Delphi est très difficile ;
- ✓ N'y a pas possibilité de simulation dans Delphi ;
- ✓ Dans le cas de création d'interface sur Delphi et le calcul se fait sur Matlab, c'est une chose très difficile pour l'échange des informations.

IV.2.2. L'interface environ Matlab

La procédure de création et de développement d'un système d'information requiert une démarche. Cette démarche est organisée en un ensemble des fonctions à suivre. Chaque fonction a ses propres particularités et produit un résultat significatif. Pour chaque étape du processus de développement, il existe un ou plusieurs modèles qui décrivent la cible de l'étape en cours.

Ces fonctions sont créées automatiquement par le bloc GUI dans Matlab, et on ajoutera est une communication entre les fonctions globales par les fonctions suivantes :

IV.2.2.1. Les fonctions (SETAPPDATA, GETAPPDATA, et FINDOBJ)

Le fichier (GUI_APPDATA_FINDOBJ.m) montre l'utilisation des fonctions (SETAPPDATA, et GETAPPDATA) pour gérer les variables et l'utilisation de la fonction (FINDOBJ) pour les identifiants des objets graphiques pendant l'exécution de l'interface graphique. L'utilisation des fonctions (SETAPPDATA, GETAPPDATA, et FINDOBJ), cette méthode est très flexible et très fiable si le choix du nom des variables d'application est fait judicieusement. Cette méthode peut aussi être utilisée dans le cadre d'interfaces complexes à plusieurs fenêtres. Dans ce cas, il est commode de stocker les variables d'application dans l'objet graphique, [17, 18].

IV.2.2.2. Le fichier GUI (GUIDATA, GUIHANDLES)

Le fichier (GUI_GUIDATA_GUIHANDLES.m) montre l'utilisation des fonctions (GUIDATA et GUIHANDLES). La fonction (GUIDATA) est utilisée pour stocker et retrouver les variables et la fonction (GUIHANDLES) est utilisée pour gérer les identifiants des objets. L'utilisation des fonctions (GUIDATA/GUIHANDLES), [17, 18] : cette méthode est également très flexible et peut être utilisée avec un code généré par le GUIDE.

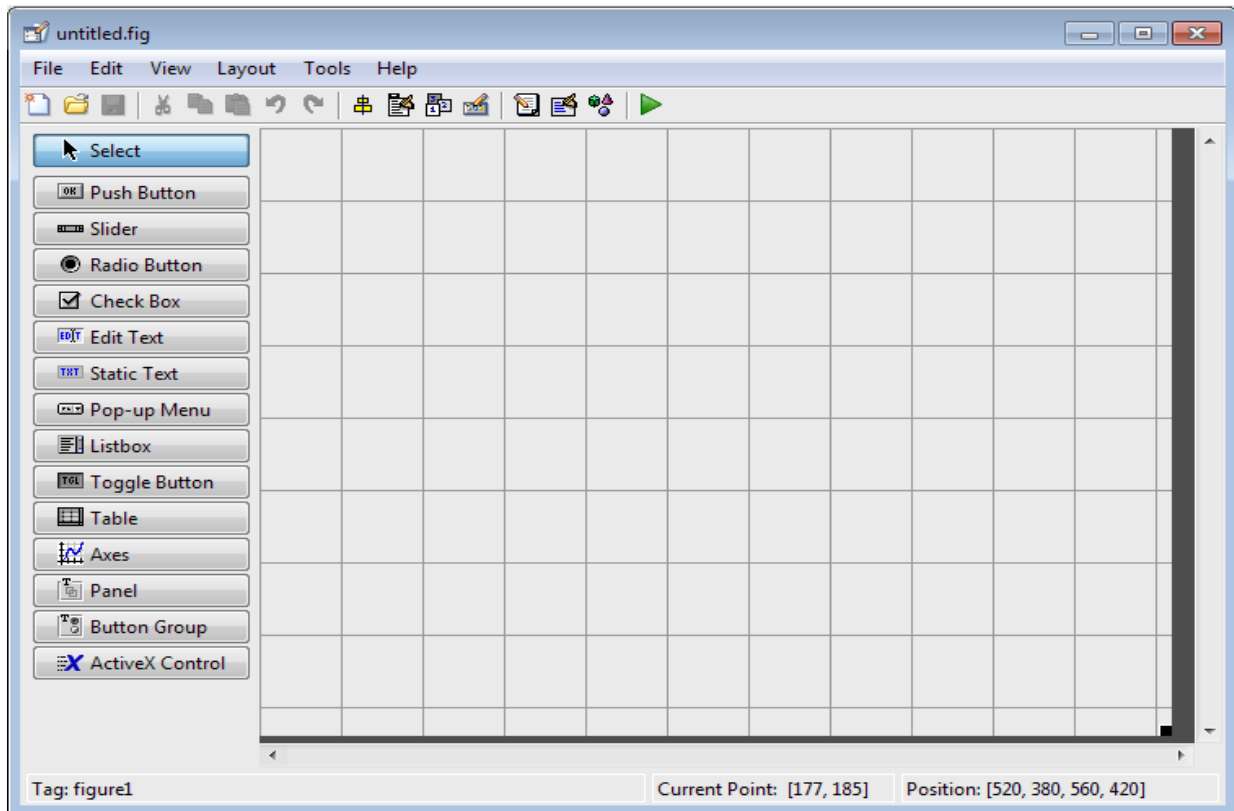


Figure IV.1 : Menu Principale du Bloc Guide.

IV.2.2.3. Les fonctions Inspector

Le fichier (GUI_INSPECTOR_FUNC.m), montre l'utilisation des fonctions (Color, Axes, Tag, Position, Enable, Style,...). Ce type de fonctions a été intégré dans la version de Matlab 7. Elles sont extrêmement souples d'utilisation. Une variable définie dans la fonction parent est uniquement visible dans les fonctions qui y sont imbriquées. L'utilisation de ces variables est donc immédiate, comme pour les variables globales. Les variables utilisées à l'intérieur des fonctions sont différentes des variables globales. En effet, ces dernières sont visibles en n'importe quel endroit du programme voire même en dehors. Alors que la visibilité des variables des fonctions imbriquées est définie par l'ordre d'imbrication des fonctions. Cette méthode est parfaitement adaptée si le projet ne comporte qu'un seul fichier, [17].

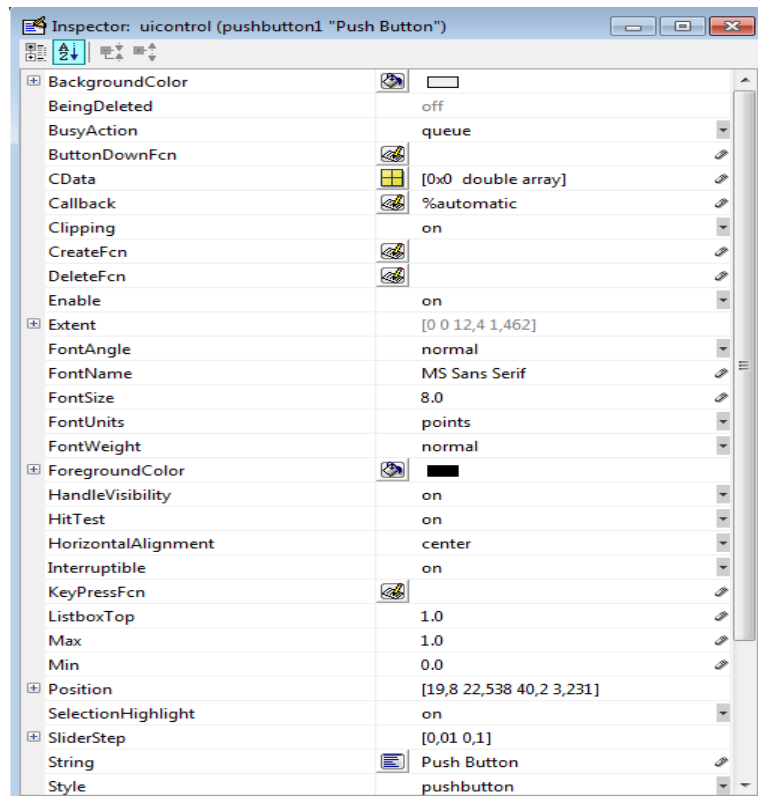


Figure VI.2 : Fenêtre pour Modifier les Caractéristique des Cases.

IV.3. Présentation et organisation fonctionnelle d'interface réalisée

L'interface graphique présentée ici est une configuration simple à utiliser, qui comporte des zones d'affichage des résultats, des caractéristiques ainsi que des boutons de commande. Il est également existe des cases pour faire entrer les données de cahier de charge, le choix du matériau de tôle et les normes.

Dans l'organigramme suivant, on présentera les différentes étapes d'utilisation et de calcul avec les résultats affichés :

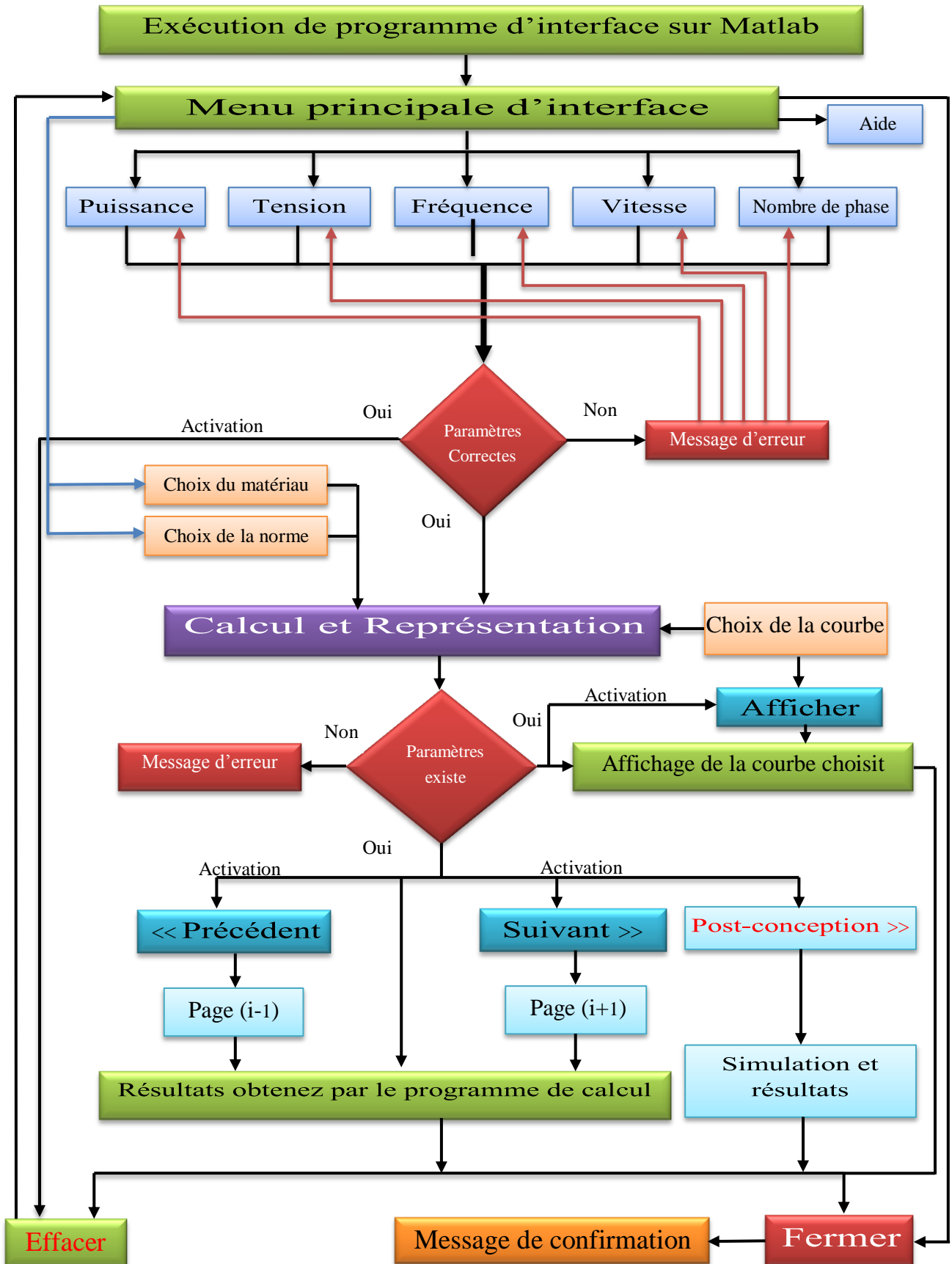


Figure IV.3: Schéma Synoptique d'Interface Réalisée.

