République Algérienne Démocratique et Populaire
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



Université Badji Mokhtar - ANNABA
Faculté des Sciences de l'Ingénieur
Département d' Electromécanique

THESE

présentée
par

Slimane BOURAS

En vue de l'obtention du diplôme de :

DOCTORAT D'ETAT

THEME :

Contribution à l'Amélioration des Performances Technologiques des Micromoteurs Asynchrones à Condensateur

Soutenue le / / / 2006 devant le jury composé de :

R. Abdessemad	**Professeur**	**Université Hadj Lakhdhar**	**Batna**	**Président**
Se. Bouras	**M.C**	**Université Badji Mokhtar**	**Annaba**	**Rapporteur**
K. Bounaya	**M.C**	**Université 8 Mai 1945**	**Guelma**	**Examinateur**
S. Saâd	**M.C**	**Université Badji Mokhtar**	**Annaba**	**Examinateur**

Département d' Electromécanique – Université Badji Mokhtar – Annaba

A mes parents Ahmed Zine et Louiza

A mes enfants Abdelkarim, Amina et Amel Yasmine

Et à mes sœurs et frères

Mes grands parents et mes proches

A tous ceux qui m'ont nourri de savoir

Et à tous ceux avec qui je partage de bons souvenirs.

Remerciements

Ce travail a été effectué au Laboratoire des départements électrotechnique et électromécanique de la faculté des Sciences de L' Ingénieur de L'Université de Annaba.

Je tiens à remercier tout d'abord Monsieur le Professeur Abdessmad Rachid qui a accepté de présider le Jury

Je remercie Monsieur Bounaya de me faire l'honneur de participer au Jury

Je remercie Monsieur Saâd Salah de me faire l'honneur de participer au Jury

Je tiens à exprimer ma reconnaissance à Monsieur Bouras seddik

MES remerciements vont également à Monsieur Haddouche Ali Directeur du laboratoire de recherche des systèmes élecromécaniques, à Monsieur Hadjaj ELiaas et à mon cher ami DR. Hadibi Mahmoud

Je remercie chaleureusement mes camarades chercheurs et techniciens pour leur aide amicale et en particulier Laouar Farouk.

Je remercie enfin ma femme d'avoir accepté avec bonne humeur le surcroît de travail que je lui ai imposé pendant la rédaction de cet ouvrage.

TABLE DES MATIERES

Pages

Résumé ……...*8*

Introduction générale...*……21*

CHAPITRE I : Les caractéristiques générales et les problèmes de conception des micromoteurs asynchrones monophasés…...***24***

I.1. Introduction*……24*

I.2. Statistique et classification des micromoteurs asynchrones monophasés ***……24***

I.2.1. Classification et choix du type de micromoteur asynchrone monophasé**…...**26
I.2.1.1. Classification ……26
I.2.1.2. Choix du type de micromoteur**……..**27
I.2.1.3. Branchement des circuits électriques et caractéristique des MAC et MAED**……**28

I.2.2. Les problèmes de la conception et les données techniques**……31**
I.2.2.1. Problème de la conception du micromoteur et désignation **……..**31
I.2.2.2. Caractéristiques mécaniques et exigence des MAC et MAED**…….**33
I.2.2.3. Influence des particularités semblables aux micromoteurs……...33

I.2.3. Exigences techniques**.** Indices technico-économiques et fiabilité **…..……...33**

I.3. Problèmes du dimensionnement des micromoteurs et bobinage……..*34*

I.3.1. Problème du dimensionnement principal**……..**35
I.3.1.1. Le choix des charges électromagnétiques**…….**36
I.3.1.2. La densité volumique active V= f(P_n)**……..…….**36
I.3.1.3. L'entrefer et son influence**…….....**37

I.3.2. Dimensionnement des encoches…**…….**38
I.3.2.1. Encoches statorique et rotorique et leur isolation..**……...**38
I.3.2.2. Encoches du rotor…**……..**38
I.3.2.3. Rapport Z_S / Z_R et l'inclinaison des encoches**……..**39

I.3.3. Optimisation du dimensionnement des feuilles du stator et du rotor**…….**41
I.3.3.1. Problème du dimensionnement optimal des encoches**……...**41
I.3.3.2. La méthode des plans d'expériences (MPE)**…….**42
I.3.3.3. Classification et types de bobinage du stator des MAC et MAED**……**45
I.3.3.3.1. Bobinage diphasé à une et à deux couches**……...**45

I.3.3.3.2. Le bobinage sinusoïdal……46
I.3.3.3.3. Conclusion……...48

CHAPITRE II Modélisation des micro moteurs asynchrones monophasés MAC et MAED……***49***

II.1. Présentation et critique de la théorie classique des MAC et MAED…..***49***

II.1.1. Principes et constitution des micromoteurs asynchrones asymétriques diphasés(MAC) et monophasés MAED……..49
II.1.2. Analyse du champ magnétique et du couple de démarrage des micro moteurs diphasés asymétriques……..50
II.1.3. Modèles physiques et méthode des composantes symétriques……..……51
II.1.3.1. Modèle classique de base……...51
II.1.3.2. Principe de la méthode des composantes symétriques……52
II.1.3.3. Equation des tensions. Modèle physique des MAC et MAED……..52

II.2. Circuits électriques équivalents traditionnels des MAC et MAED……***53***

II.2.1. Modèles électriques primitifs des MAC et MAED……..54
II.2.2. Calcul des composantes symétriques directs et inverses des MAC et MAED……57
II.2.3. Transformation des circuits électriques équivalent. Analyse et discussion……58

II.2.3.1. Translation de la branche magnétisante dans les circuits électriques équivalents..……58
II.2.3.2. Modèle électrique unifié pour le MAED ……...59
II.2.3.3. Modèles électriques corrigés en vue de l'amélioration de la précision des paramètres des circuits électriques et magnétiques……....62

II.3. Modélisation mathématique des micro moteurs asynchrones monophasés à deux enroulements……..***64***

II.3.1. Conception du micro moteur à base de la machine généralisée……..64
II.3.2. Modélisation mathématique dans le repère(α,β **)** lié au stator……..65
II.3.3. Elaboration des modèles mathématique des MAC et des MAED……..67
II.3.3.1. Modèle mathématique du MAC à CD et à CP……68
II.3.3.2. Modèle mathématique du MAED à résistance élevée (Split phase motor **)**……...…...68
II.3.3.3 Modèle mathématique du MAC à CD et à résistance élevée……68

CHAPITRE.III Les performances technologiques des micromoteurs asynchrones monophasés MAC et MAED et leur amélioration **……*69***

III.1. **Introduction**……..***69***

III.1.1. Influence de la valeur de la capacité sur les caractéristiques et son optimisation……...69

III.1.2. Applications et résultats du choix optimal du condensateur……..70
III.1.3. Conclusion……..73

III.2. Approche pour la considération des pertes fer, des harmoniques supérieurs d'espace et de la saturation dans le calcul des indices externes des MAC et MAED…….***73***

III.2.1. Influence des pertes fer et des harmoniques. Modèle mathématique approprié……**73**
III.2.1.1. Méthode de la prise en compte des pertes fer dans le calcul des indices externes ……...73

III.2.1.2. Influence des harmoniques supérieurs d'espace. Analyse des résultats de calcul et expérimentaux du MAC……...75

III.2.1.2.1. Degré d'importance de l'impact des harmoniques supérieurs d'espace sur les caractéristiques externes……75

III.2.1.2.2. Modèle électrique et mathématique proposé pour la prise en compte des harmoniques supérieurs et des pertes fer…….……76

III.2.1.2.3. Influence de la résistivité rotorique, de l'entrefer et de l'échauffement. Résultats et analyse……...79

III.2.1.3. Valorisation de l'influence des harmoniques supérieurs par les coefficients de pertes et de couples auxiliaires…….84

III.2.1.3.1. Mise en équation des coefficients de pertes et de couples auxiliaires…….…….84
III.2.1.3.2. Les paramètres d'influence sur $k_{C.ad}$ et $k_{P.ad}$ Application et résultats…….84
III.2.1.3.3. Conclusion……86

III.2.2. Influence de la saturation ……**87**

III.2.2.1. Etude du micromoteur saturé et modèle mathématique primitif……87
III.2.2.2. Principales étapes de calcul des indices externes avec la prise en compte de la saturation. ……...88
III.2.2.3. Equation des courants et application sur le MAC……..……89

III.2.3. Résultat et discussion……..91

III.3. Conclusion…….***93***

CHAPITRE IV Optimisation des micromoteurs asynchrones monophasés MAC et MAED ……..….***94***

IV.1. Organisation du problème d'optimisation……***94***

IV.1.1. Introduction……***94***
IV.1.2. Les données des grandeurs……94
IV.1.3. Les variables indépendantes……...95

IV.2.Les critères d'optimisation……...***96***

IV.2.1. Choix des critères d'optimisation…….…...96

IV.2.2. Durée de vie des micromoteurs asynchrones monophasés…….……98
IV.2.3. Le facteur complexe de qualité F_{cq}……98

IV.3. Les degrés de qualité……..***99***

IV.3.1. Evaluation du degré de qualité pour les MAC et MAED……99
IV.3.2. Le F_{cq}, comme critère complexe d'optimisation……..100
IV.3.3. Critère intégral d'optimisation. I_{in} ……101

CHAPITRE V Choix du micromoteur asynchrone monophasé optimal…….***102***

V.1. Optimisation du choix de la variante assistée par ordinateur…….***102***

V.1.1. Principe de formulation de l'algorithme d'optimisation globale(AOG)…102
V.1.2. Type de champ magnétique et optimisation des données des enroulements du MAC……....105

V.1.2.1. Optimisation pour différentes formes du champ ……..105

V.1.2.1.1. Optimisation pour un champ circulaire en régime nominal……105

V.1.2.1.2. Optimisation pour un champ magnétique inverse minimal en régime nominal**……**105
V.1.2.1.3. Optimisation des données des enroulements pour un champ inverse minimal en régime nominal par la MEP**……...**107

V.1.3. Algorithme et programme pour l'optimisation et la vérification des MAC et MAED**……**107
V.1.3.1. Analyse des facteurs influents sur le choix de la variante optimale**…...**110
V.1.3.2. Glissement et rapport de transformation optimale**……..**111
V.1.3.3. Les particularités pour l'optimisation des enroulements du MAED**…...**112

V.2. Choix de la variante optimale .Application et analyse des résultats……*112*

V.2.1. Choix du micromoteur optimal d'après les conditions imposées par l'application donnée**……**112
V.2.2. Application et résultats**……**113
V.2.3. Analyse et discussion des résultats**…….....**115

V.3. Conclusion……*115*

Conclusions générales et perspectives……..*116*

Annexes……...*118*

Bibliographie……..*146*

الخلاصة

-تعد المحركات الصغيرة الجزئية الالكترونية المكونة للماكينات ذات الطاقة الصغيرة المستعملة في أيامنا العادية عادة ما تتم معالجتها في الدراسات العلمية و التكنولوجية.و هذا راجع إلى نقص المعلومات و التأهيل الدراسي لها على مستوى المحاضرات التعليمية الالكتروتقنية و ذلك مهما كان مستواها.حيث إن هذه المحركات عادة ما تكون غير مرئية لكن استعمالها يعد واسعا و مهما جدا.

-فبالرغم من أن هذه المحركات الصغيرة تعمل بنفس المبادئ الفيزيائية للآلات ذات الطاقة الكبيرة الضخمة إلا أن دراساتها النظرية و التطبيقية معقدة جدا.فالتأثير التكنواقتصادي لهذا النوع من المحركات يعد مهمشا نوعا ما مما يستدعي الاهتمام أكثر به. وهذا راجع إلى فعالية هذه الأخيرة .كما أن الصعوبات في هذا المجال الدراسي تزداد تعقيدا فيما يخص دقة المقاييس و المميزات الديناميكية.

- و أمام هذا التباين الكبير بين هذه المحركات فان دراساتنا سوف تختصر على المحركات الصغيرة ذات التحريض الأحادي في محور محدد على مستوى مجموعة متسلسلة من التطبيقات. إن هذه المحركات تكون قوية و ذات بنية بسيطة و سهلة و اقتصادية على المدى الطويل.
- موضوعنا يرتكز على إعادة حساب نتائجها القياسية التكنولوجية مع الأخذ بعين الاعتبار نموذج خطي لها من النماذج الرياضية.

- في حين وجب علينا مواجهة مسالة الجودة و نوعية هذه المحركات الصغيرة لقيادة الماكينات المخصصة لها.هذه البحوث ترتكز كذلك على تطور العوامل التكنولوجية للترتيب و علامة الجودة الخارجية لها.
- و حتى توجه تحاليل مقارنتنا لمختلف المحركات الصغيرة الجزئية بشكل جيد و صحيح وجب الأخذ بمعايير و مبادئ تفاؤلية من اجل تحديد أي نوع من الأنواع.

Résumé

Les micromoteurs électriques intégrés dans les accessoires de petite puissance qui nous assistent au quotidien sont rarement traités dans la littérature scientifique et technologique. En effet, ils ne font pas l'objet d'un enseignement dans les cours d'électrotechnique quelque soit le niveau. Ces actionneurs généralement discrets et de grande diffusion sont partout.

Les recherches théoriques et expérimentales sur les micromoteurs sont complexes. Bien qu'ils fonctionnent avec les mêmes principes physiques que les machines de grande et moyenne puissances, il se trouve que les effets technico–économiques négligeables pour ces dernières ne le sont plus pour eux . Ces difficultés sont aggravées par la précision dans le dimensionnement et les caractéristiques dynamiques ainsi que la recherche de meilleurs indices de qualité.

Devant la grande diversité de ces actionneurs, notre recherche va se limiter aux micromoteurs à induction monophasé à cage très prisés dans les applications de grande série. Ils sont à priori robustes, de fabrication simple et économique pour une longue durée de vie.

Notre approche repose sur la reprise du calcul de leurs performances technologiques avec la prise en compte de certaines non linéarités dans les modèles mathématiques.

Cependant, il arrive d'être confronté aussi à la question de la qualité lors du choix du type de micro moteurs pour l'entraînement d'une machine bien définie. Cette recherche se base sur l'évaluation des facteurs technologiques de construction (FTC) et des indices de qualité externes.

Afin de bien mener une analyse comparative des différents micromoteurs, des critères d'optimisation sont fixés pour chacun des types.

Mots clés : micromoteur a condensateur, performance, qualité

Abstract

The electrical integrated micro motors in the accessories of small power which assist us every day are rarely treated scientifically in the technological literature. Indeed, they are not the subject of any level teaching in the courses of electrical engineering. These generally discrete actuators and of great dissemination are everywhere.

Theoretical and experimental research on micro motors is complex. Although they function with

the same physical principles as the machines of large and average powers, the technical and economical effects negligible for these last are not for them. These difficulties are worsened by the precision in the dynamic dimensioning and characteristics as well as the search for better indices of quality.

In front of the great diversity of these actuators, our research will be limited to the micro motors with induction single-phase current with cage very snuffed in the applications of great series. They are robust, simple and economically manufactured for a long life.

Our approach rests on the resumption of the calculation of their technological performances taking into account some nonlinearity in the mathematical models.

However, they can be also confronted to the question of quality when selecting one type of micro motors for the drive of a well defined machine. This research is based on the evaluation of the technological factors of construction (CTF) and of the external indices of quality.

In order to carry out a comparative analysis of the various driving motors, criteria of optimization are fixed for each type.