IV.4. Configuration principale d'interface

La forme est représentée dans la figure (IV.4), on choisit au début des règles d'utilisation d'interface pour faciliter le travail.

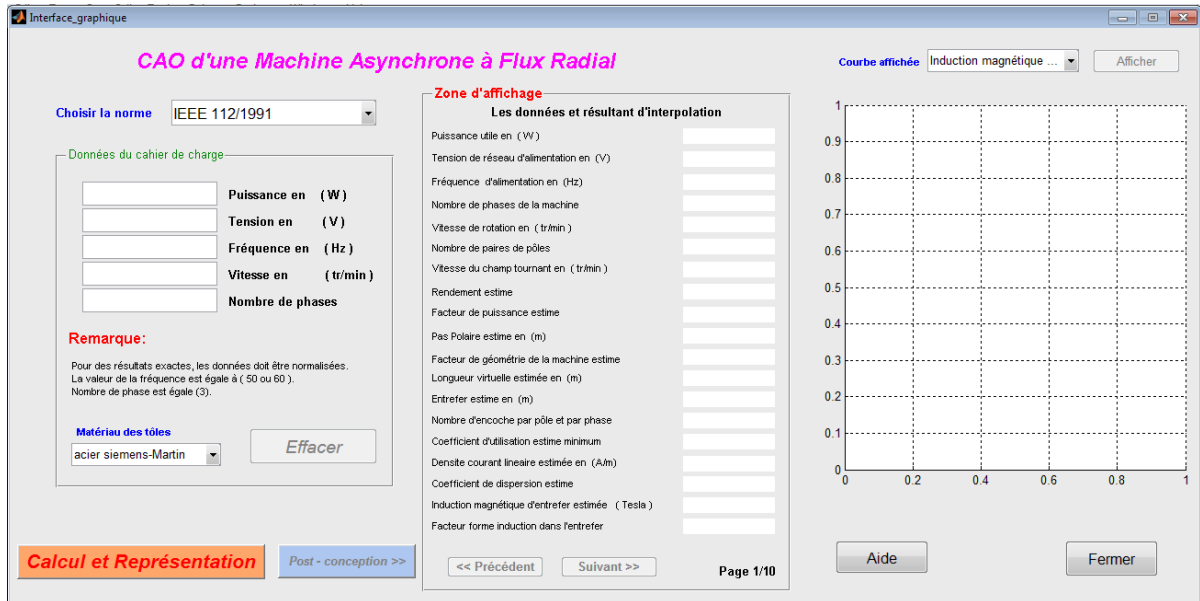


Figure IV.4 : Menu Principale d'Interface de Conception d'une MAS.

IV.5. Blocs d'interface

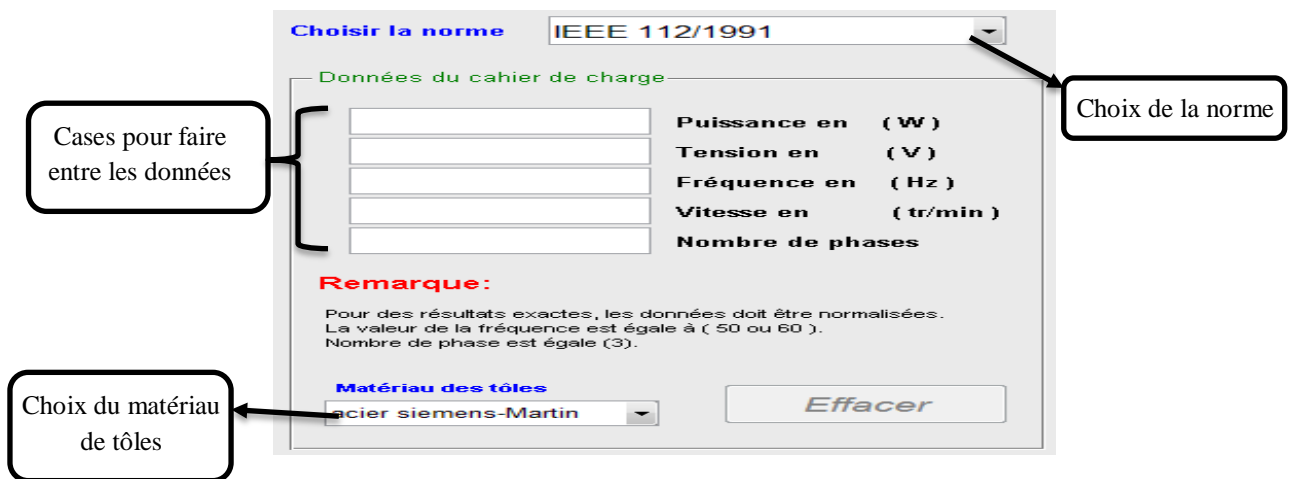


Figure IV.5 : Bloc de Données de Cahier Charge.

Avec :

- ✓ Pour des résultats exactes, les données doit être normalisées ;
- ✓ La valeur de la fréquence est égale à (50 ou 60) (Hz) ;
- ✓ Nombre de phases est égale (3).
- ✓ La puissance appartient à l'intervalle [0.5 100] (kW).

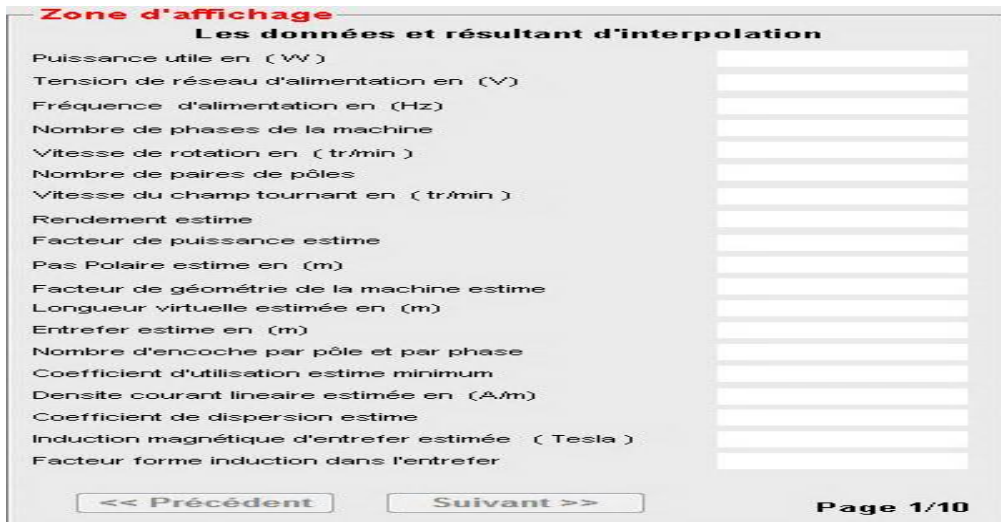


Figure IV.6 : Bloc d’Affichage des Résultats Numériques.

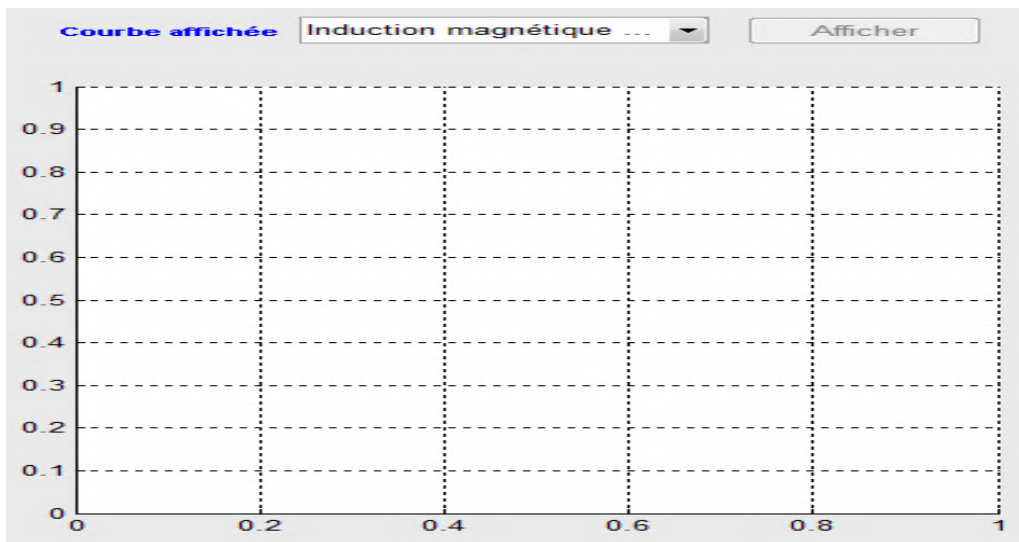
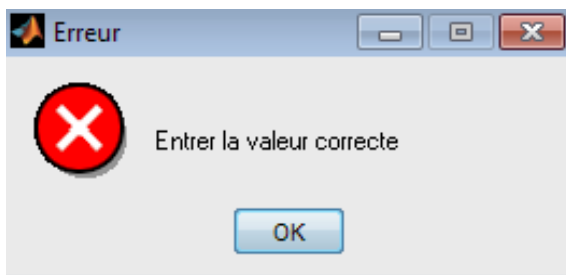


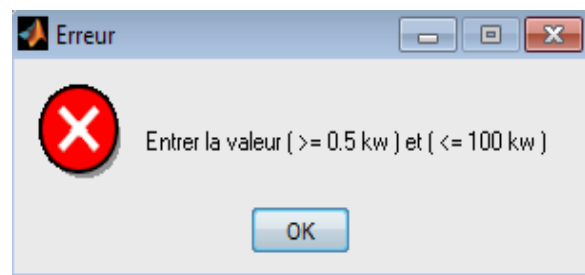
Figure IV.7 : Bloc Pour Affichage des Courbes.

IV.6. Messages d’interface

IV.6.1. Message erreur de donnée



(a)



(b)

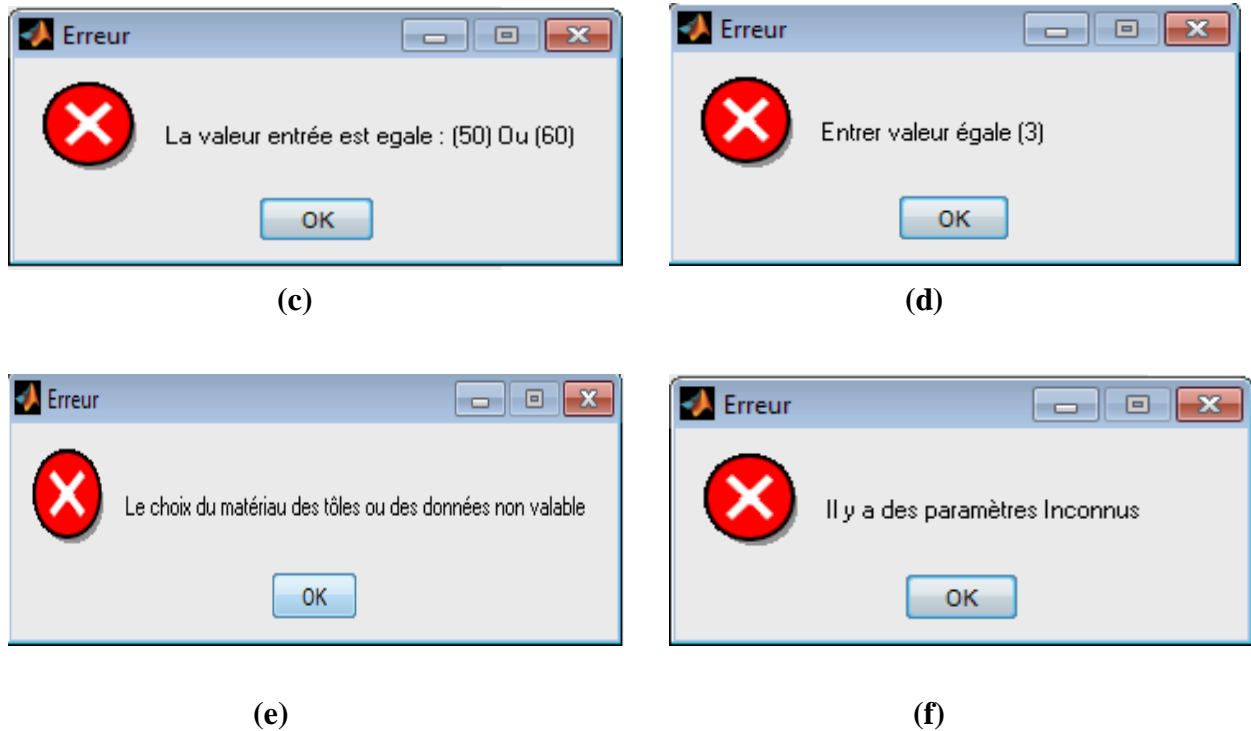


Figure IV.8 : Message d'Erreur de Valeur

Explication des messages :

- ✓ Message (a) : Est activé dans le cas de déclaration des données type lettre ou (<0) ;
- ✓ Message (b) : Est activé dans le cas de déclaration de la puissance ($P_u \notin [0.5 \ 100]$), (kW) ;
- ✓ Message (c) : Est activé dans le cas de déclaration de la fréquence différente de (50) ou (60) (Hz);
- ✓ Message (d) : Est activé dans le cas de déclaration du nombre de phases différent (3) ;
- ✓ Message (e) : Est activé dans le cas de choix du matériau des tôles ou déclaration des données non normalisée;
- ✓ Message (f) : Est activé dans le cas de demande du calcul sans la déclaration des données ou des données interrompues.