NOTATION

SYMBOLES LIES AUX PARAMETRES ELECTRIQUES ET MAGNETIQUES

H	Champ magnétique (A/m)
J	Densité de courant uniforme (A/m)
μ	Perméabilité magnétique (H/m)
$\underline{F}_S$	Tension magnétique relatif du stator
$\underline{F}_R$	Tension magnétique relatif du stator
$F_{m\nu}$	Amplitude de la fmm du $\nu^{ième}$ harmonique
$F_{mc\nu}$	Amplitude de la fmm du $\nu^{ième}$ harmonique pour le bobinage à pôle saillant.
F_{Am}	Force magnétomotrice de l'enroulement principale A
F_{Bm}	Force magnétomotrice de l'enroulement auxiliaire B
$C_{èm}$	Couple électromagnétique
C_r	Couple mécanique résistant
C_M	Couple maximal
C_d	Couple de démarrage
$C_{cond.}$	Capacité du condensateur
J	Inertie de l'entraînement
f_r	Fréquence rotorique
f_s	Fréquence statorique
g_n	Glissement mécanique nominale
$g_{1,2}$	Glissement mécanique direct et inverse

r_C	Résistance active du condensateur
$U_{A1,2}$	Composante de la tension directe et inverse de la phase A
$U_{B1,2}$	Composantes de la tension directe et inverse de la phase B
U'_B	Tension de l'enroulement B réduite au nombre de spires de celui de A
I'_B	Courant l'enroulement B réduit au nombre de spires de celui de A
I_{A1}	Composante du courant direct circulant dans l'enroulement A
I_{A2}	Composante du courant inverse circulant dans l'enroulement A
I_{B1}	Composante du courant direct circulant dans l'enroulement B
I_{B2}	Composante du courant inverse circulant dans l'enroulement B
$i_{S\alpha}$, $i_{S\beta}$	Les courants statoriques suivant les axes α et β.
$i_{r\alpha}$, $i_{r\beta}$	Les courants rotoriques suivant les axes α et β.
M	Inductance mutuelle
p	Nombre de paires de pôles
r_{SA}	Résistance active de l'enroulement principale A
r_{SB}	Résistance active de l'enroulement auxiliaire B
r_S	Résistance active statorique
r_r	Résistance active rotorique
x_s	Réactance inductive du stator
x_r	Réactance inductive du rotor
x_m	Réactance inductive mutuelle
L_m	Inductance mutuelle
L_r	Inductance propre du rotor
L_S	Inductance propre du stator
k	Rapport de transformation(de réduction)
$T_{ém}$	Constante de temps électromagnétique

T_m	Constante de temps mécanique
$U_{S\alpha}$, $U_{S\beta}$	Les tensions statoriques suivant les axes α et β
Φ	Flux magnétique
B_δ	Induction d'entrefer
$I_{o\mu}$	Courant magnétisant
p_{FS}	Pertes fer statorique
p_{FR}	Pertes fer rotorique
p_{cr1}	Pertes Joule statorique
p_{cr2}	Pertes Joule rotorique
P_S	Puissance absorbée
P_R	Puissance utile (mécanique)
$P_{ém1,2}$	Puissance électromagnétique directe et inverse
μ	Rendement
δ	Epaisseur de l'entrefer
V_{sp}	Volume actif spécifique
β	Déphasage électrique
θ	Déphasage spatial
$\zeta_{1,2}$	Réactance inductive relative direct et inverse
$\rho_{1,2}$	Résistance active relative direct et inverse
Ω_r	Vitesse angulaire du rotor
ν	Le rang d'harmonique
ξ_C	Réactance capacitive relative
ξ_S	Réactance inductive relative de l'enroulement statorique
ξ_R	Réactance inductive relative de l'enroulement rotorique
ξ_m	Réactance mutuelle relative

ρ_S Résistance active relative de l'enroulement statorique

ψ Flux sommaire

$\psi_{\delta 1,2(s,r)}$ Flux magnétiques principaux direct et inverse respectivement du stator et du rotor selon les axes α,β

$\psi_{\sigma 1,2(s,r)}$ Flux de fuite direct et inverse respectivement des enroulements du stator et du rotor selon les axes α,β

τ Pas pôlaire

$\sigma_{é}$ Conductivité électrique(1/ Ω.m)

$\varphi_{S\alpha}$, $\varphi_{S\beta}$ Les flux statoriques suivant les axes α et β

$\varphi_{S\alpha}$, $\varphi_{S\beta}$ Les flux rotoriques suivant les axes α et β

$V_{nl,lr}$ Tension d'essai sans charge(no load) ou à rotor bloqué(lock rotor)

$I_{nl,lr}$ Courant d'essai sans charge(no load) ou à rotor bloqué(lock rotor)

X_{lr} Réactance inductive pour l'essai rotor bloqué

R_{lr} Résistance active pour l'essai rotor bloqué

V_m Tension d'alimentation mesurée

I_m Courant absorbé mesuré

$Z_{nl,lr}$ Impédance d'essai sans charge, impédance pour l'essai rotor bloqué

Z_f Impédance d'entrée

Z_b Impédance de sortie

$P_{e,m}$ Puissance électrique mesurée P

SYMBOLES LIES A LA GEOMETRIE DE LA MACHINE

$D_{ext.}$ Diamètre extérieur d'alésage statorique.

$D_{in.}$ Diamètre intérieur d'alésage

$\underline{h}_{es}$ Hauteur optimale de l'encoche statorique

$\underline{h}_{er}$ Hauteur optimale de l'encoche rotorique

S_{eS} Surface de l'encoche statorique

S_{eR} Surface de l'encoche rotorique

S_{is} Surface de l'isolation de l'encoche

S_{SA} Section du conducteur de l'enroulement primaire

S_{SB} Section du conducteur de l'enroulement auxiliaire

k_{ZS} Surface relative de l'encoche statorique

k_{ZR} Surface relative de l'encoche rotorique

k_D Coefficient de construction des diamètres des feuilles statoriques

l_s Longueur de l'alésage statorique

b_Z Largeur de la dent

$b_{in.}$ Largeur de l'inclinaison de la denture rotorique

α_{in} Angle d'inclinaison centrale de l'encoche rotorique

Z_s Nombre d'encoches au stator

Z_r Nombre d'encoches au rotor

W_s Nombre de spires statoriques

W_r Nombre de spires rotoriques

W_{SA} Nombre de spires de l'enroulement statoriques A

W_{SB} Nombre de spires l'enroulement statoriques B

k_{0v} Coefficient de bobinage pour le bobinage sinusoïdal

k_{OA} Coefficient de bobinage de l'enroulement A

k_{OB} Coefficient de bobinage de l'enroulement B

q Nombre d'encoches par pôle et par phase

Q_A Pas de bobinage en nombre de dents pour la phase A

Q_B Pas de bobinage en nombre de dents pour la phase B

λ Coefficient de construction(l_S/D)

α_{ei} Angle initial de la $i^{ème}$ encoche

AUTRES SYMBOLES

CO Coefficient d'optimisation

C_{expl} Coût de l'exploitation

C_c Coût du condensateur

$C_{ac.}$ Coût de l'acier

C_{cu} Coût du cuivre

$C_{ée}$ Coût de l'énergie électrique

F_{cq} Facteur complexe de qualité

$I_{in.}$ Facteur d'intégration

$\sum C$ Critère du coût total

Indexes des figures

Chapitre I. Pages

Fig. 1.1 : La très grande étendue, dans le domaine des puissances, des machines électromagnétiques……..…….25

Fig. 1.2 : Micromoteur asynchrone à condensateur(MAC)……...……...25

Fig. 1.3 : Classification des micro moteurs par domaine d'application. ..……...27

Fig. 1.4a,b : Schéma de construction du micromoteur asynchrone monophasé à cage à enroulement réparti (a) et à pôle saillant(b)…….…….....27

Fig. 1.5 : Les performances des micromoteurs asynchrones monophasés…….…..28

Fig. 1.6 : Circuit de branchement MAC à CP……..28

Fig. 1.7 : Circuit de branchement MAC à CP « 1/3- 2/3 »…….…….29

Fig. 1.8 : Circuit de branchement MAED à CD…….…..29

Fig. 1.9 : Circuit de branchement MAED à CD et à CP…….30

Fig. 1.10 : Circuit de branchement MAED à résistance élevée(Split Phase Motor)….31

Fig. 1.11 : Organigramme classique du calcul des micromoteurs asynchrones …….32

Fig. 1.12 : Caractéristiques mécaniques typique des MAC et MAED……...…….32

Fig. 1.13 : Facteurs énergétiques……..……...35

Fig. 1.14 : Densité volumique du MAC ……..……...37

Fig. 1.15 Formes des encoches statoriques……..…….38

Fig. 1.16 : Formes des encoches rotoriques……..……..39

Fig. 1.17 : Détermination de l'angle central d'inclinaison……..…39

Fig. 1.18 : Dépendance du coefficient d'inclinaison $k_{in} = f(\alpha_{in})$……..……....40

Fig. 1.19 : Feuille statorique du MAC…….……40

Fig. 1.20 : Feuille statorique du MAED…….……40

Fig. 1.21 : Isolation d'encoche…….……...41

Fig. 1.22 : Feuilles et encoches statoriques et rotoriques pour les micromoteurs asynchrones monophasés à enroulements répartis……..……...42

Fig. 1.23 : Critère d'optimisation du dimensionnement des encoches statoriques et rotoriques……..……..43

Fig. 1.24 : La dépendances des valeurs optimales $\underline{F}_S$, $\underline{h}_{eS}$, $\underline{h}_{er}$ de B_δ et des FTC pour les micromoteurs à 2p= 2 et en acier électrotechnique... …..……....44

Fig. 1.25 : Histogramme des coefficients k_D et λ des micromoteurs asynchrones…...44

Fig. 1.26 : Histogramme des coefficients k_{ZS} et k_{ZR} des micromoteurs asynchrones....44

Fig. 1.27 : Bobinage sinusoidal et distribution des conducteurs dans les encoches du micromoteur à condensateur MAC-60……..……..…….47

Chapitre II.

Fig. 2.1 : Diversité de construction des micromoteurs diphasés……..……49

Fig. 2.2 : Système de tension diphasé……..…….50

Fig. 2.3 : Diagramme vectorie…….…….50

Fig. 2.4: Modèle primitif……..……...52

Fig. 2.5: Système asymétrique et ses composantes symétriques……..……..52

Fig. 2.6: Circuit électrique moteur diphasé symétrique ou dissymétrique…….....52

Fig. 2.7: Le modèle physique d'un MAC ou MAED……..……..53

Fig. 2.8: Le glissement direct et inverse……..……...53

Fig. 2.9: Circuit électrique classique d'un MAC sans pertes…….....….55

Fig. 2.10. Modèle électrique corrigé exprimant les pertes fer statoriques…….…....56

Fig. 2.11: Transformation des circuits équivalents du MAC…….…….....57

Fig. 2.12: Circuits électriques en L des phases A et B directs et inverses……...…...59

Fig. 2.13: Circuit équivalent du MAED avec la prise en compte des pertes fer…...60

Fig. 2.14: Modèle électrique amélioré…….……...63

Fig. 2.15: Modèle électrique générale d'un micromoteur asynchrone monophasé....65

ChapitreIII.

Fig. 3.1: Caractéristique mécanique pour diverses valeurs de la capacité $C_{cap...}$.....70

Fig. 3.2 : $u^{S}_{\beta} = f(C_{cap.})$ et $i^{S}_{\beta} = f(C_{cap.})$……..……...71

Fig. 3.3 : C_d et $t_d = f(C_{cap})$……..……..71

Fig. 3.4 : Démarrage à vide pour C_{cap}= 80µF…….….71

Fig. 3.5 : Démarrage pour φ=90° et C= 30 µF……..……..72

Fig. 3.6 : Démarrage pour φ=90° et C= 12 µF……..……..72

Fig. 3.7 : Diagramme énergétique d'un micromoteur asynchrone asymétrique.…75

Fig. 3.8 : Influence des pertes fer sur les caractéristiques de service du MAC…...75

Fig. 3.9 : Modèle électrique d'un MAED avec l'influence des harmoniques supérieurs d'espace……...76

Fig. 3.10 : Organigramme du Programme de calcul des performances du MAC…...78

Fig. 3.11 : Influence de la résistance rotorique sur les indices externes du MAC-30...79

Fig. 3.12 : Couples directs et inverses et ses composantes du MAC-50……...…….80

Fig. 3.13 : Caractéristiques mécaniques du MAC-60 et l'influence des harmoniques supérieurs d'espace…….……..80

Fig. 3.14. Indices énergétiques calculés (δ= 0.03 et υ_S= 75°C) et expérimentaux pour une série de six types de MA-60……81

Fig. 3.15 : Coefficients complémentaires de couples $k_{C.compl.}$ et de perte $k_{p.compl}$…..86

Fig. 3.16 : Caractéristiques mécaniques du micromoteur MAC-25 pour différentes fréquences avec et sans la prise en compte de la saturation……..……91

Fig. 3.17 : Dépendance des indices énergétiques de la vitesse en tenant compte de la Saturation…….…….……92

Fig. 3.18 : Courbes du courant statorique pour une tension de forme rectangulaire avec et sans la prise en compte de la saturation…….……...92

Chapitre V.

Fig. 5.1 : Organigramme du programme global pour l'optimisation du MAC.…103

Fig. 5.2 : Choix du glissement nominal optima du MAC……..……105

Fig. 5.3 : Dépendance du coefficient de transformation optimal……..…….107

Fig. 5.4 : Schéma de recherche des données optimales du bobinage…….…….108

Fig.5.5 : Organigramme du programme de la recherche des données du bobinag..109

Fig. 5.6 : Recherche du glissement nominal optimal……..……109

Fig. 5.7 : Influence de k_{ZR} sur les indices externes du MAC…….....110

Fig. 5.8 : Variation de la fonction d'objectif(FO) et des contraintes indépendantes pour le MAC……..…… .111

Index des tableaux.

Chapitre. I **Pages**

Tableau. 1.1. Demande annuelle européenne en accessoires à base de micromoteur à induction monophasé……..…..25
Tableau. 1.2. Comparaison des résultats h_{es},h_{er} et ΔP_{FS} pour le MAED……...45
Tableau. 1.3. Distribution des conducteurs Zs = 16 2p=2……..……47

Chapitre. III.

Tableau. 3.1. Comparaison des indices externes du MAC avec le moteur asynchrone triphasé……..…….69
Tableau. 3.2. Comparaison des résultats calculés et expérimentaux……..79
Tableau. 3.3. Résultats de calcul et relevés expérimentaux du MAC …..…..82
Tableau. 3.4. Analyse du régime de service du MAC pour les harmoniques supérieurs directs et inverses……..…….83

Chapitre. IV.

Tableau. 4.1. Recommandations de la CIE pour des durées de vie pour appareillage domestique à base de micromoteurs asynchrone..98
Tableau. 4.2. Valeurs absolues et relatives des indices de qualité……..….99
Tableau. 4.3. Estimation d'expertise des coefficients de pondération…….99
Tableau. 4.4. Indices complexes de qualité et des degrés de qualité de quatre micromoteurs en compétition……..100

Chapitre. V.

Tableau. 5.1. Résultats de l'optimisation des différents types de micromoteurs …….…….....114

Introduction générale

Les micromoteurs dont la puissance s'étale du dixième de watt jusqu'à quelques centaines de watts sont largement répandus dans les applications de grande série à usage domestique. Ils sont évidemment intéressants lorsqu'ils peuvent fonctionner directement à partir du réseau alternatif. Dans de très nombreux domaines les fabricants de matériels électriques doivent fournir des actionneurs électriques de faible puissance alimentés par le secteur monophasé. Ces micromoteurs sont surtout utilisés dans les appareils électroménagers et dans les appareils d'enregistrement et de reproduction musicale.