IV.6.2. Message d'attention



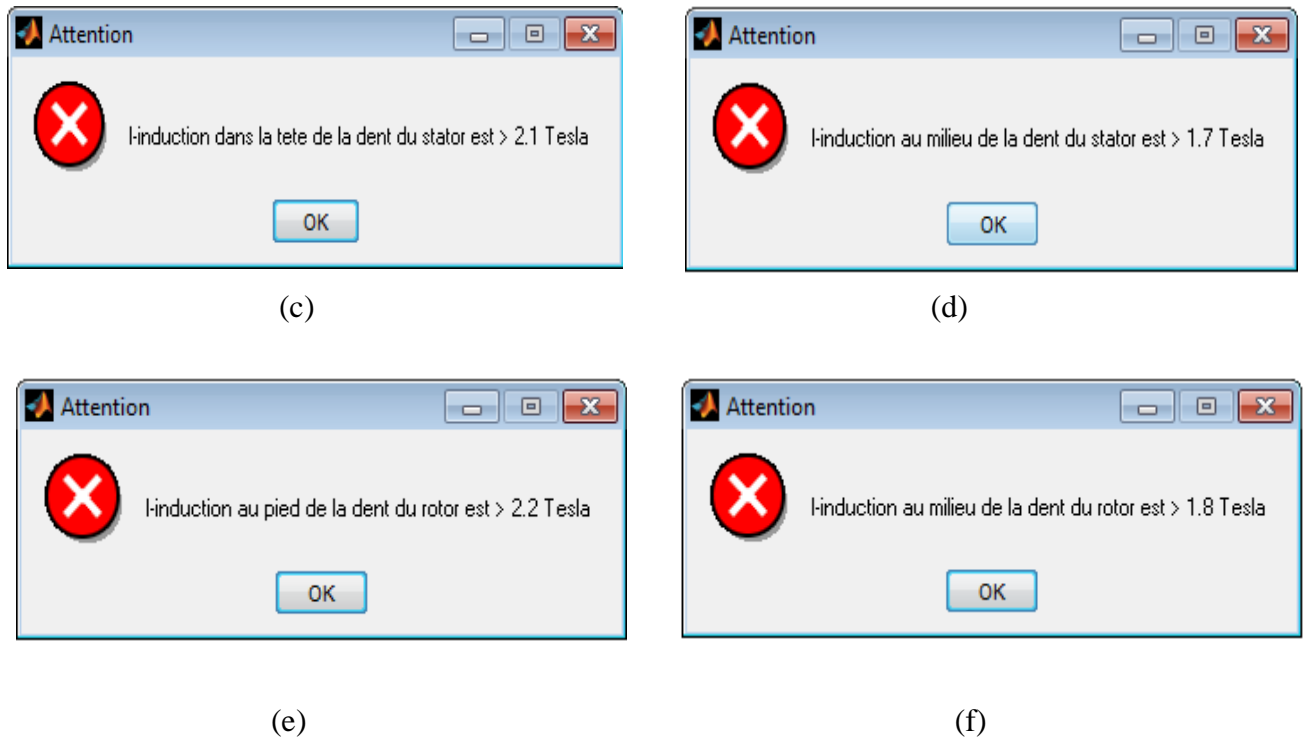


Figure IV.9 : Message d'Attention pour l'Induction dans Différentes Zones de la Machine.

IV.6.3. Message de confirmation



Figure IV.10 : Message pour Confirmation la Fermeture de l'Interface.

IV.7. Exemple de conception d'une machine dans l'interface

IV.7.1. Données de la machine

Puissance utile : 2200 W ;
 Tension nominale : 220 V ;
 Fréquence nominale : 50 Hz ;
 Vitesse nominale : 1425 tr/min ;

Nombre de phases : 3 ;
 Norme est choisi : IEEE 112/1991 ;
 Matériau de tôles : Tôles 3.6 W/Kg.

IV.7.2. Déclaration de données

Figure IV.11 : Partie de déclaration de donnée.

IV.7.3. Résultats obtenus d'après l'exécution par bouton (Calcul et Représentation)

Zone d'affichage

Données et Résultats Interpolation

Puissance utile en (W)	2200
Tension de réseau alimentation en (V)	220
Frequence alimentation en (Hz)	50
Nombre de phases de la machine	3
Vitesse de rotation en (tr/min)	1425
Nombre de paires de pôles	2
Vitesse du champ tournant en (tr/min)	1500
Rendement estime	0.814
Facteur de puissance estime	0.822
Puissance Interne Apparente (VA)	3215.62
Puissance Absorbée par la Machine (W)	2702.7
Courant de Phase de la Machine (A)	4.98176
Entrefer estime en (m)	0.000337
Effort Tangentiel Apparent Estime(N/m²)	4577.64
Coefficient utilisation estime minimum	1.31773
Densite courant lineaire estimée en (A/m)	21200
Coefficient de dispersion estime	0.978
Induction magnétique entrefer estimée (Tesla)	0.6356
Facteur forme induction dans entrefer	0.775

<< Précédent **Suivant >>** Page 1/10

(a)

Zone d'affichage

Calculs Préliminaires et Dimensions Géométriques

Facteur de géométrie de la machine estime	1
Pas Polaire estime en (m)	0.112
Longueur virtuelle estimée en (m)	0.08
Const.Forme Induction Non Sinusoidale	4
Coefficient de Recouverture du pôle	0.664899
Nombre encoche par pôle et par phase	3
Fact.distribution Onde fondamentale	0.959795
Coefficient de raccourcissement	0.939693
Coefficient de Enroulement	0.901912
Nombre Encoches de la machine	36
Determination du Diametre(m)	0.142603
Calcul Pas Polaire (m)	0.112
Longueur virtuelle (m)	0.14
Calcul du facteur de géométrie	1.25
Calcul du Coefficient de Utilisation	0.752991
Surface du Pas Polaire(m²)	0.01568
Nombre de Spires Par Phase	222
Nombre total de Conducteurs du stator	1332
Nombre Conducteurs par encoche du stator	37

<< Précédent **Suivant >>** Page 2/10

(b)

Zone d'affichage

Dimensionnement du Stator Avec les encoches

Largeur Conducteur Choisi (m)	0.00111599
Hauteur Conducteur Choisi (m)	0.00111599
Section Conducteur (m ²)	1.24544e-006
Largeur Conducteur avec isole (m)	0.00115599
Epaisseur isolant du Conducteur (m)	4e-005
Epaisseur Gaine Protection Bobine Fer(m)	0.0005
Jeu entre conducteurs gaine isolation(m)	0.0005
Epaisseur des Calles (m)	0.0005
Largeur Encoche (m)	0.00780425
Profondeur Encoche (m)	0.0121288
Epaisseur Gorge Encoche (m)	0.002
Epaisseur Culasse Stator (m)	0.0218265
Densite Volumique du Cuivre (kg/m ³)	8920
Densite Volumique du Fer (kg/m ³)	7860
Induction Estimee dans Culasse(T)	1.25
Coefficient Remplissage(Foisonnement)	0.9
Section Enroulement Statorique (m ²)	1.24544e-006
Diametre Conducteur (m)	0.00125926
Diametre Conducteur Normalise Choisi (m)	0.0013

<< Précédent Suivant >> Page 3/10

(c)

Zone d'affichage

Dimensionnement du Stator Avec les encoches

Flux Utile Dans Entrefer (Wb)	0.0067241
Coefficient de Dispersion	0.0224949
Flux Total (Wb)	0.00708882
Densite du Courant Statorique (A/mm ²)	4e+006
Hauteur Conducteur isole (m)	0.00115599
Section Conducteur isole (m ²)	1.33632e-006
Pas dentaire Statorique (m)	0.0124444
Profondeur Encoche Calculée (m)	0.0121
Facteur de Remplissage Encoche	0.7
Coefficient Tete de Bobine	2
Largeur Moyenne Tete de Bobine (m)	0.224222
Longeur Moyenne(demi-Spire) Conduct.(m)	0.364222
longeur Totale Enroulement Stator (m)	485.144
Résistance Phase Enroul.Stator(Ohm)	2.80138
Permeance Zone Dent.Stator(Unite???)	8.10605e-008
Permeance Flux diff.Stator(Unite???)	1.86099e-007
Permeance Tete Bobine Stator(Unite???)	7.0441e-008
Réactance de Fuite Totale/Phase Stator(Ohm)	5.22442

<< Précédent Suivant >> Page 4/10

(d)

Zone d'affichage

Les Résistances et Réactances de Fuite

Resistivite Enroulement Stator(Ohm.m)	2.16e-008
Resistance Anneau a 75°C (Ohm)	4.78902e-006
Résistance de la Barre a 75°C (Ohm)	0.000192996
Coefficient de Racourcissement	0.777778
Coefficient Pertes Ventil.-Frottement (%)	0.0115075
Coefficient Pertes Superf.-Pulsat.Dents (%)	0.01
Glissement Estimé (%)	0.05
Densite de Courant dans Anneau (A/m ²)	5e+006
Resistivite Al. Enroul.Rotor(Ohm.m)	3.6e-008
Densite de Courant Barre (A/m ²)	5e+006
Densite Volumique Aluminium (kg/m ³)	2700
Densite Volumique Fer Rotor (kg/m ³)	7860
Induction Culasse Rotorique (T)	0.555355
Pas Dentaire Rotorique (m)	0.0136233
FEM a Vide de chaque Barre Rotorique (V)	0.537297
Pertes Vent. et Frottement (W)	25.3165
Pertes Supplementaires (W)	22
Courant de Barre Rotorique (A)	146.759

<< Précédent Suivant >> Page 5/10

(e)