A l'heure actuelle les deux types de micromoteurs les plus utilisés pour ces applications sont le micromoteur universel et le micromoteur à induction monophasé.
Les avantages du micromoteur à induction monophasé sont indéniables : construction simple et peu coûteuse, robustesse et fiabilité grâce à l'absence de tout contact glissant; de plus, ses faibles niveaux vibroaccoustiques et un entretien minimum en font un actionneur bien adapté pour les installations de climatisation et d'aspiration, pour l'entraînement des machines à laver et dans les accessoires de musique.

Toutes ces qualités justifient le regain d'intérêt de l'usage domestique vis à vis de ces micro moteurs. Les développements récents de l'électronique de puissance et de commande permettent aux micromoteurs asynchrones monophasé à cage d'avoir une variation de vitesse. Néanmoins ce micromoteur présente un grave défaut : l'absence du couple au démarrage et la dégradation des indices technico-économiques suite à un mauvais choix de l'artifice de démarrage. Ainsi il s'avère nécessaire de trouver des solutions technico- économiques pour la réalisation des micromoteurs asynchrones sensiblement diphasés alimentés en monophasé.

On rencontre deux familles de solutions : celles à bague de déphasage et celles diphasées à éléments de déphasage. Dans tous les cas, le circuit magnétique est feuilleté , la cage rotorique est coulée en aluminium.
Comme structure à bague de déphasage on peut citer :

- Le moteur à démarrage par variation de réluctance : une dissymétrie est crée dans l'entrefer ; cette variation de réluctance fait apparaître un déphasage entre les flux dans l'entrefer qui se traduit par la création d'un couple au démarrage relativement assez faible. Comme leur couple de démarrage est assez faible, ces micro moteurs sont généralement utilisés dans des pompes et des ventilateurs (électroménager entre autre).
- Le micro moteur à bobines écran ou à spires de Frager (encore appelé moteur shaded-pôle) utilise un procédé qui s'apparente aux deux familles . La simplicité de ces micro moteurs à bobines écran se paye souvent cher en terme de rendement. Pour des puissances utiles de quelques dizaines de watts, il se situe dans la plage de 10 à 30% avec des compromis de conception (couple de démarrage, facteur de puissance). Le glissement nominal est couramment de 20% . Le facteur de puissance est compris entre 0.4 et 0.6. Tout cela se traduit, outre un coût de fonctionnement élevé(surtout s'ils fonctionnent durant un temps important, ce qui est souvent le cas), par l'importance du volume et de la masse. Par conséquent le coût matière est finalement élevé. Cette raison les a mis dans une position de régression sur le marché au profit d'autres micro moteurs. Dés que les puissances dépassent quelques dizaines de watts pour pallier au faible rendement des actionneurs précédents ou/et leur faible couple de démarrage on utilise une structure à élément de déphasage.

Ainsi les pompes de chauffage central, les entraînements de tambour de lave linge, les volets roulants et bien d'autres applications mettent en œuvre les micro moteurs à enroulement auxiliaire. La phase
principale est alimentée directement par le réseau et le bobinage de la phase auxiliaire (le stator est à enroulement réparti) à travers l'adjonction d'un condensateur permanent (MAC) ou d'un élément (résistance, self, ou condensateur) et en général d'un dispositif permettant d'éliminer la phase auxiliaire en régime nominal (MAED).

Les micromoteurs à enroulement auxiliaire sont connu depuis longtemps et ont commencé à être utilisé à partir de1887. Cependant c'est à partir des années 1955 que leur production a beaucoup évolué à la hausse et les constructeurs ont fabriqué des micro moteurs à élément de démarrage (MAED) avoisinant le kilowatt. Dés cette date des études théoriques furent publiés notamment par P.L. ALGER (1958), C.G. VEINOT. (1959), E. M. LAPOUKHINA(1961).

Devant la complexité des calculs , les études suivantes proposèrent des schémas équivalents de cette machine ; nous pouvons citer les travaux de C.T. BUTTON 1941, M. Poloujadoff (1959),
M. W. MICHAEL (1959) .

Plus récemment , l'utilisation de l'ordinateur a permis de reprendre les calculs et de nombreux travaux sont consacrés à ce micromoteur . Notons les articles P. HAMMOND and G.J. ROGER.(1974), D. D. HERSHBERGER and J . L. OLDENKAMP. (1969), E.M.LAPOUKHINA.(1986), E.R. COLLINS (1990) , H.A. TOLYAT (1997) et
B. MULTON (2000).

Toutes ces publications proposèrent une théorie linéaire du micromoteur et elles sont basées sur un modèle mathématique simplifié. La conclusion de presque tous les auteurs est que les études théoriques proposées sont encore trop approchées pour permettre le calcul précis des caractéristiques externes importantes d'un micromoteur asynchrone à enroulement auxiliaire avec la considération des non linéarités telles que les pertes fer, les harmoniques supérieurs d'espace du champ et la saturation du circuit magnétique ; la conception de ces micromoteurs est faite en réalisant un certain nombre de prototypes ressemblant à une machine existante donnant satisfaction . Puis on modifie empiriquement certains détails de fabrication jusqu'à l'obtention des caractéristiques désirées.

C'est pour essayer d'apporter une contribution à l'étude et à la construction de ces micro moteurs MAED et MAC et au choix de la variante optimale de micromoteur correspondant aux accessoires de petites puissances qui nous assistent au quotidien que nous proposons dans ce travail une analyse plus approfondie de ces machines.
Les travaux présentés dans ce mémoire portent essentiellement sur l'étude des MAC et des MAED et l'optimisation de leur dimensionnement ainsi que le calcul précis de leurs caractéristiques externes en se basant sur des circuits électriques équivalents et des modèles mathématiques améliorés.

Dans ce contexte le mémoire comporte cinq chapitres. Le premier chapitre est consacré
à l'étude de la technologie de construction, des schémas de résolution et le dimensionnement des micromoteurs asynchrones à enroulement auxiliaire MAC et MAED. Il comprend trois
parties. La première partie fait état de la caractéristique globale et les problèmes de conception des micromoteurs asynchrones. La seconde partie expose le dimensionnement et le calcul du système magnétique. Enfin la troisième partie présente l'optimisation des dimensions des couches actives du stator et du rotor et les types de bobinage recommandés pour les enroulements du stator.

Le deuxième chapitre traite les trois phases de la modélisation physique et mathématique des micromoteurs asynchrones monophasé (MAC et MAED) en vue de l'amélioration de leurs performances externes en considérant l'influence de certaines non linéarités. La première phase consiste à exposer la méthode des composantes symétriques et à établir les équations du processus de fonctionnement pour le schéma de base. La deuxième phase expose les schémas équivalents classiques et corrigés en vue de la détermination expérimentale des paramètres et fait état de la modélisation mathématique des MAC et des MAED. La troisième phase, couramment appelée phase
d'exploitation consiste à faire la synthèse et l'analyse des résultats expérimentaux et de calculs des caractéristiques externes avec la prise en compte des pertes fer , des harmoniques supérieurs d'espace et de la saturation.

Le troisième chapitre présente la méthode de l'optimisation pour la conception des micro moteurs asynchrones monophasés MAC et MAED. Les principes de la méthode du calcul paramétrique et la synthèse des micromoteurs asynchrones sont présentés dans la première partie. La deuxième partie est consacrée aux paramètres relatifs des schémas équivalents et leur dépendance vis à vis du dimensionnement et des propriétés des matériaux utilisés. L'influence des paramètres relatifs sur les indices externes des MAC est aussi exposée dans cette deuxième partie. La troisième partie développe l'application de la méthode de la planification des expériences(MPE) pour obtenir les indices externes des MAC et des MAED en fonction des paramètres relatifs.

Le quatrième chapitre traite l'organisation du problème de l'optimisation du MAC et du MAED La première partie étudie les données des grandeurs et les variables indépendantes. La deuxième partie établit le choix des critères d'optimisation , la durée de vie des micromoteurs et le facteur complexe de qualité. La dernière partie expose l'élaboration des degrés de qualité comme critère d'optimisation.

Le cinquième chapitre présente la théorie de l'optimisation assisté par ordinateur du MAC et du MAED correspondant à une application donnée. La première partie étudie le choix des critères d'optimisation et la confection de l'algorithme pour l'optimisation globale. La deuxième partie établit l'analyse des facteurs d'influence sur le choix de la variante optimale pour le MAC et les particularités concernant l'optimisation du MAED. La dernière partie développe les étapes de l'optimisation par ordinateur et les principes du choix du micromoteur optimal pour une machine à laver et l'analyse des résultats obtenus.

CHAPITRE I - Les caractéristiques générales et les problèmes de conception des micromoteurs asynchrones monophasés

I.1 Introduction

Les micromoteurs asynchrones généralement discrets, cachés au cœur des appareils électroménagers, sont partout. Les micro moteurs à usage industriel et domestique constituent 70% de l'ensemble. Les micromoteurs asynchrones alimentés en monophasés représentent à eux seuls plus de la moitié. Ils assurent l'entraînement mécanique dans les applications de faible puissance. C'est pourquoi ils sont très utilisés dans l'appareillage électroménager(Aspirateur, climatisation, réfrigération, machine à laver) et bien d'autres accessoires à usage domestique .
Les micromoteurs asynchrones monophasés bénéficient d'une série d'avantages relativement à d'autre types de machines et en particulier à celle équipées de collecteur
- Simplicité , robustesse et faible coût de construction
- de bons indices vibro-accoustiques
Avec le développement rapide de l'électronique de puissance et de l'automatisme ce seront les micromoteurs « ***de l'avenir*** ».

Dans ce chapitre nous allons initier les étapes de calcul traditionnel et la conception des micro moteurs asynchrones monophasés à rotor à cage d'écureuil simple destinés pour l'usage général et domestique. Le but de ce chapitre est aussi de présenter les données électriques ,mécaniques et économiques du problème que nous devons prendre en considération ainsi que les paramètres principaux d'ordre géométrique et électrique qui influent sur le dimensionnement des micromoteurs asynchrones monophasés.

I. 2 . Statistique et Classification des micromoteurs asynchrones monophasé

Selon des statistiques le développement des travaux pour la théorie et les méthodes d'optimisation des micromoteurs asynchrones a nécessité beaucoup de dépenses en matériaux actifs dépassant de loin ce qui a été consommé pour les machines électriques de toutes les centrales d'énergie électriques réunies.

- 2 à 3 kg/W pour les machines de grandes puissances

- 13 à 380 kg/W pour les micromoteurs.

La fabrication en une année de 18,795millions de micromoteurs à usage domestique a nécessité :

- 64,5 milles tonnes d'acier magnétique,
- 9200 tonnes de cuivre
- Une consommation en énergie électrique de 25389 millions de kW.h

Parmi les machines électriques, leur domaine couvre une diversité de grandeurs du couple en fonction des dimensions caractéristiques (figure 1.1).

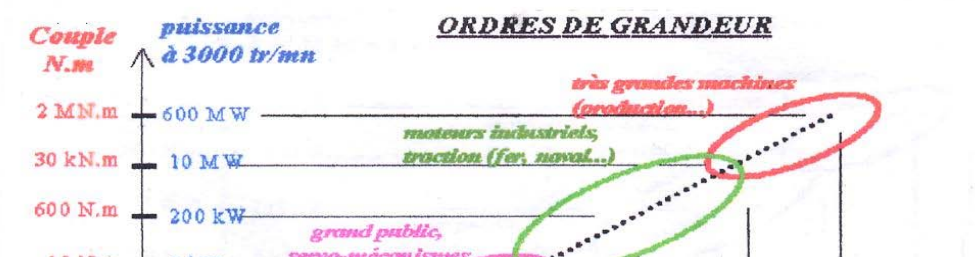


Fig. 1 .1. La très grande étendue, dans le domaine des puissances, des machine électriques.[Multon, 00]

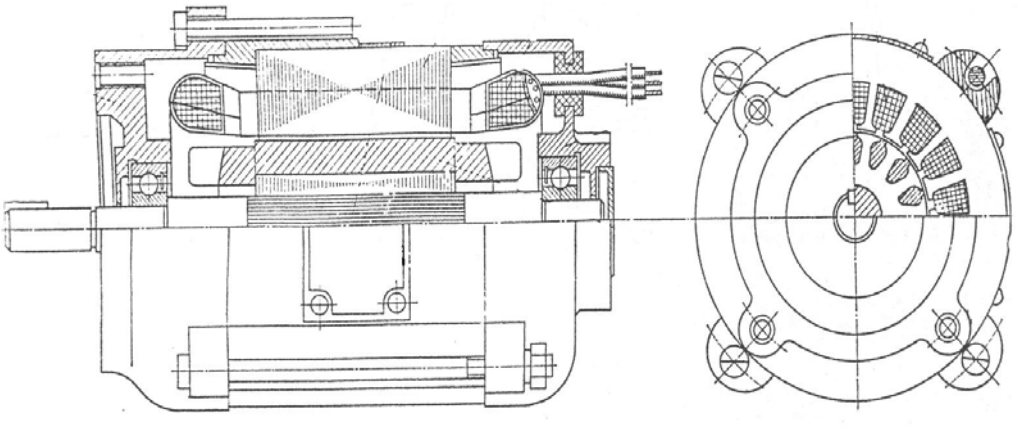


Fig. 1. 2. Micromoteur asynchrone monophasé à condensateur[Lapoukhina, 61]

En Europe le marché de renouvellement des équipements électroménager est d'environ 10 à 15 millions d'unités par an selon leur durée de vie . Le tableau1.1 donne, en millions d'unité, la demande annuelle européenne de quelques appareils de l'électroménager (données L. Perier SGS Thomson 1993) :

Type	**Lave linge**	**Lave vaisselle**	**Aspirateurs**	**Robots ménagers**
Europe	12	6	12	12
Monde	36	14	61	41

Type	**ventilateurs**	**Réfrigérateur**	**Climatiseurs**	**Outils portatifs**
Europe	5	14	0.1	12
Monde	70	49	20	37

Tableau. 1. 1. Demande annuelle européenne en accessoires à base de micromoteurs à induction monophasée[Multon, 00]

On peut considérer que ces domaines évoluent à la hausse surtout au niveau mondial compte tenu de la croissance du taux d'équipement dans les pays en voie de développement.

I.2.1.Classification et choix du type de micromoteur asynchrone monophasé

En fonction du nombre de phases alimentées par le réseau électrique et du caractère des éléments de l'artifice de démarrage, les micro moteurs se répartissent suivant les types suivants(tableau1.2) :

I.2.1.1. Classification.

On distingue les micromoteurs :

- Triphasé (à trois enroulements avec divers modes de branchements)
- monophasé avec la phase auxiliaire équipée d'un élément de démarrage- **MAED**
  - à résistance de démarrage (interne ou externe) appelé aussi « Split-Phase » ou à phase de démarrage à grande résistance
  - à condensateur de démarrage
- monophasé à condensateur **- MAC**
  - avec un condensateur de démarrage et un autre permanent
  - avec un condensateur permanent (MAC avec CD et CP)

du point de vue alimentation en énergie le MAC appartient au monophasé bien qu'en service c'est « un diphasé », les deux enroulements (principal et auxiliaire) du stator sont alimentés en permanence.

- monophasé à écran (à spire de Frager ou shaded-pôle).

En outre par le type de construction du rotor ils se distinguent en:

- les micromoteurs asynchrones à rotor à cage
- les micro moteurs asynchrones à rotor compact
  - massif en matériau ferromagnétique
  - creux en matériau amagnétique ou magnétique.

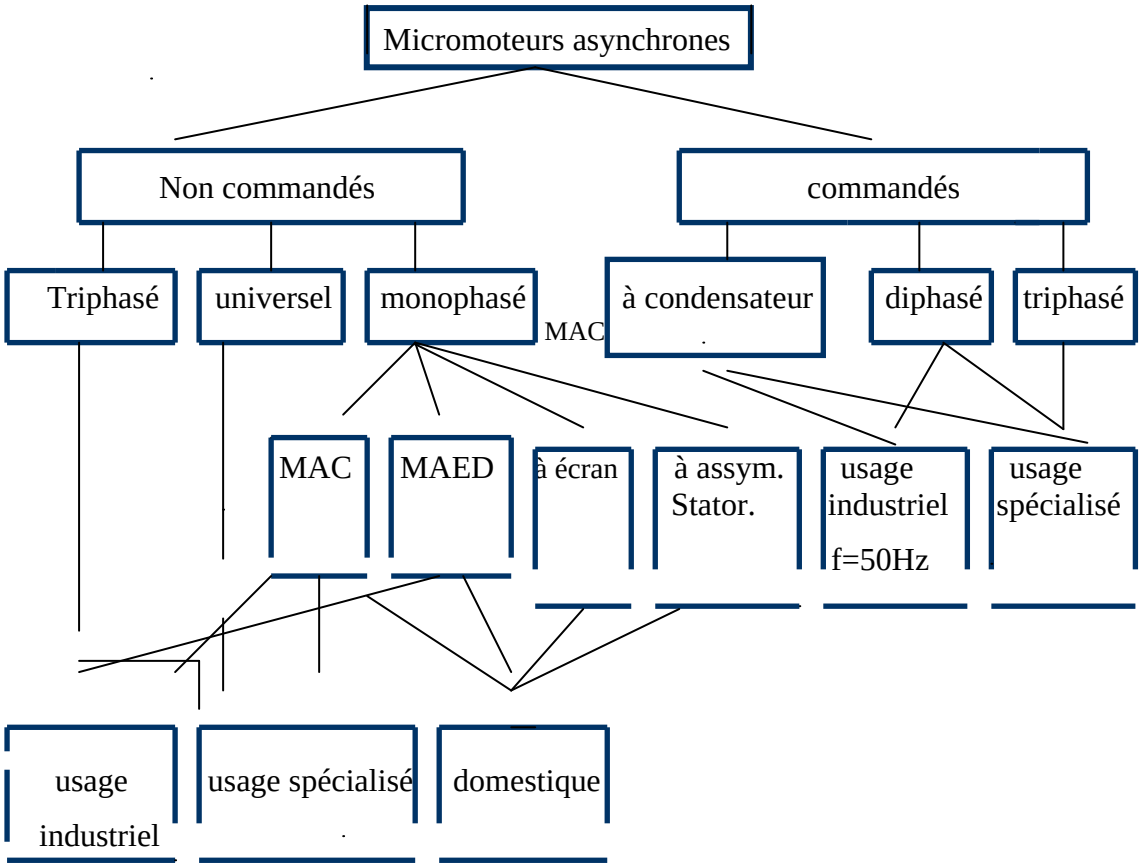


Fig. 1. 3. Classification des micromoteurs par domaines d'application. [Ermoline, 67]

I.2.1.2.Choix du type de micromoteur.

Les propriétés de service, de démarrage et de réglage peuvent définir le choix du type de micromoteur.

En fonction des conditions de démarrage, les micromoteurs monophasés peuvent être divisés en trois groupes

. pour des conditions de démarrage faciles $\mathbf{C_d \leq 0.5\ C_n}$ (micromoteur à écran, MAC à CP)

. pour des conditions de démarrage normales $\mathbf{C_d = 1 \div 1.2\ C_n}$ (Split- motor et MAC à CD et CP)

. pour des conditions difficiles de démarrage $\mathbf{C_d = 1.5 \div 3.5\ C_n}$.(monophasé à CD)

Cette répartition conditionnée par le facteur de démarrage permet de choisir correctement le type de micromoteur monophasé. Pour les micromoteurs à condensateur, l'augmentation du couple de démarrage peut être obtenue par le choix du condensateur mais avec la dégradation de certaines propriétés de fonctionnement.

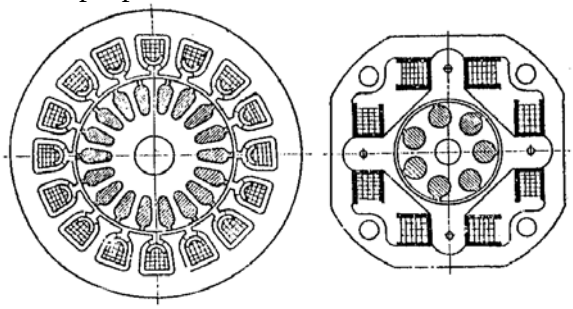


Fig. 1. 4. Schéma de construction du micromoteur asynchrone monophasé [Alikhanian, 76]

a) - à bobinage réparti ; **b)** - à pôles saillants

I.2.1.3. Branchement des circuits électriques et caractéristiques des MAC et MAED .

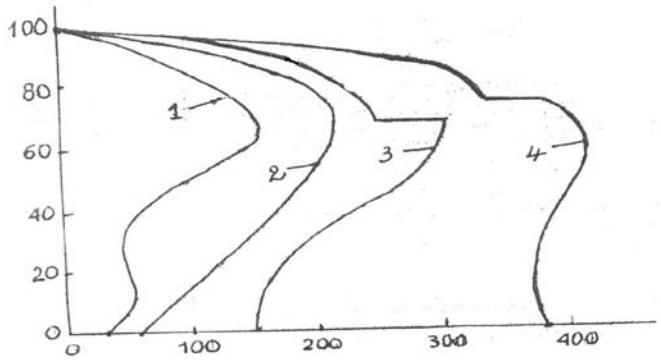


Fig. 1. 5. Les performances des micromoteurs asynchrones monophasés[Stolting, 91]

1- à écran (Shaded motor);
2- à condensateur permanent
3- à résistance élevée(Split phase)
4- à condensateurs de démarrage

Le premier type a été assez développé par plusieurs auteurs et ne fait pas l'objet de notre étude Cependant nous consacrons notre travail sur les autres micromoteurs et commençons par donner leurs constitutions et circuits de branchement les plus usuels.

- Le micromoteur à condensateur permanent (MAC à CP) **.** Son bobinage comporte deux phases égales occupant chacune la moitié des encoches. Les puissances sont égales dans les deux sens de rotation.

Il est utilisé pour l'entraînement de très petites charges. On peut doper sa puissance mais pour le service intermittent (asservissement de vannes par exemple)

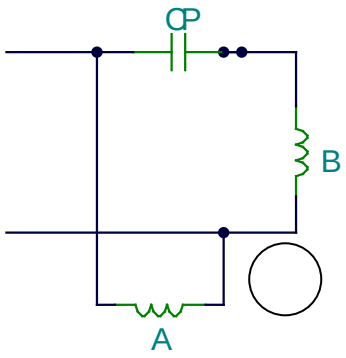


Fig. 1. 6. Circuit de branchement du MAC à CP [Lapoukhina, 61

- **Micromoteur à condensateur permanent et à bobinage« 1/3 - 2/3 ».**

La phase principale occupe 2/3 des encoches ; la phase auxiliaire dont le nombre de spires est double et la section moitié par rapport à la phase principale occupe le tiers restant.
Ces micromoteurs ont un couple de démarrage faible (C_D / C_N= 0.3 à 0.8)

On réserve son utilisation à des usages à faible couple de démarrage(pompe centrifuge, machines démarrant à vide ,etc…).

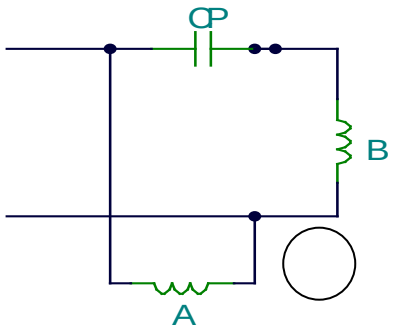


Fig. 1. 7. Circuit de branchement du MAC à CP à bobinage « 1/3- 2/3 »

- **Micromoteur à condensateur de démarrage MAC à CD et à bobinage « 1/3 – 2/3 »).**

Le bobinage comporte une phase principale (ou de service) occupant les 2/3 des encoches et fabriqué en gros fil et de plus faible résistance ohmique une phase auxiliaire (ou de démarrage) occupe le reste des encoches(1/3 restant).
Le moteur comporte un artifice de démarrage (condensateur) .On alimente la phase de marche en parallèle avec le circuit (relais ou contact de démarrage plus condensateur plus phase auxiliaire). Le condensateur dit « de démarrage » est du type électrolytique de forte capacité(des centaines de micro-farads) ; pour le service intermittent il ne supporte pas de rester sous tension plus longtemps que le temps d'un démarrage, au delà il peut exploser.
Cependant les constructeurs américains et certains russes et anglais ont coutume de réaliser des schémas ayant des encoches partagées par les deux phases ou bobinage dits en « demi encoches » mais parfois encore des bobinages 3/3 ou les deux phases se partagent les demi encoches dans toutes ou partie des encoches .
Ces micromoteurs ont un fort couple de démarrage (C_D/C_N= 1.5 à 3) ce qui est quasi équivalent aux moteurs asynchrones triphasés

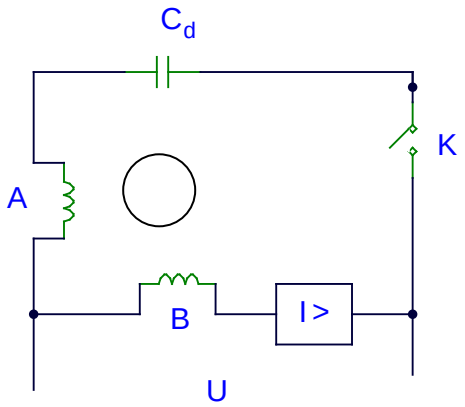


Fig. 1. 8. Circuit de branchement MAED à CD

- **Micromoteur à condensateurs de démarrage et permanent**

En vue de l'amélioration du C_D/C_n ,du facteur de puissance, et de la vitesse.

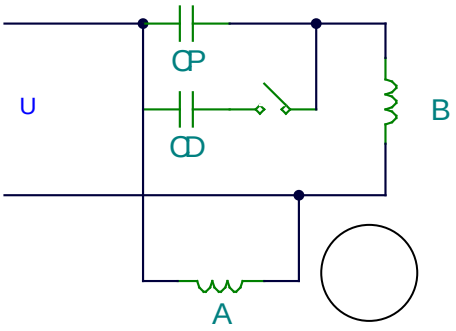


Fig. 1. 9. Circuit de branchement du MAC à CD et CP [Ermoline, 67]

- **Micromoteur à induction sans condensateur « Split-Phase Motor »**
  ou à phase de démarrage à haute résistance)

C'est un vieux système encore utilisé par les constructeurs américains ,souvenir de l'époque ou faute d'une technologie des condensateurs fiables, les moteurs mono démarraient à l'aide d'une résistance, parfois une self, en série avec la phase de démarrage et un artifice de démarrage.

La résistance a été intégrée au bobinage par la valeur ohmique importante donnée à l'enroulement de démarrage(grand nombre de spires, faible section).

Parfois on utilisa même du fil de bobinage en fer émaillé « c'était un piège pour les bobiniers, s'ils ne s'en apercevaient pas ,le moteur ne fonctionnait pas après rebobinage tout en cuivre ».

Il est très fragile : la phase auxiliaire ,très fine, peut griller rapidement suite à un blocage ou un défaut de contact centrifuge.
Il est néanmoins toujours utilisé par les constructeurs anglo-saxons, américains et asiatiques pour réaliser des moteurs économiques et n'exigeant pas de forts couples de démarrage.

Le nombre de spires de la phase principale est supérieur à celui de la phase de démarrage par conséquent sa réactance est supérieure à celle de la phase de démarrage.
Par contre la résistance active de la phase de démarrage est très élevée(fil fin)par rapport à celle de la phase principale.

Le courant dans l'auxiliaire est presque en phase avec la tension , tandis que dans la phase principale il est en déphasage arrière par suite de sa réactance.

Caractéristique : $\mathbf{C_d / C_n = 1 \text{ à } 2}$

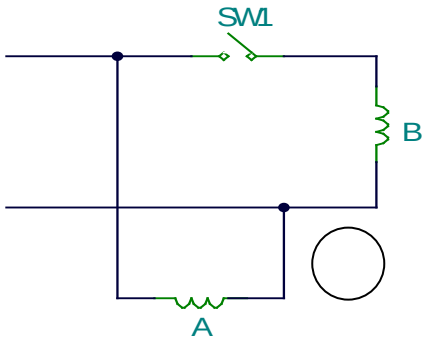


Fig. 1. 10. Circuit de branchement du MAED (Split-phase motor)

I.2.2. Les problèmes de la conception et les données techniques

L'étude de la conception des micro moteurs asynchrones est synonyme de la résolution de ces deux problèmes :

1- Si les caractéristiques externes et les propriétés du moteur sont des donnée, le problème se résume alors au choix de la construction et des matériaux , au calcul des dimensions principales et des données du bobinage.

2- Si la géométrie du moteur ,les données du bobinage et les propriétés des matériaux sont des données, le problème revient à la détermination des caractéristiques externes.

Le premier problème est plus global. Il conduit au calcul de la conception du moteur et la recherche de la meilleure variante selon les critères choisis.

Le deuxième problème conduit au calcul préalable du moteur. Après la détermination de la géométrie de la machine et la recherche des données du bobinage nous menons un calcul de vérification .

I.2.2.1. Problème de la conception du micromoteur et sa désignation.

Le choix des dimensions principales est établi à partir des données nominales du moteur.
Les conditions principales sont considérées pendant le choix des charges électromagnétiques, le calcul du rotor, la phase auxiliaire et une série de questions liées à la construction du moteur.

Le calcul traditionnel recommandé du micromoteur asynchrone se résume selon le schéma représenté sur la figure.1.11.