Zone d'affichage

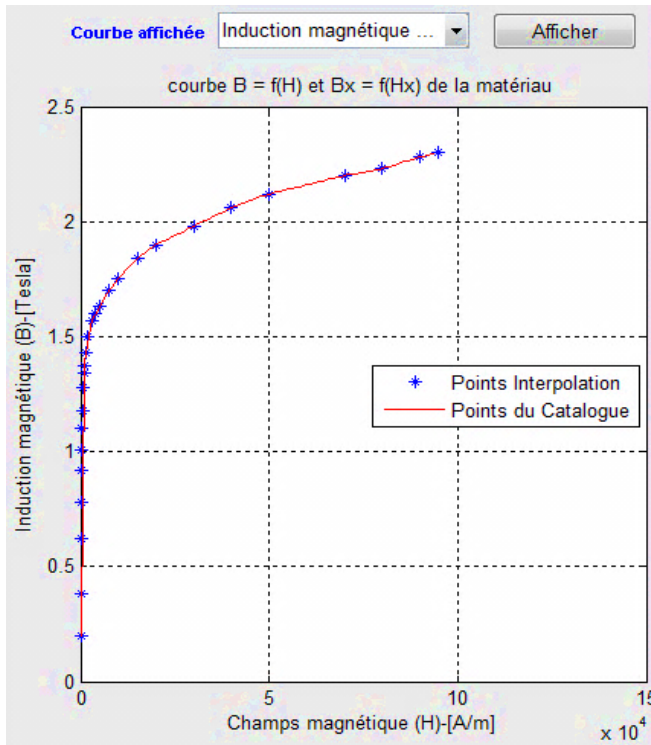
Dimensionnement du Rotor

Courant dans Anneau Rotorique (A)	352.936
Epaisseur Anneau Cage (m)	0.00840162
Profondeur Anneau Cage (m)	0.00845075
Longueur moyenne Anneau (m)	0.429467
Nombre Encoches du Rotor	30
Epaisseur Barre Cage (m)	0.00541773
Profondeur Barre Cage (m)	0.00541773
Longeur Barre Cage (m)	0.157355
Nombre Encoches du rotor par Phase	1
Résistance Equival.Phase Rotor 75°C(Ohm)	0.00021603
Permeance Zone Dentaire Rotorique	2.31523e-006
Permeance Flux differentiel Rotorique	3.49693e-007
Permeance Tete de Bobine Rotorique	6.68531e-008
Réactance Totale du Rotor (Ohm)	0.000428889
Nombre de Conducteurs Par Phase du Rotor	0.5
Diametre Extérieur Culasse Stator (m)	0.216456
Pas de encoche (m)	0.0124444
Facteur de Raccourcissement	0.777778
Epaisseur de la Culasse Rotorique (m)	0.0480467

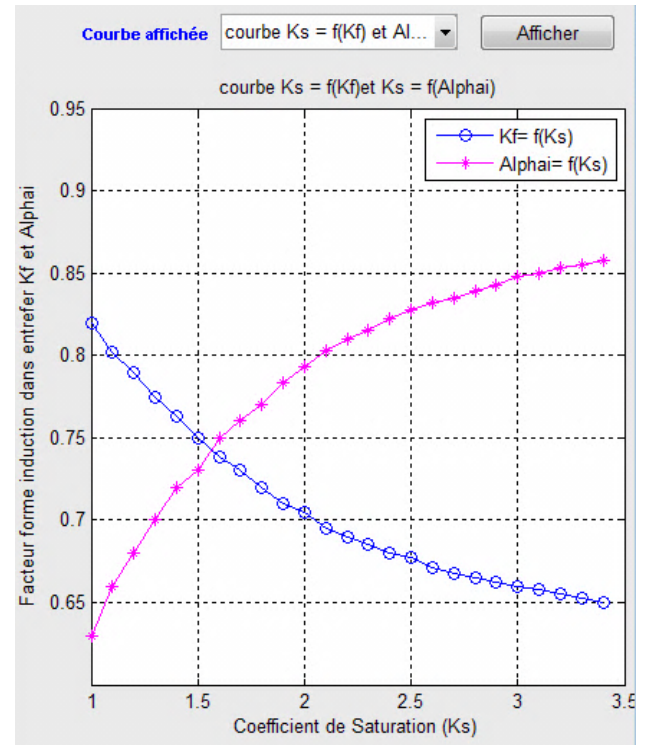
<< Précédent Suivant >> Page 6/10

(f)

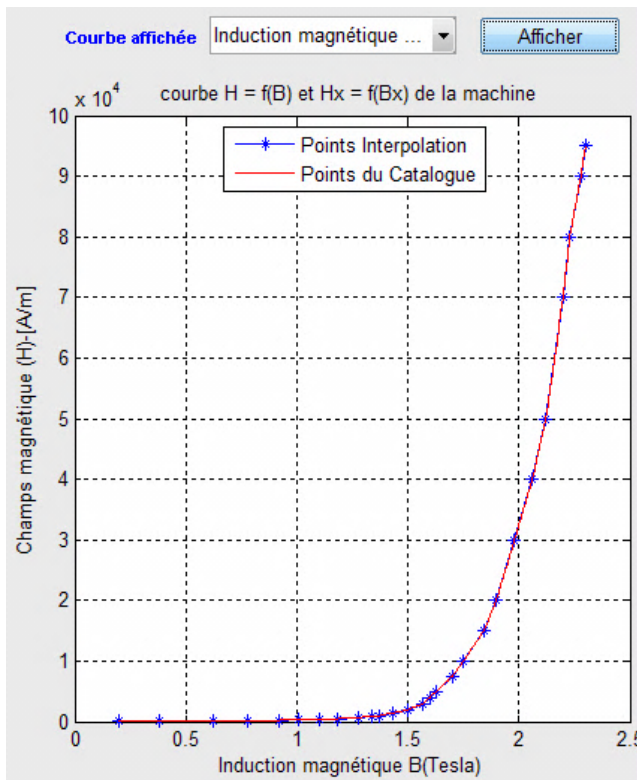
IV.7.4. Courbes des caractéristiques obtenues



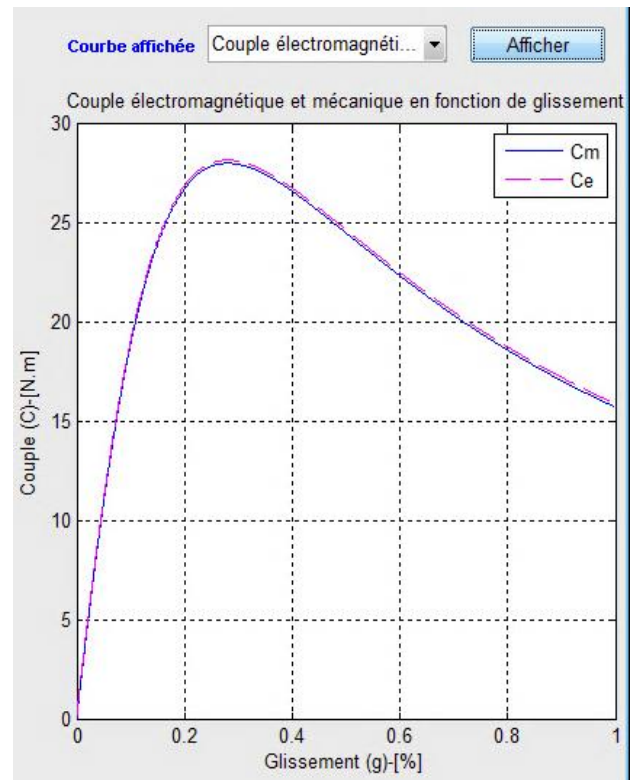
(a)



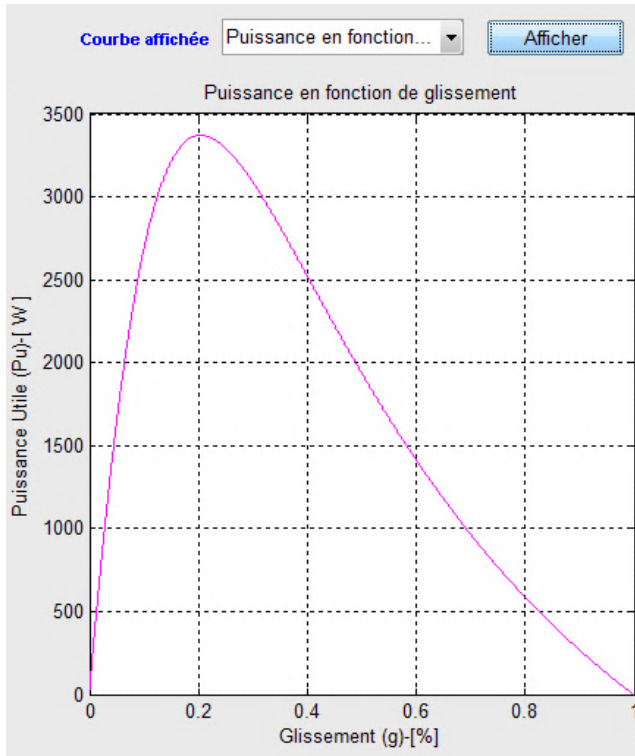
(b)



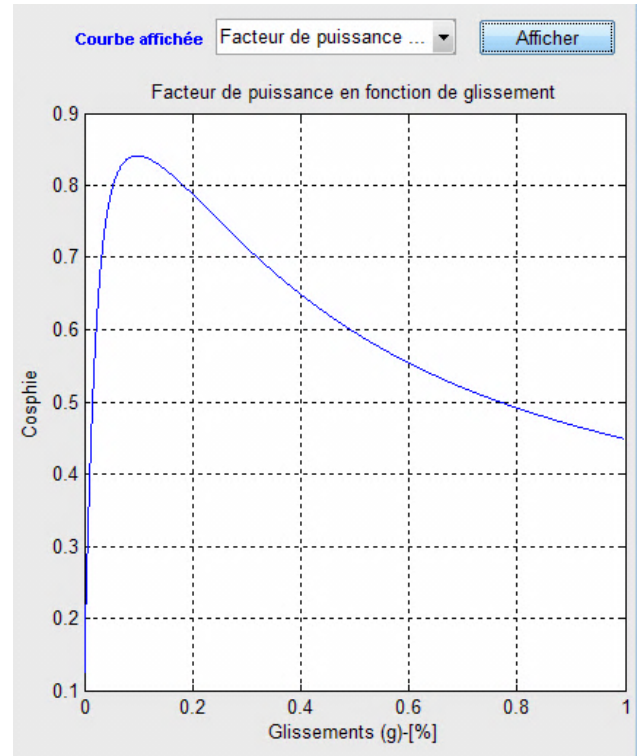
(c)



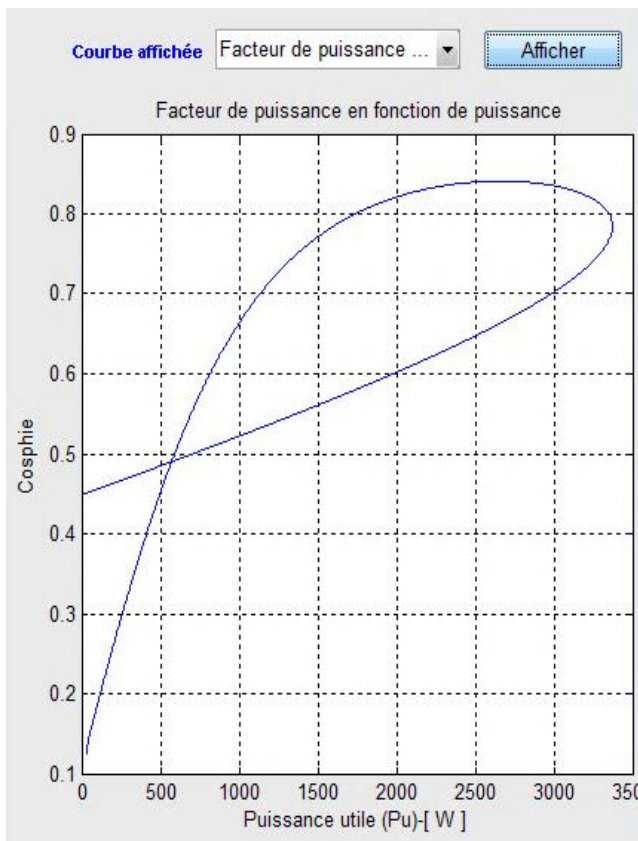
(d)