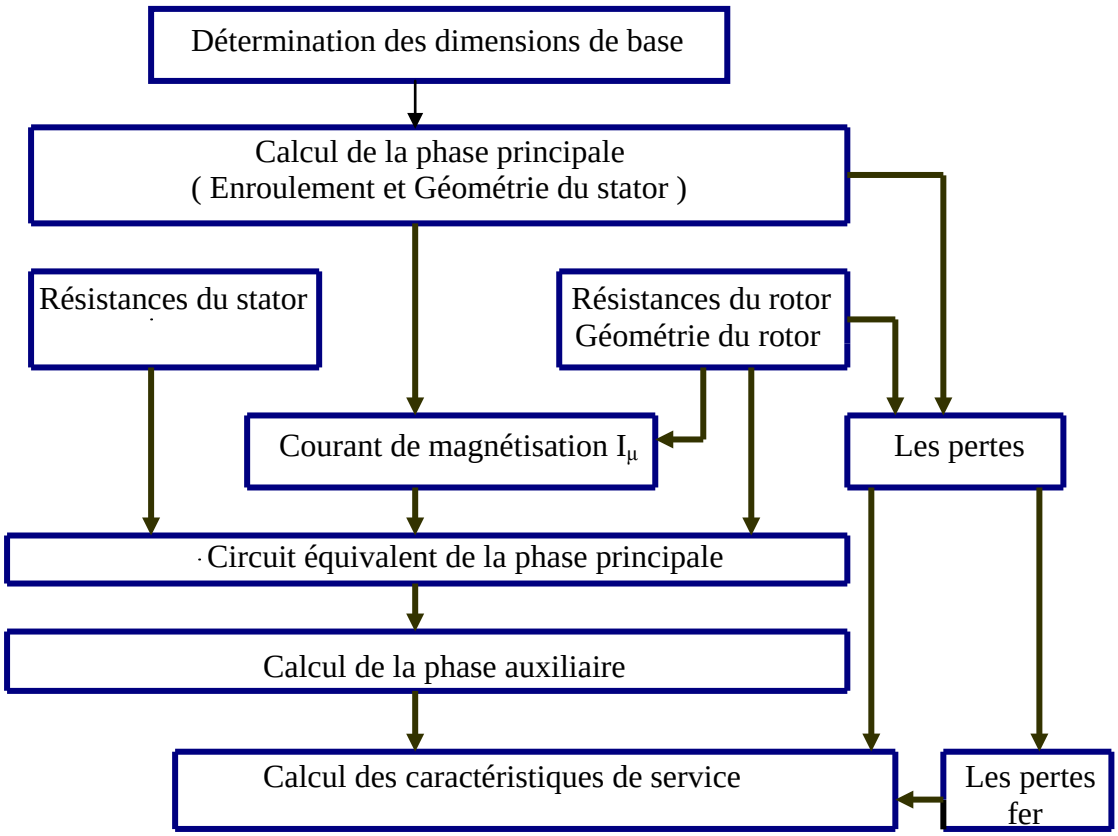


Fig. 1. 11. Schéma classique du calcul des micromoteurs asynchrones monophasés. [Lapoukhina, 61]

1.2.2.2. Caractéristiques mécaniques et Exigences des MAC et des MAED.

La forme de la caractéristique mécanique $C = f(n)$ varie en fonction du type de rotor. Les caractéristique mécaniques rigides sont les plus répandues (Fig.1.4) . La caractéristique souple peut être obtenue avec un rotor à résistance élevée.

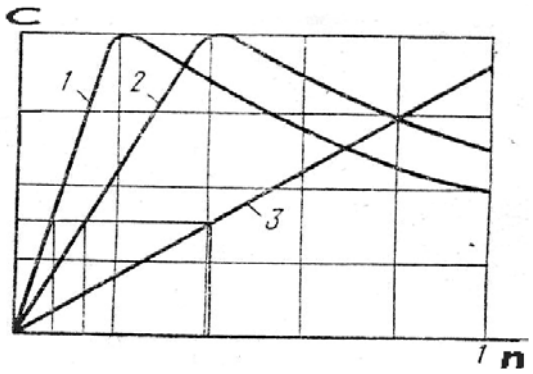


Fig. 1. 12. Types de caractéristiques mécaniques $C= f (n)$ usuels des micromoteurs asynchrones monophasé à condensateur [Lapoukhina, 61].
1, 2 - caractéristique du type rigide ;
3 - caractéristique du type souple.

La tendance de faciliter la technologie des MAC a permis jadis de s'intéresser aux micromoteurs à pôles saillants . Cependant ces derniers ont l'inconvénient d'avoir de grands gabarits, une grande masse et un rendement très faible.
Ils sont en général conçus pour les faibles puissances (jusqu'à 25 watts) et ne font pas l'objet de notre étude.

1. 2.2.3. Influence des particularités semblables aux micromoteurs

Indépendamment de la grande diversité de leurs types , de leurs constructions et des conditions de leur exploitation, les micromoteurs ont certaines particularités similaires dont il faut en tenir compte :

- Une grande influence des résistances actives et réactives des enroulements statoriques sur les caractéristiques du micro moteur :

$\underline{r_s} = r_s / x_m \sim 1 / D^n$ avec $2 < n < 3$;
$\underline{x_s} = x_s / x_m \sim 1 / D^m$ avec $m < 1$.
$\underline{r_s} >> x_m$

- La diminution brusque de la constante de temps électromagnétique $T_{ém} = L / r$ qui est très inférieure à la constante de temps mécanique T_m , ce qui implique que les valeurs du processus transitoire électromagnétique sont insignifiantes relativement à celles du processus transitoire électromécanique

- Le nombre des encoches statoriques (Z_S) est très réduit . Par conséquent le nombre d'encoches par pôle et par phase (q) accentue l'influence des harmoniques supérieurs des enroulements et de la denture .

- L'asymétrie statorique ,la configuration complexe du circuit magnétique ,la difficulté de l'évaluation des pertes et de la saturation complique davantage le calcul de ces machines

- Le courant magnétisant relativement important et la présence du champ inverse entraînent un faible rendement pour tous les micromoteurs

Ces particularités de grande importance montrent qu'une optimisation et une précision dans leurs calculs de conception sont indispensables.
De nos jours le développement de la technique numérique et de l'outil informatique donne une grande possibilité pour contribuer à la résolution de ces problèmes avec un gain de temps appréciable.

I.2.3 Exigences techniques . Indices technico-économiques et Fiabilité

Les exigences techniques sont attribuées aux micromoteurs asynchrones en fonction des conditions de leur application . Elles peuvent être générales et spécifiques. Elles sont réglementées et ne diffèrent pas de celles des autres machines électriques.

Les indices technico-économiques dépendent des propriétés, de la qualité et du coût des matériaux utilisées. Le choix des matériaux pour le système magnétique

(acier magnétique), et des enroulements (cuivre et aluminium) et leur isolation (isolants électriques) présente une importance particulière.

Les roulements et le graissage influent beaucoup sur la durée de vie des micromoteurs.

Les différents artifices de démarrage doivent répondre à un choix judicieux .

Parmi ces derniers on peut citer :

- les condensateurs de marche ou « condensateur permanent » qui existent en deux technologies : à isolation en papier imprégné d'huile ou à film de polypropylène métallisé (ou auto-cicatrisant).

- les condensateurs de démarrage de fortes valeurs ,pour service intermittent ,réalisés en technologie '' électrolytique'' et sont non polarisés .
- Le coût du condensateur a un impact très significatif sur le coût total du micro moteur.

- les contacteurs de démarrage les plus répandus sont les contacteurs centrifuges ; ils sont de divers modèles selon le constructeur .

- les relais d'intensité monté en série avec la phase de marche.

- les relais de tension montés en parallèle sur la phase auxiliaire(hors condensateur)
- les interrupteurs « spécial mono » , les relais temporisé, les thermistances PTC de puissance

La fiabilité des micro moteurs

Elle dépend essentiellement de la fiabilité du bobinage ,des roulements et de l'artifice de démarrage. Ainsi la probabilité de ne pas tomber en panne de ces micro moteurs peut être considéré comme un système composé de la jonction de trois éléments en série : roulement, bobinage et artifice de démarrage.

$$\mathbf{R\{ t \} = p_r \{t\} p_{bob.}\{t\} p_{a.d.}\{t\}.} \qquad (1.1)$$

$p_r\{t\}$- probabilité pour les roulements(soumise à la loi de **Weibull**

$p_{bob.}\{t\}$, $p_{a.d.}\{t\}$- probabilité pour le bobinage statorique et l'artifice de démarrage (la loi exponentielle)

Statistiquement, les défaillances des micromoteurs asynchrones à cause des roulements sont les plus fréquentes**.** Cependant toute inclinaison de la valeur de la capacité du condensateur ou d'une erreur de dimensionnement ou encore une défaillance des artifices de démarrage influent directement sur le fonctionnement du MAC ou du MAED

I.3. Problème du dimensionnement des micromoteurs et bobinage

La diversité des exigences souvent contradictoires imposées aux micromoteurs asynchrones, l'inexistence de calculs généralisés et de résultats expérimentaux compliquent le problème du choix du dimensionnement de base : le diamètre d'alésage intérieur du stator (D_{int}), le diamètre d'alésage extérieur du stator (D_{ext}) et la longueur évaluée du stator (l_S).

La résolution de ce problème comparativement à celui des moteurs asynchrones symétriques classiques se complique davantage par la diversité des micromoteurs (les possibilités de montage, de refroidissement et les différents régimes de fonctionnement).
Pour obtenir de meilleurs facteurs technico-économiques, l'analyse des données de la machine est nécessaire pendant la détermination des dimensions principales.

Les paramètres tels que le rendement , le facteur de puissance, la densité volumique active en fonction de la puissance du micro moteur et la charge électromagnétique (induction dans l'entrefer, et la charge périphérique) en fonction du rapport puissance-vitesse, sont d'un grand intérêt pour le choix des dimensions principales.

I.3.1 . Problème du dimensionnement principal

La théorie du calcul de la puissance équivalente pour les moteurs triphasés peut être utilisée pour choisir les dimensions principales du moteur monophasé

$$P'_{SIII\acute{e}q.} = \beta_S P'_S \qquad (1.2)$$

où

$P'_{SIII\acute{e}q}$, $P'_S = P_n/(\mu \cos\varphi)$ – puissances équivalentes des moteurs triphasé et du monophasé en conception et pour les micro moteurs monophasés(à condensateur ou autres),

$\beta_S = \beta_1 \beta_2$.
$\beta_1 = P_{n\,III}/ P_n$
$\beta_2 = \mu \cos\varphi /(\mu_{III} \cos\varphi_{III})$

L'équation constante de la machine peut se formuler comme

$$D^2 l_S n_0 /P'_S = [8.6.10^{-4}/(B_\delta A)] \beta_S \qquad (1.3)$$

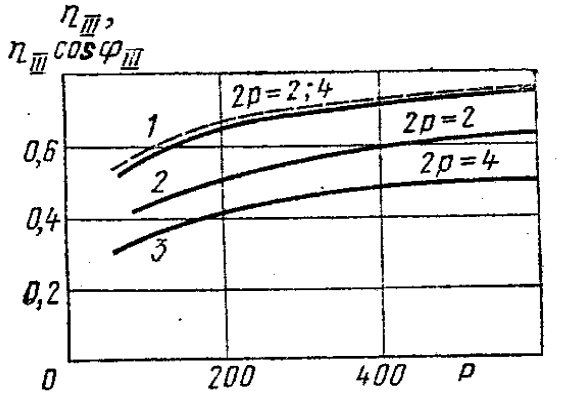


Fig.1. 13. Facteurs énergétiques des micromoteurs asynchrones [Ermoline, 67]
1-rendement ; 2, 3, - rendement énergétique

I.3.1.1. Le choix des charges électromagnétiques.

Les caractéristiques de service et de démarrage du micromoteur dépendent des grandeurs de B_δ et A et leur choix tient compte du système électromagnétique et du bobinage .

A leur tour B_δ et A dépendent de la puissance du micromoteur , du type d'acier, de la classe d'isolement et de la solidité électrique et mécanique des matériaux isolants.
Leur croissance permet la diminution du dimensionnement du moteur .
Cependant l'élévation de B_δ limite la saturation de la denture et des noyaux mais entraîne un niveau de bruit élevé.

L'augmentation de la charge linéaire est limitée par la classe d'isolement et l'épaisseur du matériau isolant. Par conséquent l'amélioration des propriétés des matériaux magnétiques et électriques c'est à dire la qualité des tôles magnétiques et des conducteurs électriques favorisent l'accroissement des charges électromagnétiques

I.3.1.2. La densité volumique active V = f (P_n)

C'est un des facteurs les plus importants du point de vue niveau technique du micromoteur . Il permet aussi de déterminer les dimensions principales.

$$V = \pi.D_e^2.l_S/(4P_n) \qquad (1.4)$$

Les courbes $V=f(P_n)$ obtenues à l'aide de la méthode approximative des moindres carrées

pour une gamme de puissance allant jusqu'à 180 watts se résument comme :
Pour 2p=2 (coefficient de dispersion $\sigma^2= 1.71$)

$$V = 2.99+59.48/P_n – 77.77/P_n^2 +40.48/ P_n^3 + 2.29\ P_n^4 \qquad (1.5)$$

Pour 2p=4(coefficient de dispersion $\sigma^2= 2.25$)

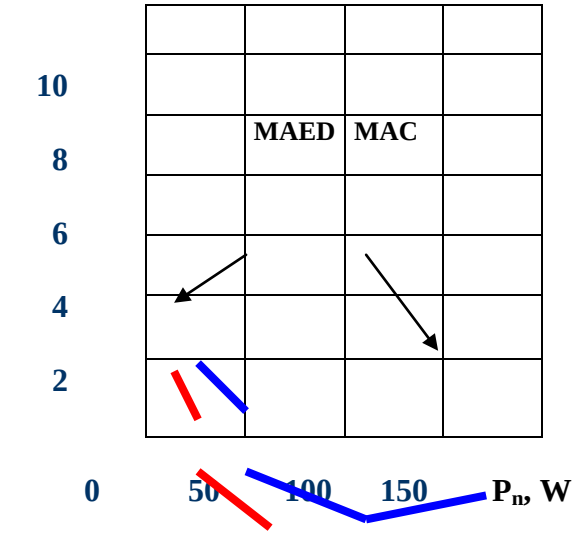
$$V =2.50+113.66/P_n –204.34/ P_n^2+121.52/ P_n^3+2.50/ P_n^4 \qquad (1.6)$$

Les facteurs technologiques de construction FTC (λ, k_D)
Le FTC λ ($\lambda= l_S /D$) oscille d'un type de moteur à un autre ; les limites de sa variation sont liées surtout au domaine d'application du micro moteur .

Le FTC k_D ($k_D=D/D_a$) est utilisé pour le choix du diamètre extérieur (les épaisseurs de l'isolant de la feuille magnétique et du corps compris) et permet de déterminer la hauteur d'axe normalisée correspondante.

a)

V_{sp},cm^3/w



b)

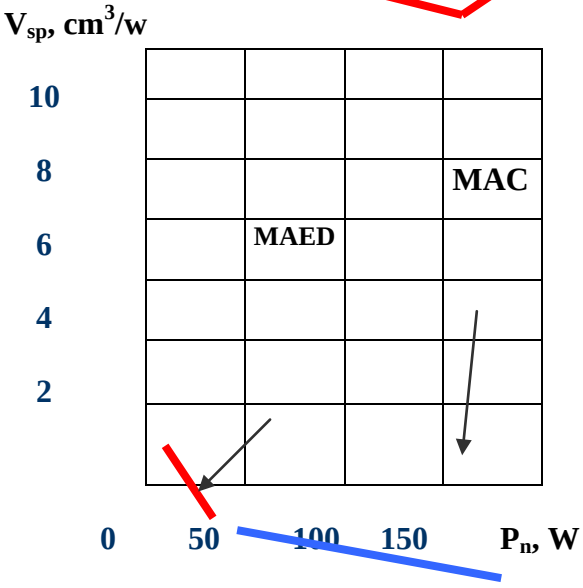


Fig. 1. 14 a, b. Densité volumique du MAC [Adler, 76]
a - 2p = 2
b - 2p = 4.

I.3.1.3. L'entrefer et son influence

La minimisation de l'entrefer réduit le courant à vide et améliore le facteur de puissance ; néanmoins le coût de fabrication de la machine augmente.
Pour les machines de faible puissance $\delta = 0.2 - 0.45mm$.

L'amélioration du facteur de puissance et la diminution du courant magnétisant exige la minimisation de l'entrefer (δ), cependant la machine à petit entrefer est difficile à fabriquer et par conséquent plus chère. En plus l'influence des harmoniques supérieures doit être prise en considération lors du choix de l'entrefer.

I.3.2. Dimensionnement des encoches

1.3.2.1.Encoches statoriques et rotoriques et leur isolation

Le nombre des encoches du stator Z_S pour le MAED dépend du type de bobinage et de sa répartition. La répartition (2/3- 1/3) permet d'éviter le troisième harmonique de la force magnétomotrice de la phase principale. Cette dernière est plus rationnelle du point de vue consommation de matériaux actifs.
L'augmentation du nombre d'encoches $Z_A > 2/3\ Z_S$ de la phase principale implique l'accroissement des pertes électriques(par effet Joule)

Dans les micromoteurs monophasés le nombre d'encoches par pôle et par phase n'est pas le même dans les différentes phases $Q_A \# Q_B$.
Z_S est subordonné aux contraintes technologiques telles que la largeur de la dent b_Z et les difficultés dans la réalisation des encoches et du bobinage.

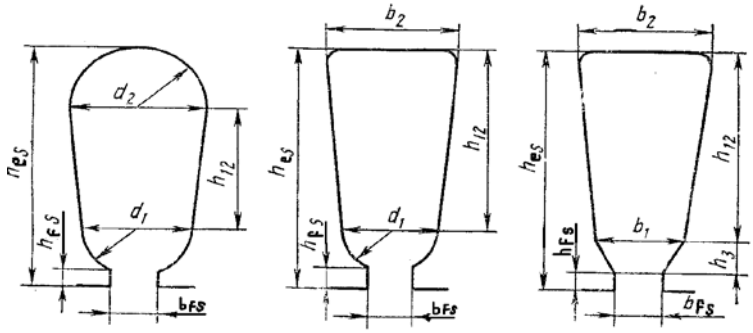


Fig. 1. 15. Formes des encoches du stator. [Kostenko, 69]

Le nombre d'encoches influe sur les paramètres du micromoteur asynchrone
(la réactance magnétique augmente suite à la diminution de Z_S) et par conséquent sur les couples maximales C_M et de démarrage C_d.

Néanmoins, le transfert de chaleur de l'enroulement statorique vers le paquet d'acier magnétique est amélioré suite à l'augmentation de Z_S ainsi que la possibilité de croissance de la charge linéaire périphérique .

Pour les micro moteurs à usage domestique on utilise fréquemment des stators avec Z_S=16 pour les puissances minimales jusqu'à 60 watts et Z_S = 24 pour les puissances plus grandes

I.3.2.2. Encoches du rotor

Le rotor à cage d'écureuil est réalisé en aluminium coulé sous pression.
Pratiquement le nombre d'encoches du rotor Z_R n'influe pas sur le coût de la
Nous devons tenir compte des limites technologiques en ce qui concerne le diamètre minimal de la courbure de l'encoche rotorique(figure 1.15) et l'épaisseur de la dent.

Le choix de Z_R influe particulièrement sur le niveau vibroaccoustique.
La valeur de Z_R affecte beaucoup les crevasses sur la courbe du couple dues aux couples synchrones et asynchrones auxiliaires , les pertes supplémentaires et l'oscillation du couple de démarrage lors du déplacement du rotor par rapport au stator.

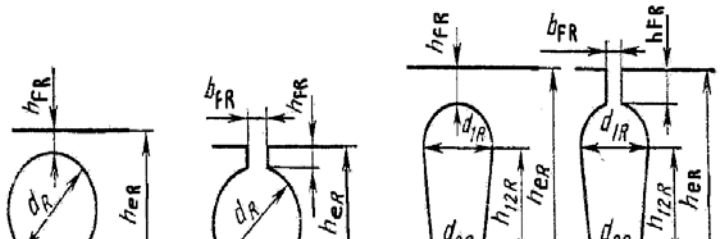


Fig. 1. 16. Formes des encoches rotoriques[Lapoukhina, 61

I.3.2.3. Le rapport Z_S/Z_R et l'inclinaison des encoches.

La diminution de l'influence néfaste des harmoniques supérieures pour les micromoteurs asynchrones monophasés peut être atténuée en respectant certaines conditions spécifiques au choix de Z_R et Z_S .
Comparativement au champ circulaire lors de la présence du champ elliptique, le spectre des composantes des harmoniques est doublé et le nombre de couples auxiliaires quadruplé.
Ainsi en premier lieu le rapport Z_S/Z_R doit être orienté vers sa minimisation tout en tenant compte des exigences principales relatif à l'utilisation concrète du micro moteur asynchrone monophasé.

Les études expérimentales montrent que le rapport « Z_S/Z_R » le plus rationnel :
- pour les micromoteurs à condensateur
  - 2p =2 **:** Z_S/Z_R = 16/23, 24/17, 24/19 ;
  - 2p =4 **:** Z_S/Z_R = 16/22, 24/17.

- pour les autres micromoteurs à élément de démarrage et à répartition 2/3- 1/3.
  - 2p = 2 **:** Z_S/Z_R = 18/15 , 24/17, 24/19
  - 2p = 4 **:** Z_S/Z_R = 18/15 , 24/17.

L'inclinaison des encoches s'avère un moyen effectif pour atténuer l'influence des harmoniques supérieures de la denture, la réduction des couples parasites , du bruit et des vibrations qui leur sont liés.

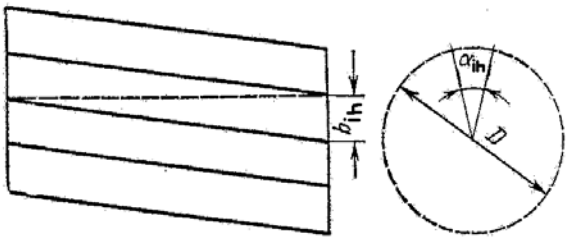


Fig. 1. 17. Détermination de l'angle central d'inclinaison [Kostenko, 69]

Cette inclinaison (d'habitude au rotor) d'une division dentaire statorique entraîne la diminution de la fem dans les barres rotoriques.

Le coefficient d'inclinaison est déduit de la courbe représentée sur la figure1.14 ou calculé par la formule.

$$k_{in.} = [\sin(\pi\, p/Z_R)\beta_{in.}] / (\pi\, p/Z_R)\beta_{in}$$

En général le coefficient de bobinage $k_{bob.}$ du rotor est pris égal à k_{in}.

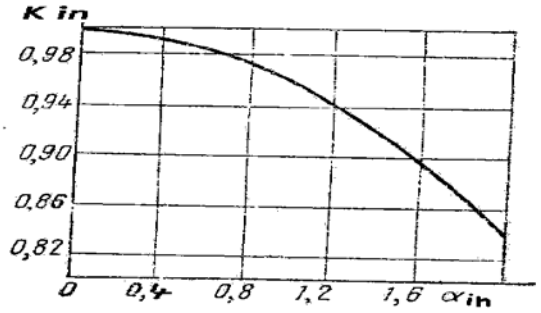


Fig. 1. 18. Courbe de $\mathbf{k_{in} = f(\alpha_{in.})}$

Les encoches trapézoïdales occupent peu de surface mais sont technologiquement difficiles à réaliser. Pour cela on leur préfère les encoches ovales et semi ovales qui ont une faible résistance magnétique et par conséquent permettent la diminution de la tension magnétique de la couche dentaire .

Dans le but de diminuer la consommation en acier magnétique on peut réaliser des coupes sur les feuilles statoriques avec différentes configurations d'encoches représentées sur les figures 1.19 et 1.20.
Les encoches concernées par l'enroulement principal et l'enroulement auxiliaire sont en général identiques pour les micro moteurs à condensateurs MAC et diffèrent pour les monophasés à éléments de démarrage MAED. Les dimensions des coupe dépendent de la technologie du bobinage.

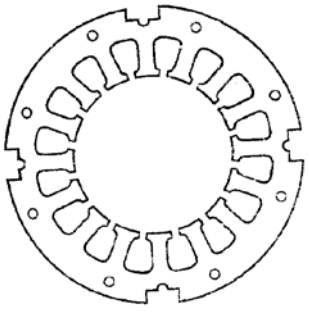


Fig. 1. 19. Feuilles du stator du MAC

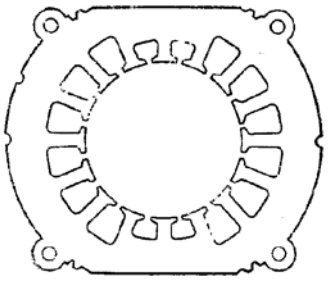


Fig. 1. 20. Feuilles du stator du MAED.

La structure de l'isolation la plus courante est représentée en figure1.21.

Pour assurer un bon transfert de chaleur avec la considération de la mise en place des bobines, le coefficient de remplissage k_r ne doit pas dépasser certaines tolérances ($\mathbf{k_r < 0.65}$).

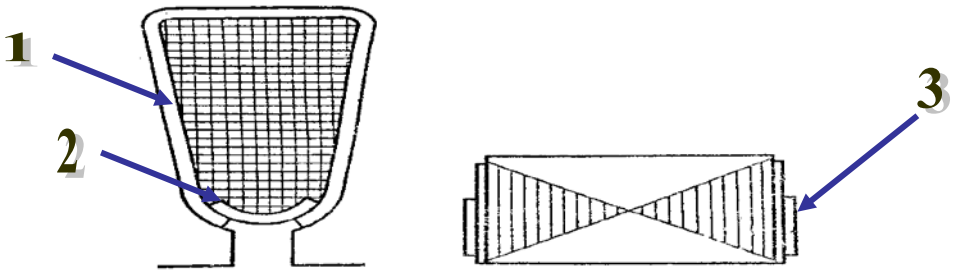


Fig. 1. 21. Isolation des encoches (Faire nomenclature)
1- conducteurs ; 2- clavette ; 3- rondelle.

I.3.3. Optimisation du dimensionnement des feuilles du stator et du rotor.

Une optimisation des dimensions des feuilles en matériaux actifs (encoches et dents) pour le stator et le rotor s'avère indispensable afin d'avoir une induction suffisamment élevée dans l'entrefer en particulier et par conséquent dans la denture et les armatures. Seulement l'augmentation de l'induction entraîne automatiquement la croissance du courant magnétisant et des pertes fer .

Dans les micro moteurs asynchrones le courant magnétisant ($I_{0\mu}$) est très grand et constitue **60** à **80%** du courant nominal et des fois un peu plus.

L'optimisation de la largeur de la denture et de la hauteur de l'armature sur les feuilles statoriques et rotoriques permet (surtout pour les micro moteurs de grande saturation) de réduire relativement le courant magnétisant, le coefficient de saturation k_μ et les pertes fer.

Entre autre, l'utilisation de nouvelles qualités de matériaux magnétiques contribue à élever remarquablement l'induction de la denture et des armatures (B_Z= 1.9 à 2 T) .
Il convient de remarquer que les paramètres relatifs des circuits équivalents dépendent des dimensions des feuilles du stator et du rotor .

1.3.3.1. Problème du dimensionnement optimal des encoches .

La résolution du problème des dimensions des encoches du stator et du rotor nécessite la connaissance des coefficients de construction (figure1.22).

- $k_D = D_{int}./ D_{ext.}$;
- $k_{ZS} = S_{eS} Z_S/[\pi D^2/4)(1/ k^2_D-1)]$;
- $k_{ZR} = S_{eR} Z_R / \pi D^2/4$

Z_S, Z_R - nombre d'encoches du stator et du rotor
S_{eS}, S_{eR} -surface respectives des encoches

Par suite nous utilisons des encoches idéalisées dont les surfaces sont liées à celles des encoches réelles par les coefficients

$$\mathbf{k_{zs} = S_{eS}/ (S_{eS})_{id.}} \ ;$$

$$\mathbf{k_{zr} = S_{eR}/ (S_{eR})_{id}} .$$

a) **b)** **c)** **d)**

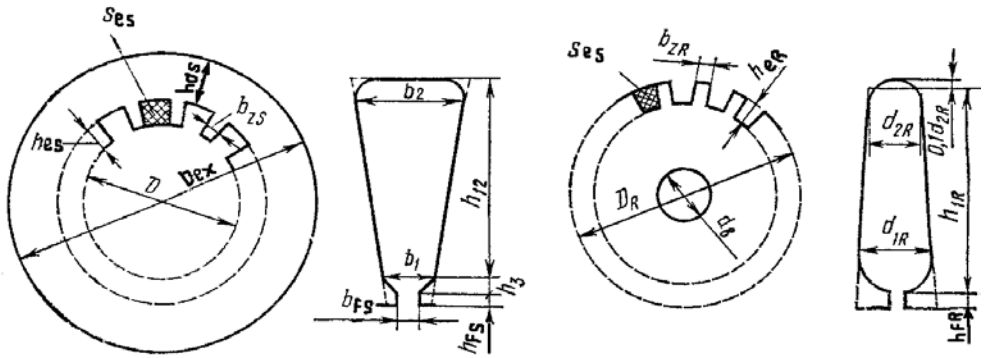


Fig. 1. 22. Feuille (a) et encoche (b) stator et feuille (c) et encoche (d) rotor.

L'équation (1.7) peut être utilisée pour solutionner les différents problèmes de la détermination des dimensions des feuilles du stator(ou du rotor) .

$$(1-k_D).k_{ZS\,(ZR)} = k_{zs(ZR)}\{[(1- k_D/ pk_c.\chi_a)^2 - k_D^2] - 2\,(k_D / k_c.\chi_Z)\,[(1- (k_D / pk_c.\chi_a) - k_D]\} \qquad (1.7)$$

$\chi_a = B_{aS(R)} / B_\delta$; $\chi_Z = B_{ZS(R)} / B_\delta$ – valeurs des inductions relatives de l'armature et de la denture.

Si la relation entre χ_a et χ_Z est inconnue. On peut prendre $\chi_a = \chi_Z = \chi$ pour 2p=4 et $\chi_Z = 1.25\chi_a = \chi$ pour 2p=2 et on procède une résolution graphique du problème..

I.3.3.2.La méthode des plans d'expériences (MPE)

C'est une des méthodes utilisées pour résoudre ce problème du dimensionnement optimal des encoches en ayant comme données les FTC issus de la condition pour la somme minimale des tensions magnétiques de la denture et de l'armature du stator F_S(ou du rotor F_R).

- $\underline{\overline{F_S}} = F_S/D = f\,(B_\delta, \underline{h}_{es}, k_{ZS}, k_D)$
- $F_R = F_S/D = f\,(B_\delta, \underline{h}_{es}, k_{ZR})$

En fonction des grandeurs relatives $\underline{\overline{F_S}}$ et $\underline{F_R}$ nous pouvons déduire le coefficient de saturation k_μ pour un micro moteur concret dont on connaît le diamètre intérieur D du stator , l'entrefer et l'induction B_δ.

$$k_\mu = 1+[\,D\,(\overline{F_S} + \overline{F_R}\,) / 1.66\, k_\delta\, B_\delta.10^4] . \qquad (1.8)$$

Pour une induction d'entrefer B_δ fixe et des coefficients de construction k_D, k_{ZS}, k_{ZR} constants, l'augmentation de la hauteur d'encoche $\underline{h}_e$ entraîne l'accroissement de la largeur de la dent et la diminution de la hauteur de l'armature et par conséquent l'augmentation de la fmm (F_a) de cette dernière et l'affaiblissement de celle de la denture (F_Z).