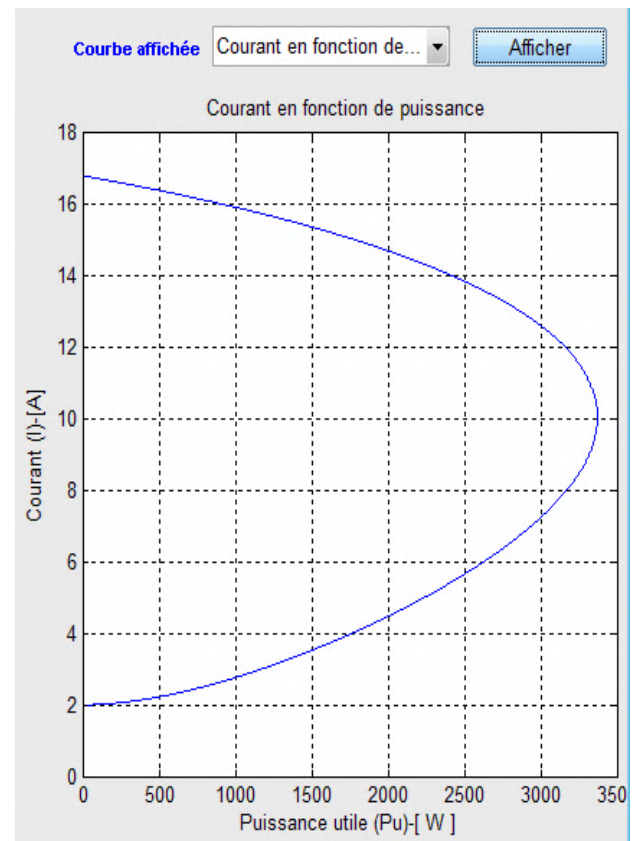
(e)



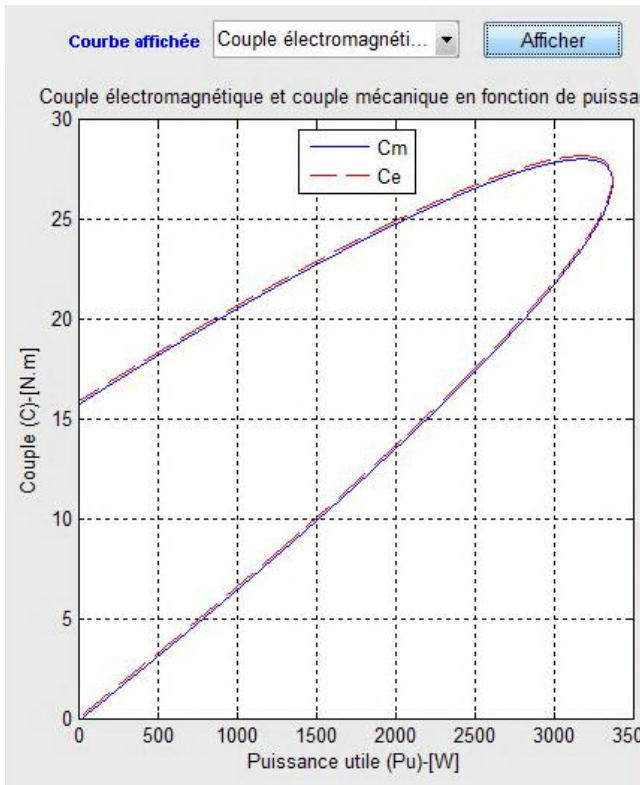
(f)



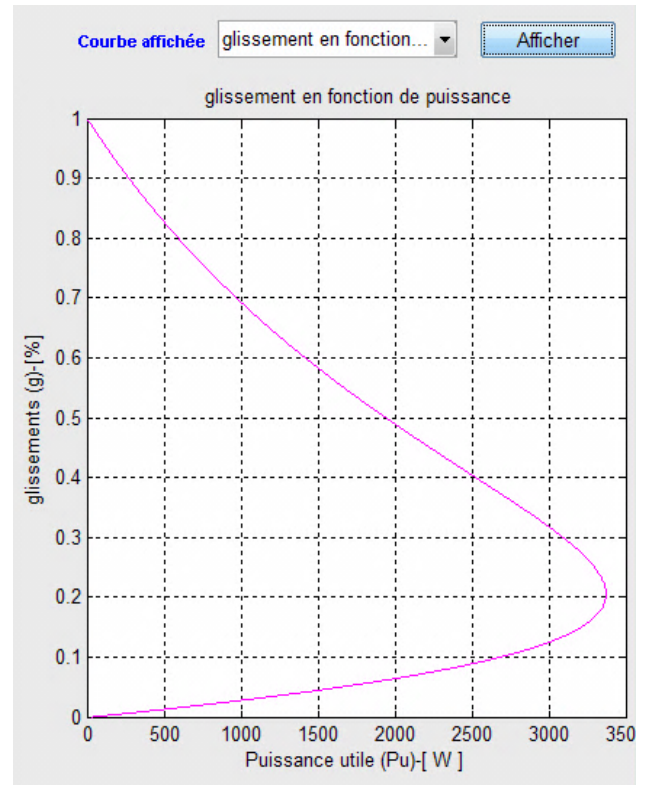
(g)



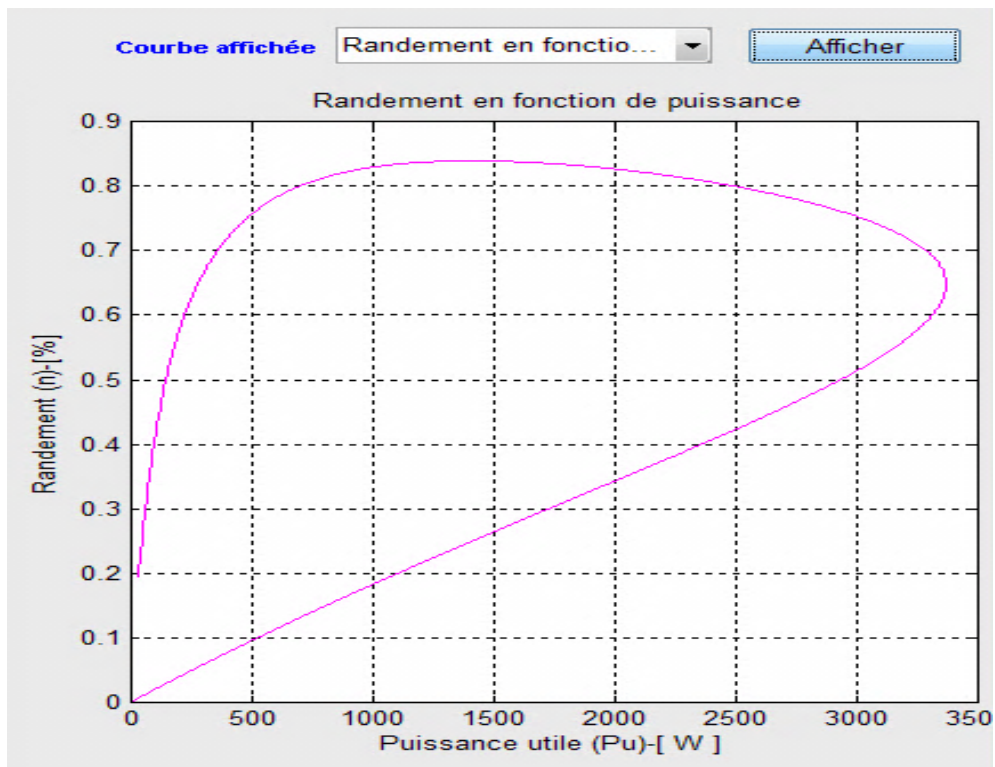
(h)



(i)



(j)



(k)

Figure IV.13 : Affichage des Caractéristiques de la Machine.

IV.7.5. Résultats de simulation

L'exécution de la simulation est fonctionnée par un clic sur le bouton (Post – conception), le calcul d'interface envoie automatiquement les paramètres de la machine obtenus sur une model de simulation pour une machine asynchrone sauvegardé dans l'interface. Donc est affiché en suite :

IV.7.5.1. Schéma de bloc

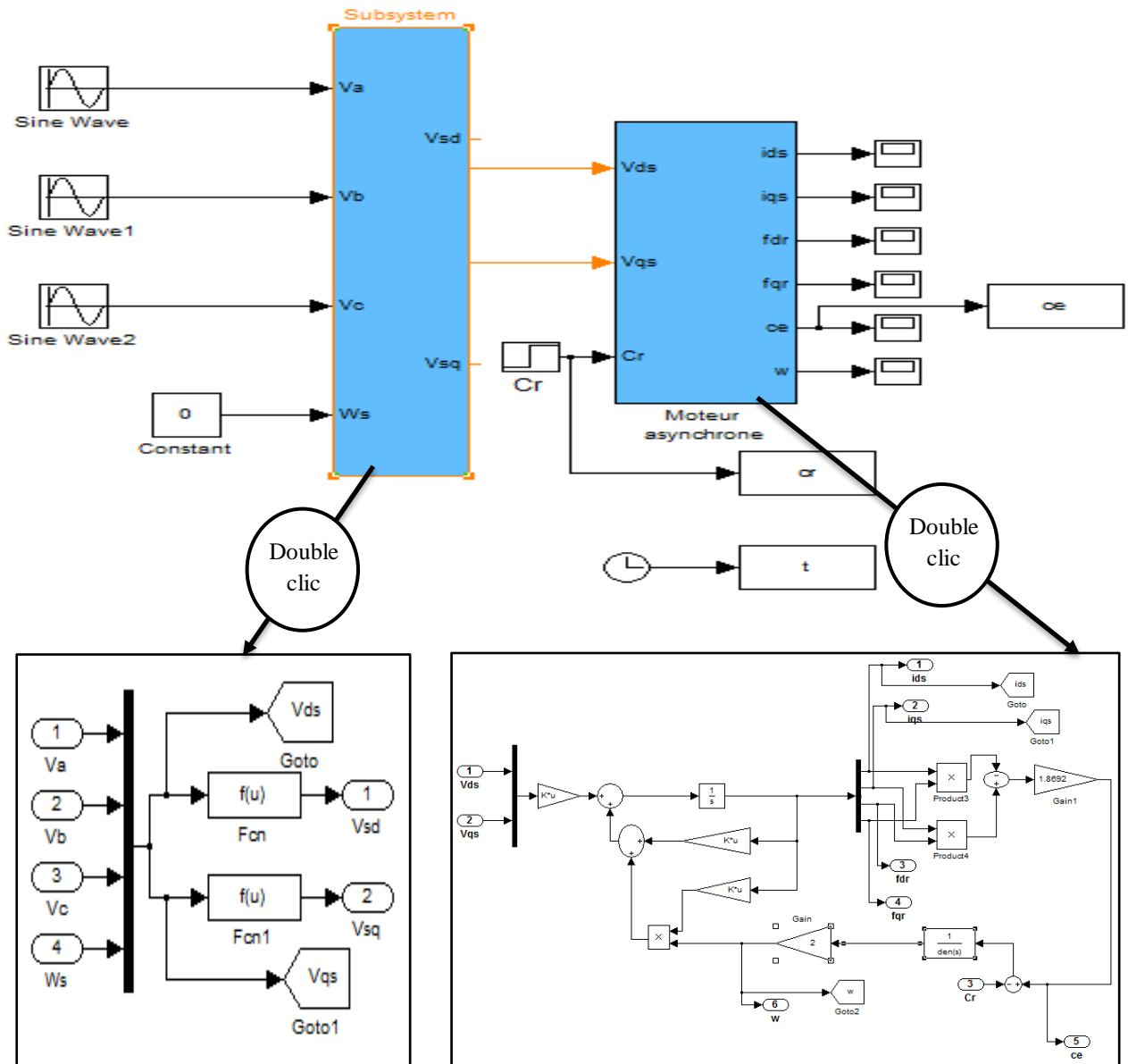
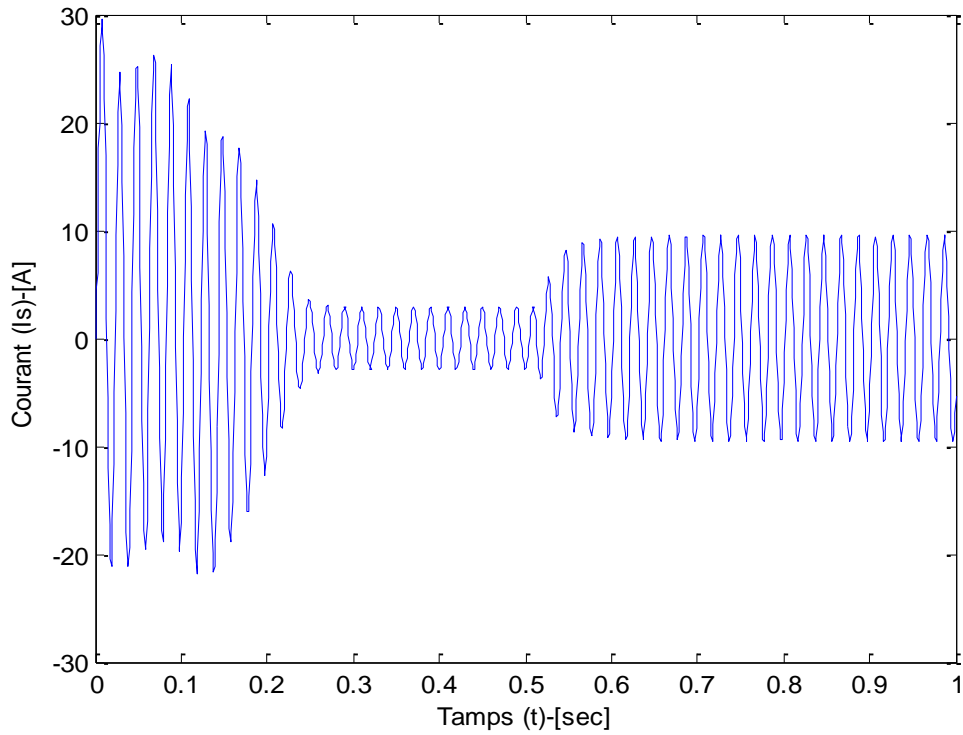


Figure IV.14 : Model de Simulation d'une Machine Asynchrone.