Fig. 1. 23. Critères d'optimisation des dimensions des encoches du stator et du rotor[Sementchoukov, 78]

L'optimisation de la hauteur $\underline{h}_e$ de l'encoche du stator et du rotor et la tension magnétique correspondante sont respectivement fonction de trois et deux variables (Fig.2.13).

$\underline{h}_{es,} \underline{F}_{S(opt.)} = f\ (B_\delta, k_{ZS}\ , k_D)$
$\underline{h}_{er,} \underline{F}_{R(opt.)} = f\ (B_\delta, k_{ZR})$

Ainsi les pertes relatives dans le fer pour des dimensions optimales des feuilles statoriques peuvent s'exprimer :

$$\underline{\Delta P}_{FS} = \Delta P_{FS} /\pi D^2 l_S = \gamma_f .k_f. p_{10/50}[\ B^2_{ZS} \underline{h}_{es}\ \underline{b}_{ZS} + B^2_{aS}(\underline{h}_{as}/\ k_D\ - \underline{h}_{as}^2)\ ]\ . \quad (1.9)$$

Un problème de ce type se résout par ordinateur et la globalisation des résultats est obtenue par la MPE.

La figure1.23 illustre le caractère de dépendance des hauteurs relatives optimales des encoches du stator et du rotor et leurs ***fmm*** correspondantes en fonction des coefficients de construction et de l'induction $B_{\delta.}$

La relation polynomiale qui suit donne $\underline{h}_{es}$, $\underline{h}_{er}$ et $\underline{\Delta P}_{FS}$ sous forme.

$$Z_1 = b_0 + b_1x_1 + b_2x_2 + b_3x_3 + b_{12}x_1x_2 + b_{13}x_1x_3 + b_{23}x_2x_3 + b_{123}\ x_1x_2x_3 \quad (1.10)$$

$$Z_2 = b_0 + b_1y_1 + b_1y_1 + b_3y_3 + b_{13}y_1y_3 \quad (1.11)$$

où **:**

Z_1, Z_2 - les grandeurs inconnues pour le stator et le rotor ;
$x_1 = (\ k'_{ZS}-0.3)/0.2$; $x_2=(\ k_D-0.55)/0.1$; $x_3=(\ B_\delta-0.8)/0.2$; $k'_{ZS}= k_{ZS}/\ k_{zS}$;
$y_1 = (k'_{ZR}-0.3)/0.2$; $y_3=(\ B_\delta-0.8)/0.2$; $k'_{ZR} = k_{ZR}\ /k_{zR}$ - sont les variables indépendantes sous forme normalisée.

Les facteurs de régression des polynômes pour l'optimisation des dimensions des encoches pour deux nuances d'acier magnétique Electrotechnique très utilisées pour la conception des micromoteurs sont dans l'annexe I .

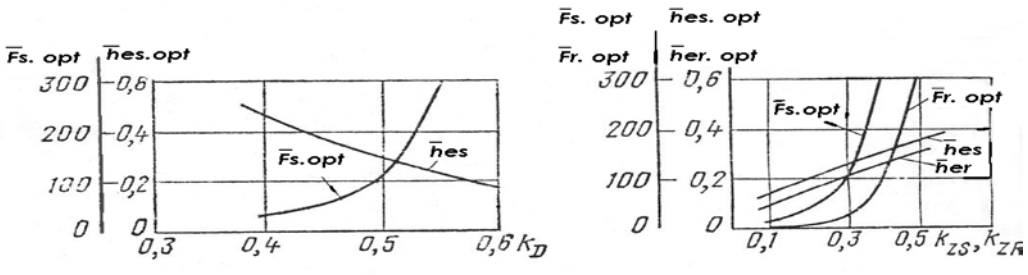


Fig. 1. 24. Dépendance des valeurs optimales F_S, h_{eS}, h_{eR} des FTC et de B_δ pour 2p=2 et l'acier Electrotechnique [Alikhanian, 76]

Les limites de variation des grandeurs des variables indépendantes sont choisies sur la base d'une analyse statistique des données de 150 micromoteurs asynchrones récents (Fig1.25, 1.26) et possédant $0.1 \leq k'_{ZS} \leq 0.5$; $0.1 \leq k'_{ZR} \leq 0.5$; $0.45 \leq \mathbf{k_D} \leq 0.65$; l'induction B_δ=0.6 – 1.0 T.

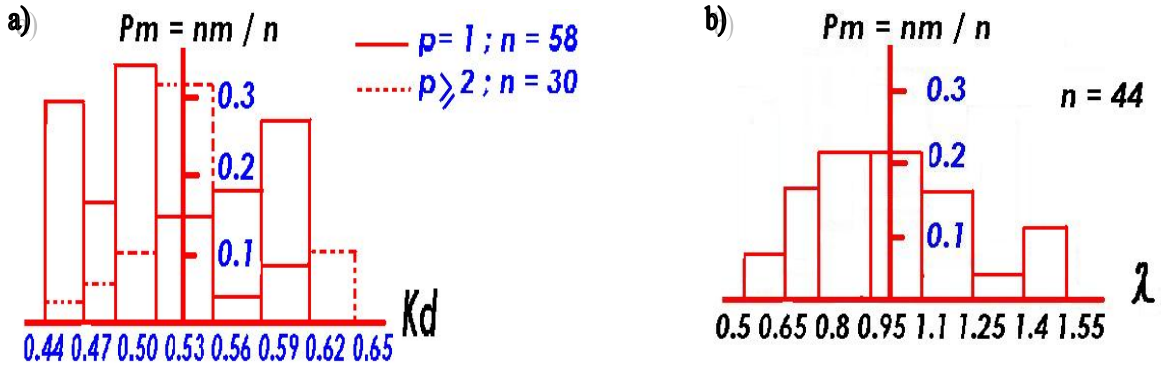


Fig.1.25a,b. Histogramme des coefficients k_D (a) et λ (b)pour les MAC et MAED

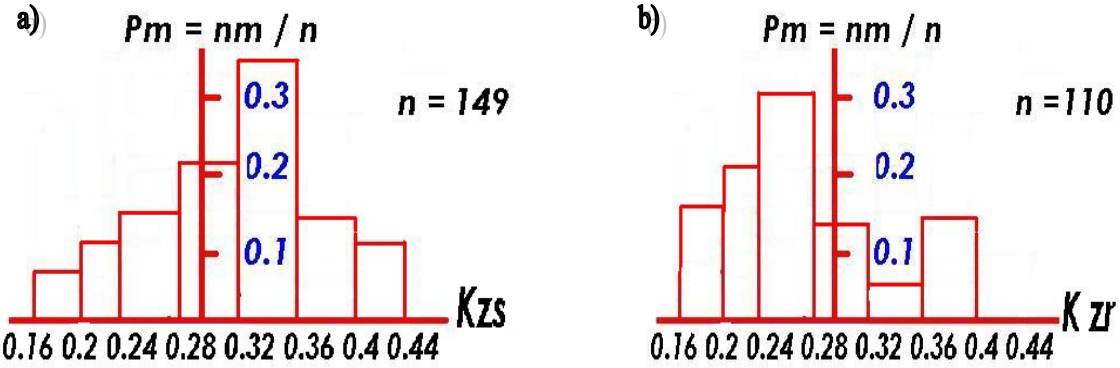


Fig. 1. 26.a,b. Histogramme des coefficients k_{ZS} (a)et k_{ZR}(b)[Lapoukhina, 80]

n - volume des échantillons

n_m - le nombre de micromoteurs intervenant au $m^{ième}$ intervalle

p_m - fréquence

Le rapport entre les surfaces réelles et idéales des encoches k_{zs}=0.82 ÷ 0.94; k_{zr} = 0.76 ÷0.91.

Les polynômes pour le dimensionnement optimal des encoches sont obtenus pour les micromoteurs bipolaires et tétrapolaire pour différentes marques d'acier.
Ils sont linéaires et ont une bonne adéquation (±5%).

Nous donnons sur le tableau.1.2 une comparaison des résultats de calcul par l'expression polynomiale **(P)** avec les valeurs réels(**R)** pour certaines séries nouvelle génération de micromoteurs asynchrones optimisés par ordinateur.

Au moyen du formulaire tableau(2.4) représenté en annexe I, toutes les dimensions des feuilles du stator et du rotor s'obtiennent à partir des valeurs optimales $\underline{h}_{es}$ et $\underline{h}_{er}$.

Il est possible aussi pour les faibles puissances d'avoir les dimensions géométriques optimales par des restrictions technologiques (Annexe I) .
Ainsi on peut s'en passer surtout des valeurs optimales obtenues pour la largeur de la denture (stator et rotor) et du diamètre minimal de courbure de l'encoche rotorique

Micro moteurs MAED à condensateur	$\underline{h}_{es}$		$\underline{h}_{er}$		$\underline{\Delta P}_{FS}/ B_{\delta}^{2}$	
	R	P	R	P	R	P
P= 120W ; 2p= 2	0.177	0.179	0.226	0.222	62.47	63.6
P= 250W; 2p= 2	0.174	0.174	0.158	0.190	62.47	63.6
P= 550W ; 2p= 2	0.148	0.146	0.200	0.213	62.47	63.6
P= 90W ; 2p= 4	0.187	0.188	0.208	0.215	34.32	35.75
P= 120W; 2p= 2	0.179	0.169	0.156	0.186	34.32	35.75
P= 370W; 2p= 2	0.170	0.168	0.185	0.188	33.37	32.97

Tableau. 1. 2. Comparaison des résultats $\underline{h}_{es}$, $\underline{h}_{er}$ et $\underline{\Delta P}_{FS.}$ pour le MAED à condensateur. [Lapoukhina, 61

I.3.3.3 Classification et Types de bobinage du stator des MAC et MAED

1.3.3.3.1. Bobinage diphasé à une et à deux couches.

Le bobinage biphasé réparti dans les encoches est le plus répandu. Il existe à une ou à deux couches.

Le bobinage à une seule couche est le plus utilisé pour les micro moteurs à usage domestique et industriel grâce à sa simplicité et à l'occupation d'un grand nombre d'encoches.

Le bobinage à deux couches dispose d'un coefficient de remplissage d'encoches $\mathbf{k_r}$ plus mauvais dû à la présence de l'isolant entre les couches. Cependant il permet

le raccourcissement du pas et par conséquent contribue à l'amélioration de la forme de la courbe de la FMM

Il convient de distinguer le bobinage à section raccourcie et celui à pas raccourci .
Le bobinage à une seule couche est largement utilisées pour le MAC à CP; les encoches sont réparties équitablement entre les deux phases($Q_A = Q_B$).

Le bobinage à une seule couche et à pas raccourci est recommandé pour les MAED à CD ou à résistance élevée et avec $Q_A \# Q_B$.
De nos jours le bobinage à deux couches partielles et sinusoïdale est le plus répandu pour les micromoteurs asynchrones monophasé

I.3.3.3.2. Le bobinage sinusoïdal

Le bobinage en sinusoïde est un peu difficile à réaliser (fig.1.26). Il nécessite un grand nombre de bobines avec différents nombre de spires.
Ce bobinage trouve une large utilisation dans les MAED dont les encoches statoriques sont réalisées avec des formes et des dimensions différentes.
La distribution des conducteurs de l'enroulement dans les encoches selon la règle sinusoïdale (figure 3.12) satisfait une meilleure approche de la courbe de la fmm à une sinusoïde .

En plus de la diminution significative de la consommation en matériaux actifs, ce type de bobinage est très recommandé pour réduire sinon éliminer les harmoniques supérieurs d'espace dans l'entrefer.

Le raccourcissement du pas du bobinage $y < \tau$ est aussi une solution pour réduire les harmoniques supérieures de la fmm d'entrefer. L'utilisation d'un raccourcissement de l'ordre de $0.8\,\tau$ peut minimiser l'influence des harmoniques d'ordre 5 et 7.

Les harmoniques d'ordre supérieur ont de petites amplitudes et par conséquent leur influence sur le fonctionnement du micromoteur est d'habitude insignifiante.

Nous donnons en figure1.27 l'application de ce bobinage pour le MAC-60

U = 220V , P = 60W ; 2p = 2 ; n = 2870trs/mn,

C = 80µF ; Z_S = 16

Le coefficient de bobinage $k_{ov} = F_{mv} / F_{mcv}$

$f_c = f(\alpha_o) + \sum \Delta f(\alpha_{ei})$

$k_{ov} = f(\alpha_o)\, W_S + \sum u_i / (W_S/2p) \cos \nu\alpha_{ei}$

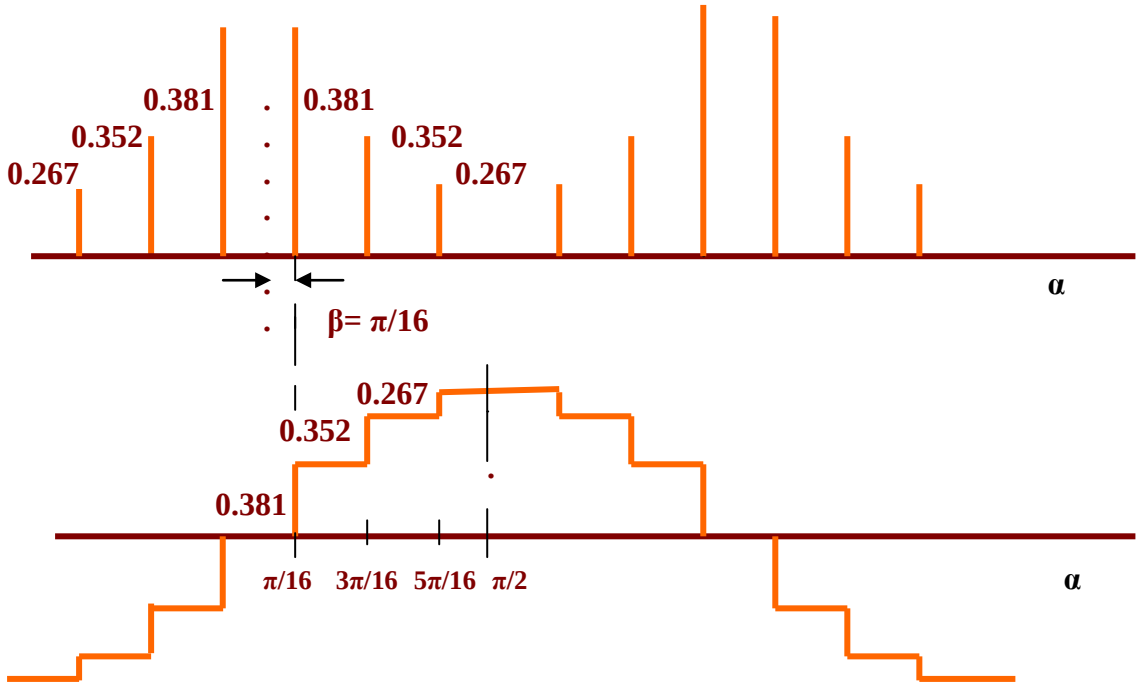


Fig. 1. 27. Bobinage sinusoïdal et distribution des conducteurs dans les encoches du micromoteur MAC-60 [Laporte, 98]

Les calculs donnent :

k_{01}= 0.815 ; k_{03} = -0.014 ; k_{05} = -0.084 ; k_{07} = 0.1

Le bobinage sinusoïdal a permis d'obtenir un coefficient de bobinage élevé pour le premier harmonique et de réduire les harmoniques supérieurs et surtout le troisième.