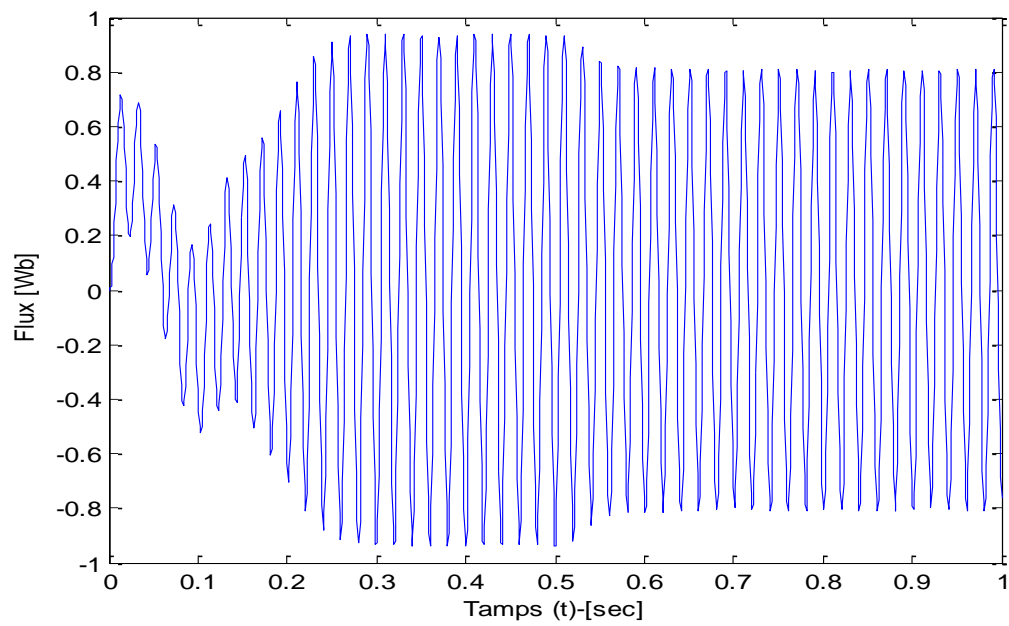
Dans le schéma de simulation il y a une possibilité de modification des paramètres de fonctions consiste le schéma, et d'envoi des figures vers "Workspace" en fonction du temps.

IV.7.4.2. Les figures de simulation

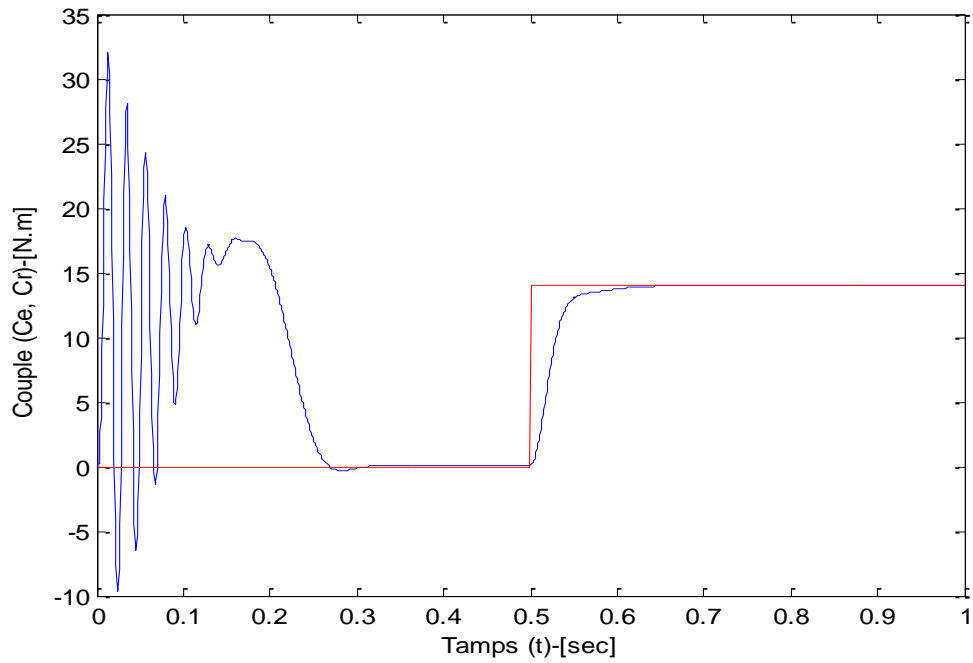
Après la simulation on présentera les courbes suivantes :



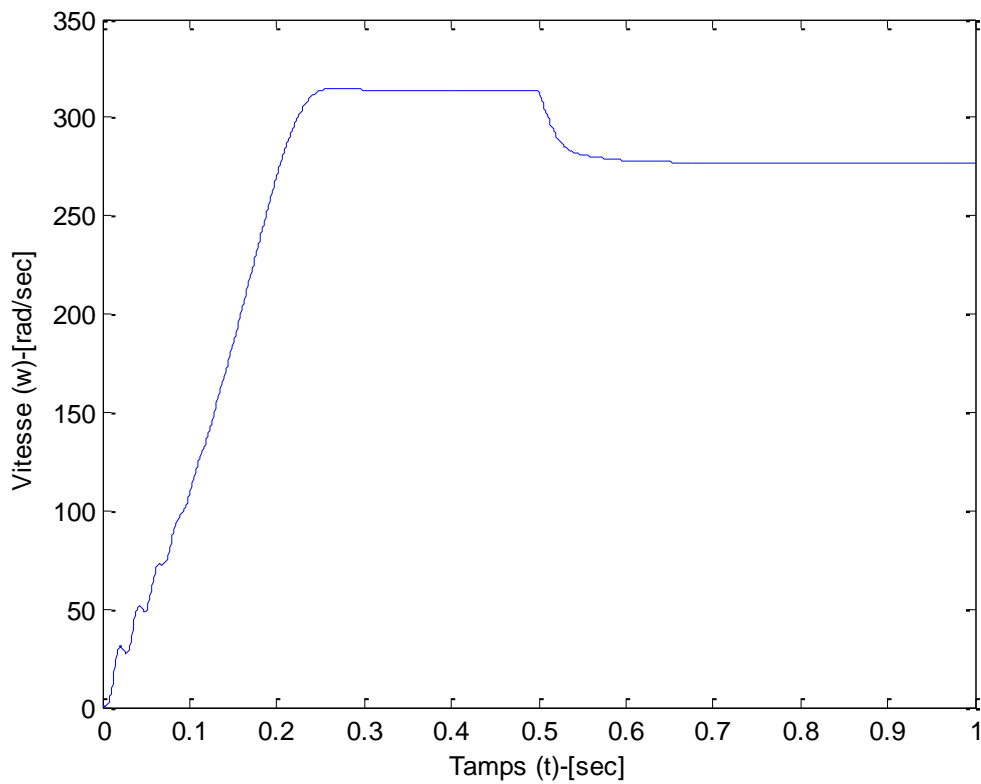
(a)



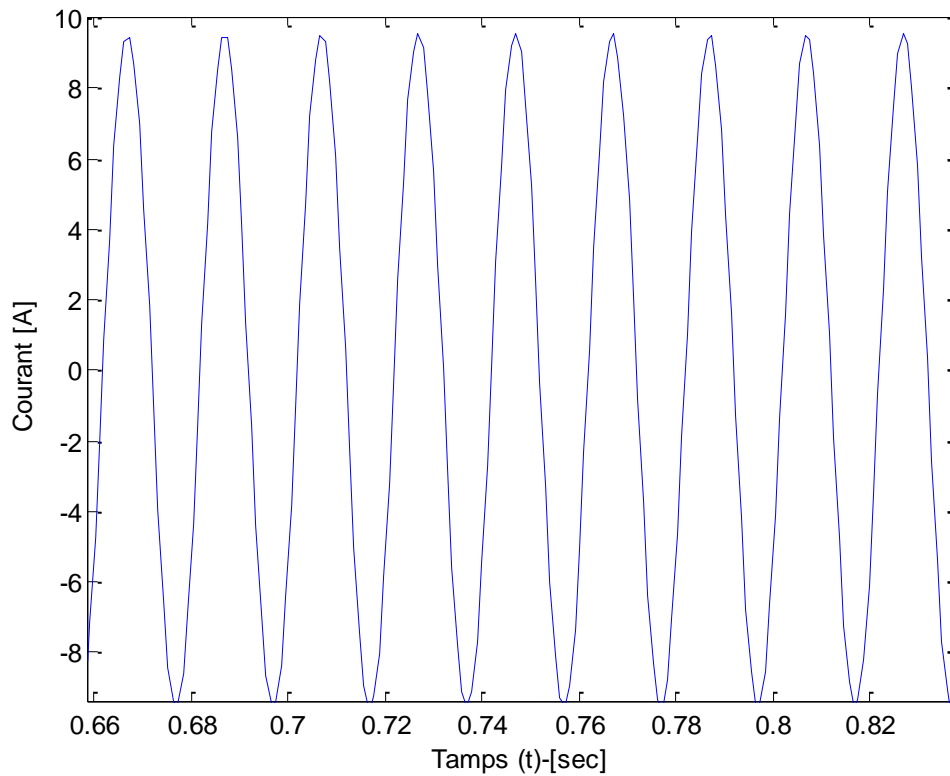
(b)



(c)



(d)



(e)

Figure (IV.15) : Résultats de Simulation.

- (a) Réponse du courant statorique i_{sd} (A),
- (b) Réponse du flux rotorique ϕ_{rd} (Wb),
- (c) Réponse du couple électromagnétique C_{em} (N.m),
- (d) Réponse de la vitesse de rotation w (rad/sec),
- (e) Réponse du courant statorique en régime permanent i_{sd} (A).

Conclusion

L'objectif global de ce chapitre, est la création d'une méthodologie qui permet de traiter des problèmes lourds dans la conception des moteurs. Du point de vue temps de calcul, mode d'affichage des résultats, les courbes et le passage directement à la simulation qui permet d'avoir une vision graphique du problème. Cela pour une meilleure conception d'un moteur électrique.

*Conclusion
générale*

Conclusion générale

Conclusion générale

La (CAO) est une technique dans laquelle, on associe l'homme et la machine pour former une équipe capable de résoudre des problèmes de conception nouveaux exige des solutions originales. D'après les résultats obtenus, cette technique a montré son efficacité dans le calcul de dimensionnement des machines électriques.

Ce travail est une contribution à l'amélioration des méthodes et techniques de la conception assistée par ordinateur des machines asynchrones. Celle-ci permet aux électrotechniciens d'utiliser l'ordinateur non pas seulement comme un outil d'analyse mais aussi comme un outil ayant de réelles facultés de dimensionnement automatique. Cette approche offre de grands avantages comme: la gestion des contraintes d'un cahier des charges, la gestion de l'interdépendance des phénomènes physiques intervenant dans une machine, ou encore l'optimisation des solutions trouvées, le temps de conception est réduit, et la flexibilité de conception par les non spécialisé. Cette technique est traduite par une interface notamment utilisée dans ce mémoire, au dimensionnement de machines asynchrones.

Cette interface est réalisée avec GUIDE-MATLAB d'une manière à accepter une éventuelle extension telle que :

- *L'augmentation de la gamme de puissance ;*
- *L'augmentation de la gamme de vitesse ;*
- *L'utilisation d'autres types de matériaux (courbe d'induction en fonction du champ magnétique).*

Cette interface est conçue pour saisir le minimum nécessaire de données d'une machine asynchrone, pour avoir comme résultat toutes les dimensions de cette machine.

Perspectives

Vu que, l'objectif global de ce travail est l'élaboration d'un logiciel qui permet dimensionner tous types de moteurs électriques (Courant : continue et alternatif, Moteur : synchrone et asynchrone, axial ou radial).

Les perspectives de ce travail sont multiples on peut les situer :

- a) *L'utilisation des logiciels modernes pour l'analyse des structures de champs par FLUX-2D par exemple ;*

Conclusion générale

b) Température du moteur pour faire calcul thermique.

Malheureusement, plusieurs voies de recherches sont ouvertes dans cette direction. Comme pour toute simulation, la validation par l'expérience reste indispensable.

Références Bibliographiques

- [1] **A. Benoudjit, B. Abdelhadi, N. Nait Said**, "Système De Propulsion Electrique Dans Les Véhicules Electriques", *Institute on Electical Engeneering, University of Batna, Algeria, Journal of the IEEA, Vol. 1, N°1, Jan. 1997.*
- [2] **V. FAVREL, V. LANDRAIN et N. DA SILVA**, " Véhicules Electriques et Hybrides: Une Mesure pour Réduire l'ozone Troposphérique ", *Centre d'Etudes Economiques et Sociales de l'Environnement, ULB, N° GC/11/26, Septembre 2001.*
- [3] **S. Brisset**, "Démarches et Outils pour la Conception Optimale des Machines Electriques " *Rapport de synthèse, habilitation à diriger des recherches, Université des sciences et technologies de lille, Décembre. 2007.*
- [4] **M. Victor**, "Conception optimale systémique des composants des chaines de traction électrique ", *Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lille, 22 Mai 2007.*
- [5] **S. Chekroun, H. Hamidatou**, " Etude pour la Conception de Quatre Machine a Induction de Différentes Topologies ", *Mémoire d'ingénieur d'état, Université de Batna, 1998.*
- [6] **G. Voisin**, "Rapport d'information sur le véhicule électrique ", *Assemblée nationale, N° 2649, le : 23 juin 2010.*
- [7] **D. Stéphanie, P. Marie**, " Les Véhicules Electriques en Perspective Analyse Coûts-Avantages et Demande Potentielle ", *Françoise Maurel, N° 41, Mai 2011.*
- [8] **B. Edouard**, " Modélisation et Optimisation des Machines Electriques Discoïdes à Double Entrefer ", *Thèse de doctorat, 11 décembre 2009.*
- [9] **M. Bernard, B. A. Hamid, B. Nicolas**, " Les Moteurs Electriques pour Applications de Grande Série ", *Cet article est téléchargé au format pdf sur le site web: www.mecatronique.bretagne.ens-cachan.fr.*
- [10] **M. Naili, M. Abache**, " Contribution a L'identification Paramétrique de la Machine Asynchrone a Flux Radial", *Mémoire d'ingénieur, Université Mohamed Boudiaf de M'sila, 2005*
- [11] **A. Djeghbalou, A. Bahache**, "Minimisation des Pertes dans les Machines Asynchrones par les Algorithmes Génétiques ", *Mémoire d'ingénieur, Université Mohamed Boudiaf de M'sila, 2007.*
- [12] **A. Djerar, Z. Saada, N. Mezaache**, "Optimisation Géométrique des Machine Asynchrones Application des Algorithmes Génétiques ", *Mémoire d'ingénieur, Université de M'sila, 2007.*

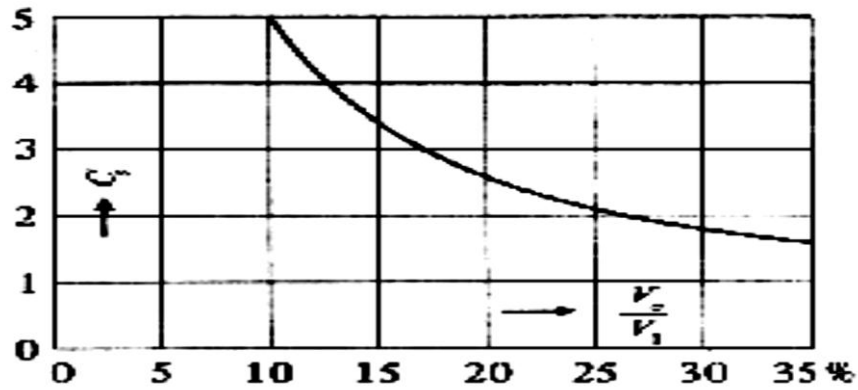
Références Bibliographiques

- [13] **R. Badreddine, N. Mahmoudi**, ‘‘Contribution a la Réalisation d’un Logiciel de Conception des Machines Asynchrones a Flux Radial ‘’, *Mémoire d’ingénieur, Université de M’sila, 2008.*
- [14] **k. Abdou, F. Remadnia**, ‘‘Optimisation Paramétrique des Machines Asynchrones par L’application des Algorithmes Génétiques ‘’, *Mémoire d’ingénieur, Université de M’sila, 2008.*
- [15] **R. Lateb**, ‘‘Modélisation des Machines Asynchrones et Synchrones a Aimants avec Prise en Compte des Harmoniques d’espace et de Temps : Application a la Propulsion Marine par Pod ‘’, *Thèse de doctorat, L’Institut National Polytechnique de Lorraine, 19 octobre 2006.*
- [16] **R. REBBAH**, ‘‘Calcul et Conception Assistée par Ordinateur des Machines Electriques Application aux Moteurs Asynchrones’’, *Mémoire magister, Université Mentouri Constantine, 2006.*
- [17] **B. Jérôme**, ‘‘Développement Efficace des Interfaces Graphiques’’, *Cet article est téléchargé au format pdf sur le site web : www.briot-jerome.developpez.com.*
- [18] **B. Jérôme**, ‘‘La FAQ MATLAB’’, *Cet article est téléchargé au format pdf sur le site web : www.briot-jerome.developpez.com.*
- [19] **S. Maki, S. Soualah, O. M. M. Mahmoud**, ‘‘Conception et Réalisation d’un Système d’information pour la Gestion des Ressources Humaines de Condor’’, *Mémoire d’ingénieur, Université de M’sila, 2011.*
- [20] Catalogues des Moteurs Asynchrones (0.25 - 400 kW), Azazga, Tizi-Ouzou, Algérie.

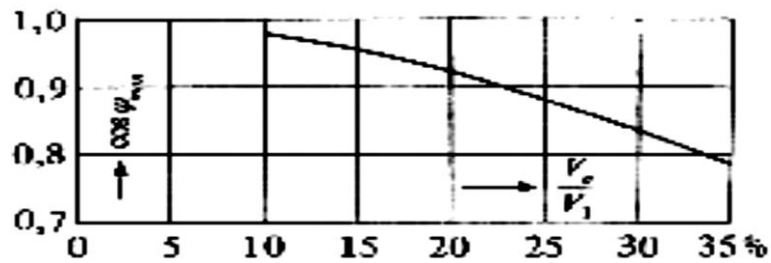
Annexe

Annexe

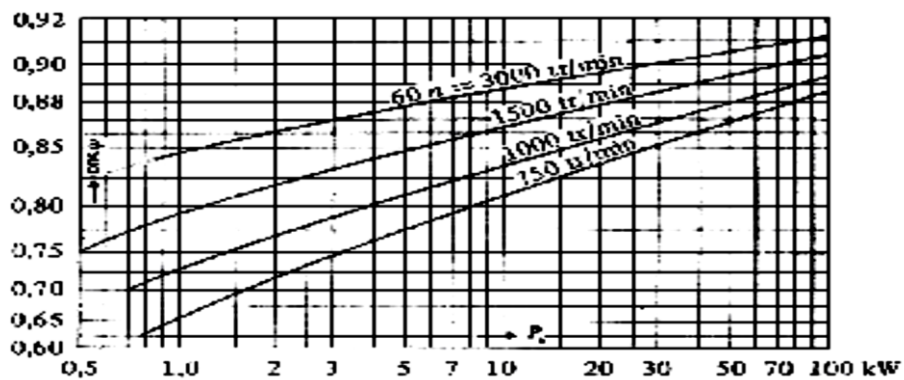
A.I. ABAQUES UTILISES POUR LE CALCUL DES MOTEURS À CAGES :



Capacité de surcharge C_s en fonction de la tension relative de dispersion.

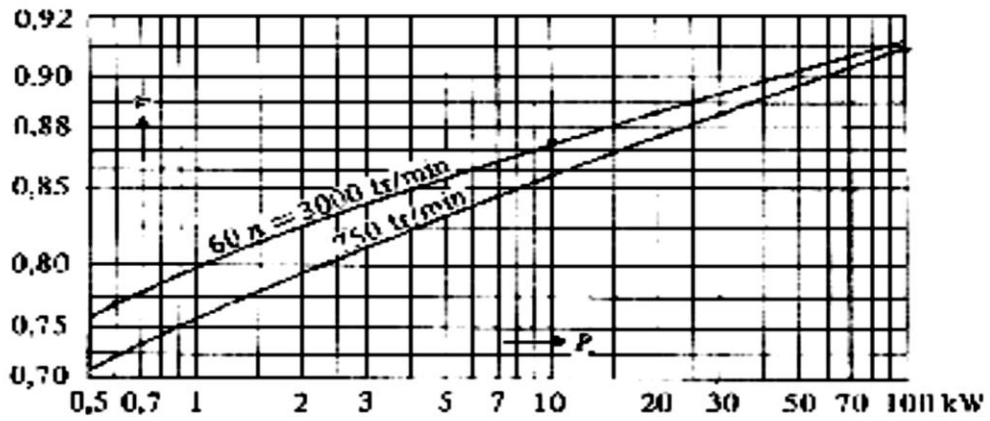


Maximum du facteur de puissance en fonction de la tension relative de dispersion.

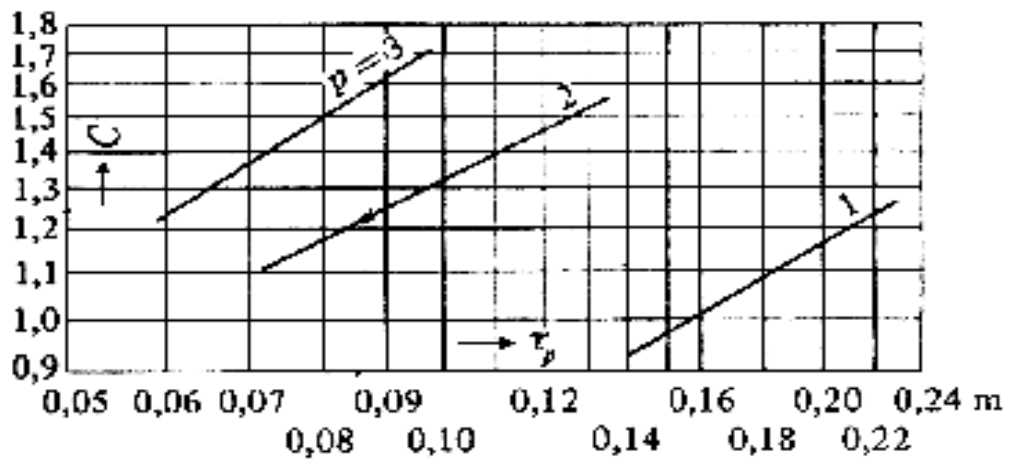


Facteur de puissance de moteurs normaux avec rotor en court-circuit en fonction de la puissance nominale.

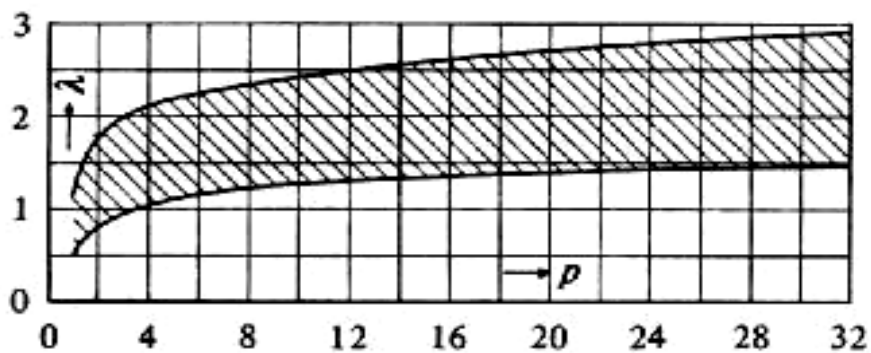
Annexe



Rendement de moteurs normaux avec rotor en court-circuit en fonction de la puissance nominale.

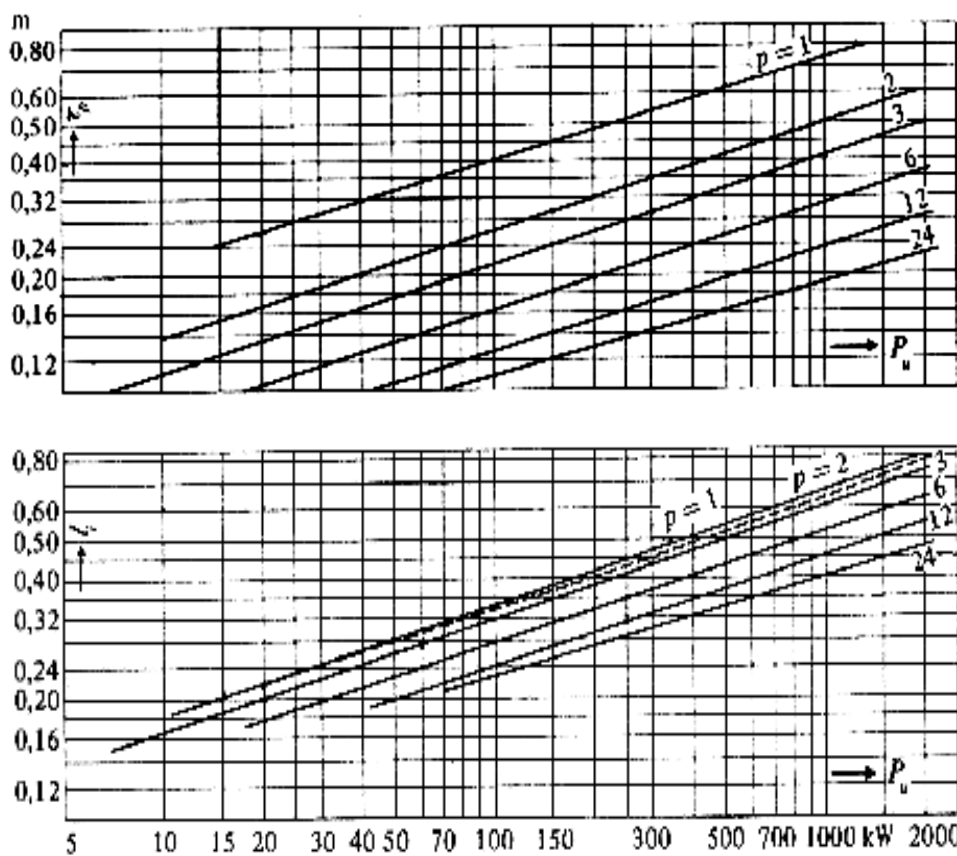


Coefficient d'utilisation de machines asynchrones normales en fonction du pas polaire τ_p .

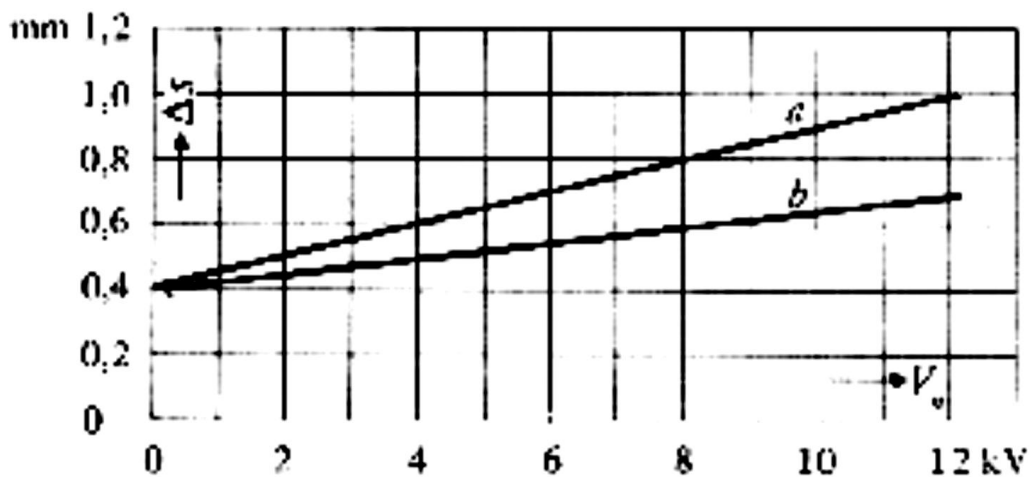


Rapport λ de la longueur virtuelle l d'induit au pas polaire τ_p en fonction du nombre de paires de pôles p .

Annexe

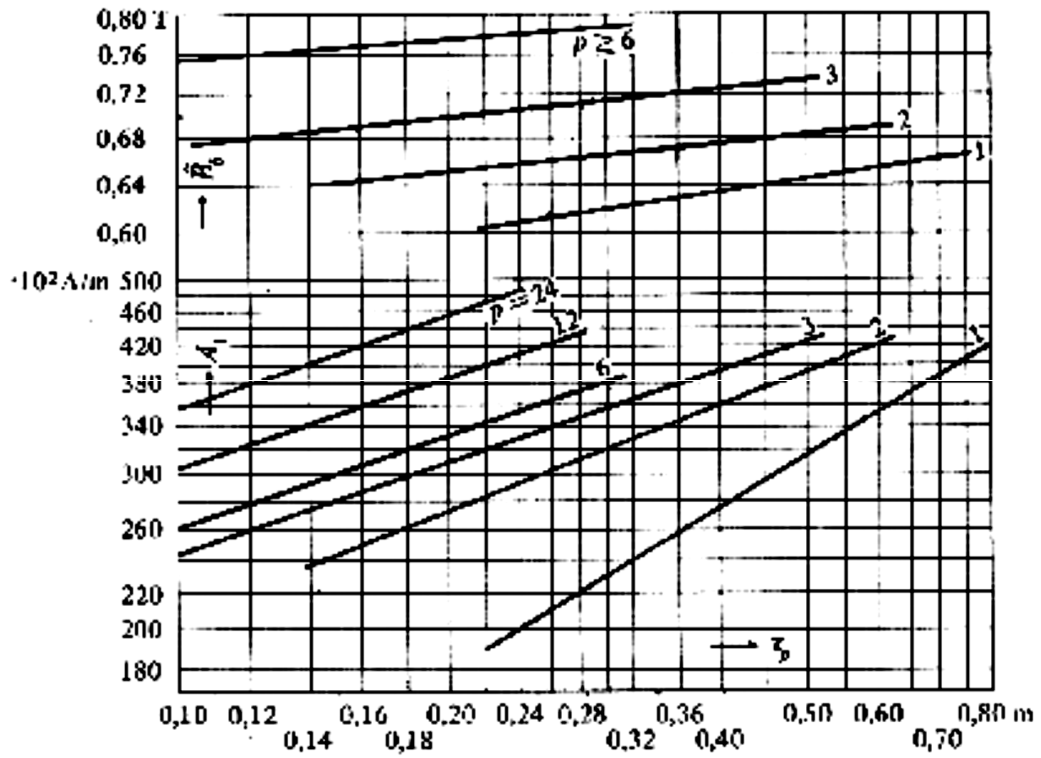


Pas polaire τ_p et longueur virtuelle l_i d'induit de machine asynchrones normales en fonction de la puissance nominale.

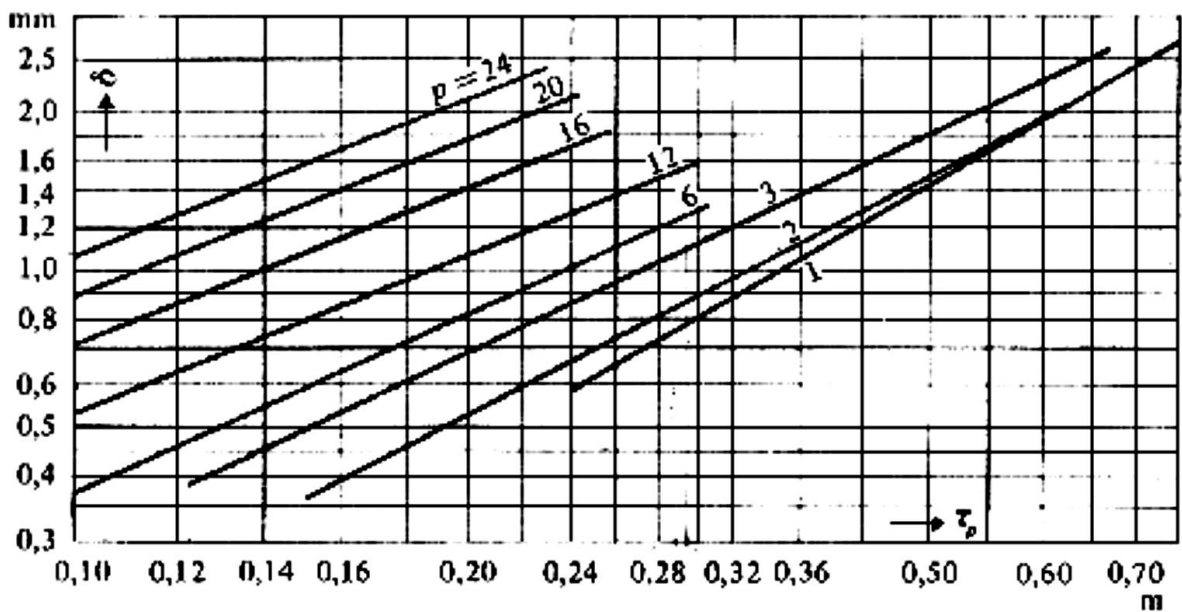


Augmentation d'épaisseur pour l'isolation des conducteurs d'enroulement statoriques de machines a courant alternatifs en fonction de la tension nominal.

Annexe



Induction B_s dans l'entrefer et densité linéaire A_1 de courant de machines asynchrones normales en fonction du pas polaire τ_p



Entrefer δ de machines asynchrones normales en fonction de pas polaire τ_p

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

SPECIALITE: INGENIERIE DES SYSTEMES ELECTROMECHANIQUES

Proposé et dirigé par : - Dr. S. CHEKROUN

Présenté par - CHARIF AMRANE

Thème :

**Plateforme de conception des systèmes de propulsion électrique
dans les véhicules électriques**

Résumé :

De nos jours, d'importants programmes des recherches pour le développement et la conception des véhicules électriques (V.E) sont en train d'être lancés dans tous les pays développés et cela pour un double objectif ; stratégique (dépendance énergétique et économique d'énergie à grande échelle) et écologique (protection de l'environnement contre les dangers de la pollution atmosphérique). Sur ces véhicules, le système de propulsion électrique est l'organe principal. Il assure le transfert et la conversion de l'énergie électrique (énergie propre) en énergie mécanique, des batteries vers le système de propulsion. Dans ce mémoire, ont présenté les différents groupes de propulsion utilisés sur ces véhicules et les différentes méthodes de conception du moteur. Cela pour un logiciel sous forme interface graphique pour but d'améliorer la méthode de conception.

Mots Clés:

Véhicules Electriques ; Conception; Propulsion Electrique ; Flux Axial ; Flux Radial.