Bobine	**Pas**	**Phase principale**		**Phase auxiliaire**	
		Nbre de Conducteurs u_{ei}	$u_{ei}/(w_S/2p)$	Nbre de Conducteurs u_{ei}	$u_{ei}/(w_S/2p)$
I	1-4	144	0.267	101	0.267
II	1-6	191	0.352	132	0.352
III	1-8	205	0.381	142	0.381
Nbre total de conducteurs $w_S/2p$		540	1	375	1

Tableau. 1. 3. Distribution des conducteurs Z_S =16 ; 2p = 2. [Laporte, 98]

I.3.3.3.3. Conclusion.

Plus les conditions de travail des micromoteurs se compliquent et plus les exigences de réduction de gabarit et de masse augmentent. C'est pourquoi conformément aux moteurs asynchrones de faible puissance, durant les étapes de constructions et de calcul des **MAC** et des **MAED** il convient d'être attentif à l'exactitude du choix du coefficient de remplissage $\mathbf{k_r}$ des encoches statoriques, aux type de graissage et de roulements, aux dimensions de l'entrefer, à la qualité des matériaux actifs et d'isolation

Il n'est évidemment pas possible de satisfaire simultanément à toutes les exigences. Nous serons amené à des compromis. D'ailleurs chaque constructeur a son style de réalisation propre.

C'est en cela que la construction de la machine est à la fois « *un art et une science* ».

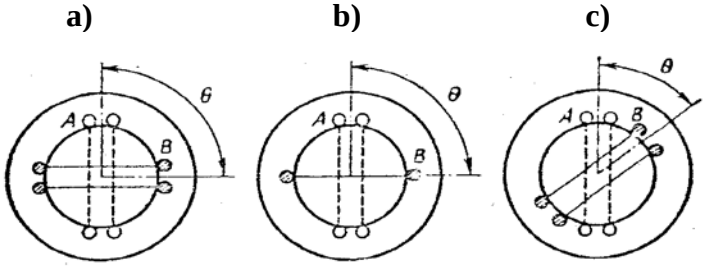
II.1. Présentation et Critique de la Théorie classique des MAC et MAED

II.1.1. Principes et Constitution des micromoteurs asynchrones asymétriques diphasés(MAC) et monophasés(MAED).

Il est extrêmement rare de trouver un micromoteur purement monophasé de par sa construction (avec un seul enroulement).
Ces micromoteurs asynchrones sont pratiquement alimentés en courant alternatif monophasé d'où leur appellation; Ils sont équipés d'un stator portant deux enroulements déphasés dans l'espace et répartis à p paires de pôles et d'un rotor à cage d'écureuil.

Comme il a été mentionné précédemment, les deux enroulements de la machine peuvent être soumis à la même tension durant tout le processus de fonctionnement (micromoteurs diphasé ou MAC) ou bien une fois démarré seul un enroulement continue d'être alimenté(micromoteur monophasé ou MAED).
Souvent ces micromoteurs fonctionnent dans des régimes asymétriques (champ elliptique) pour diverses raisons

Les conditions de symétrie de construction et d'alimentation du micromoteur à deux enroulements se résument par
$N_{ZA}= N_{ZB}$;$W_A = W_B$; $d_A= d_B$ $\theta = 90°$
Par conséquent $Z_A = Z_B$; $r_A= r_B$; $x_A= x_B$
L'absence d'une de ces conditions entraîne automatiquement l'asymétrie.



$N_{ZA}= N_{ZB}$ $N_{ZA}\neq N_{ZB}$ $\theta \neq 90°$
$W_A = W_B$; $\theta = 90°$

Fig. 2. 1. Diversité de construction des micromoteurs monophasés [Poloujadof, 60]
a)- symétrique ;
b) et c) -dissymétrique.

Les conditions pour que le micromoteur diphasé soit dans un régime symétrique comme en triphasé (champ circulaire dans l'entrefer) sont les suivantes :

$U_A= U_B$;$\beta = 90°$ $U_A \neq U_B$; $\beta = 90°$ $U_A= U_B$; $\beta \neq 90°$

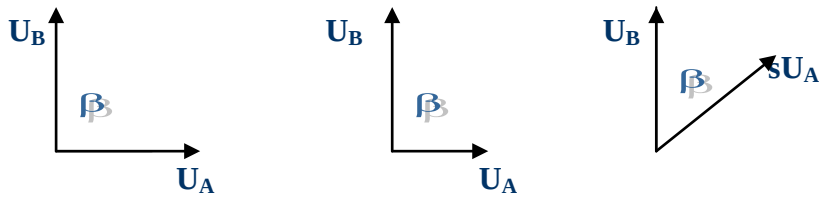


Fig. 2. 2. Système de tension diphasé
a- symétrique ;
b et c- asymétrique

II.1.2. Analyse du champ magnétique et du couple de démarrage des micromoteurs diphasés asymétriques.

Par principe un enroulement parcouru par un courant alternatif $i = I_m \cos \omega t$ crée un champ pulsatoire variant entre $+\Phi_m$ et $-\Phi_m$.
Ce champ variable peut se décomposer en deux champs fixes, tournant en sens inverse à la fréquence des courants d'alimentation de la bobine.
Les parties tournantes (rotor) ayant une grande inertie et ne peuvent suivre aucun des champs.

C'est la raison pour laquelle le moteur monophasé ne dispose d'aucun couple de démarrage (C_d) et ne peut démarrer spontanément . Le moteur accroche un des champs(direct) une fois lancé dans un sens (champ direct) mais l'autre champ(champ inverse) tourne à une vitesse double vis à vis du rotor occasionnant des couples résistants occasionnant des pertes fer très importantes, des vibrations et des bruits gênants dans certains cas .

$$F_1 = F_2 = F_m / 2$$
$$F = F_m \cos\omega t = F_m/2\, e^{+j\,\omega t} + F_m/2\, e^{j\omega t} = F_1 + F_2 \qquad (2.1)$$

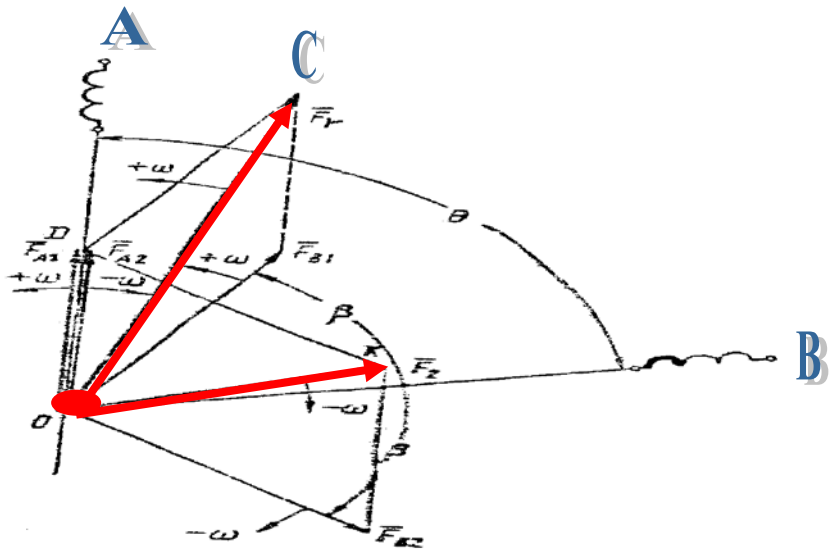


Fig. 2.3. Diagramme vectoriel des Fmm [Poloujadoff, 60]

En décomposant F_A et F_B en composantes directes et inverses
Pour le cas du micromoteur à deux enroulements A et B asymétriques et déphasés dans l'espace d'un angle θ lorsqu'ils sont parcourus par des courants $\mathbf{i_A \neq i_B}$ différents en valeurs et déphasés dans le temps d'un angle arbitraire β

$$i_A = I_{Am} \cos \omega t \quad \text{et} \quad i_B = I_{Bm} \cos \omega t$$

Par conséquent les fmm correspondantes $F_A \neq F_B$

$$F_A = F_{Am} \cos \omega t \quad \text{et} \quad F_B = F_{Bm} \cos(\omega t + \beta)$$

$$F_{A1,2} = F_{Am}/2 \; ; \quad F_{B1,2} = F_{Bm}/2$$
$$F_1 = F_{A1} + F_{B1} \; ; F_2 = F_{A2} + F_{B2}$$

Le couple de démarrage C_d

$$C_d = c_m F_{Am} F_{Bm} \sin \theta \sin\beta \qquad (2.2)$$

Il est intéressant de remarquer que le couple de démarrage dépend des deux Fmm (F_A,F_B) et des angles de déphasage dans l'espace θ et dans le temps β

Tout l'art de conception des moteurs monophasés réside dans la discussion des angles sinθ sinβ c'est à dire dans le fait de supprimer ou d'amoindrir l'un de ces champs.

La solution consiste à ajouter un second bobinage(auxiliaire) décalé de 90° dans les encoches restantes.
Le moteur monophasé a moins de glissement que le moteur triphasé et un plus mauvais facteur de puissance.

II. 1.3. Modèles physique et Méthode des composantes symétriques.

II. 1.3. 1. Modèle classique de base

L'analyse des processus physiques des micromoteurs asymétriques à deux enroulements(MAC) peut être mené par différentes méthodes .

Comme modèle simple, nous prenons la machine avec un nombre d'encoches identiques $N_{ZA}=N_{ZB}$ et un nombre de spires différents ($W_A = W_B$) et par conséquent

$r_A \neq r_B$
$x_A \neq x_B$

pour ce modèle de base le champ est circulaire ($\Phi_A = \Phi_B$)

lorsque β=90°

$$U_A / U_B = W_A / W_B = k_{bA} W^*_A / k_{bB} W^*_B = k \qquad (2.3)$$

$$F_B = j F_A$$
$$I_B W_B = j I_A W_A$$

$$I_A = -j k I_{B,} = - jI'_B$$

$$U_A = U_B / k = U'_B$$

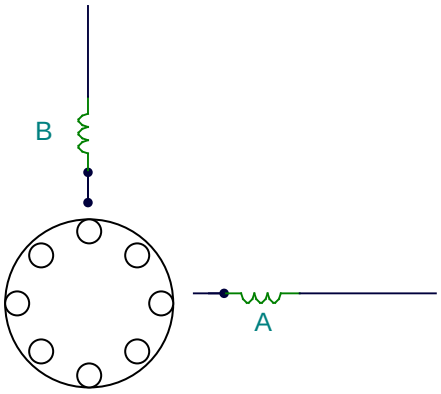


Fig. 2. 4. Modèle primitif. [Faucher, 00]

II.1.3.2. Principe de la méthode des composantes symétriques.

Le micromoteur asynchrone monophasé est habituellement modélisé soit par la théorie du double champ tournant(DRFT)soit par la théorie du champ transversal.

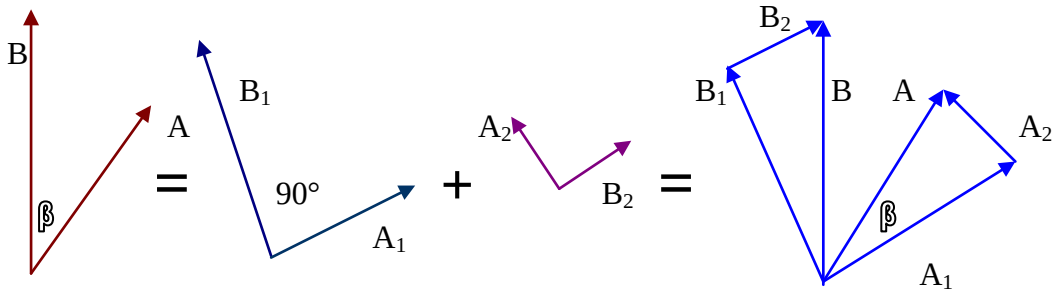


Fig. 2. 5. Système asymétrique et ses composantes symétriques [Faucher, 00]
A_1, B_1 - composantes direct ; A_2, B_2 -composantes inverses.

La méthode des composantes symétriques est basée sur le principe qu'un système diphasé quelconque de deux vecteurs A et B différents en grandeurs et déphasés dans le temps d'un angle quelconque β est un système diphasé asymétrique qui peut être décomposé en deux systèmes symétriques constitués chacun de deux vecteurs égaux en valeurs et déphasés de π/2 dans le temps

II. 1. 3. 3. Equations des tensions . Modèle physique des MAC et MAED.

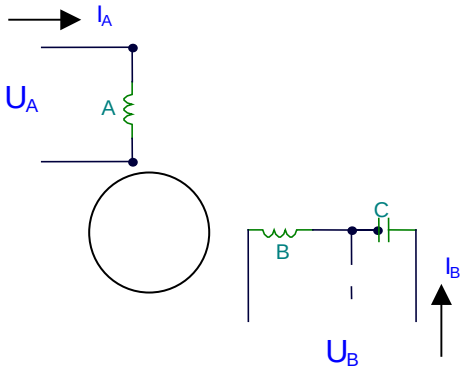


Fig.2.6 . Circuit du moteur diphasé dissymétrique.[Adamenko, 69]

$$\begin{aligned} \bar{U}_A &= \bar{U}_{A1} + \bar{U}_{A2} = I_{A1}Z_{A1} + I_{A2}Z_{A2} \\ \bar{U}_B &= \bar{U}_{B1} + \bar{U}_{B2} = I_{B1}Z_{B1} + I_{B2}Z_{B2} \end{aligned} \qquad (2.4)$$

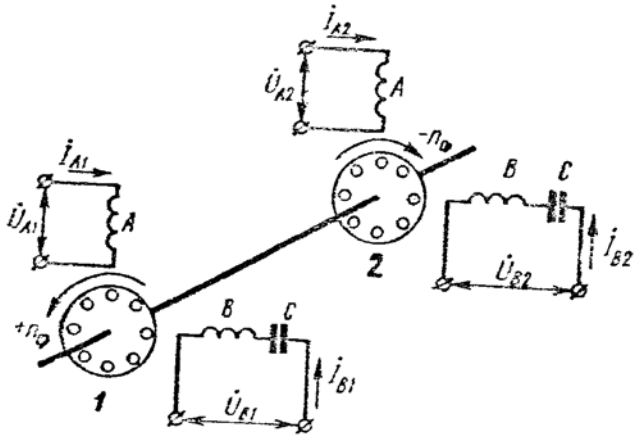


Fig. 2. 7. Le modèle physique d'un MACP ou MAED [Lapoukhina, 69]

A la différence de son modèle physique (fig2.7), dans la machine réelle les courants I_{A1} et I_{A2} parcourent la même phase A et les courants I_{B1} et I_{B2} la même phase B.
Le courant rotorique est induit par les champs directs et inverses.

II.2. Circuits électriques équivalents traditionnels des MAC et MAED.

Lorsque le rotor tourne avec un glissement g par rapport au champ direct, le glissement par rapport au champ inverse est (2-g).

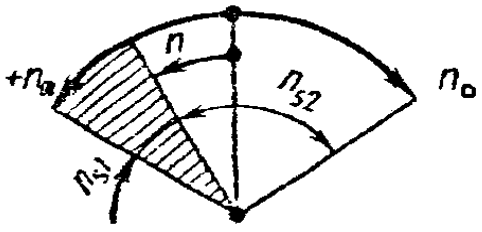


Fig. 2. 8. Le glissement direct et inverse.

Vu la diversité de leurs circuits de branchement, nous pouvons faire leur étude sur la base d'un seul modèle physique (figure 2.7) et nous portons notre analyse sur le schéma du micromoteur biphasé dont les deux enroulements sont branchés en parallèle.

La méthode des composantes symétriques MCS de par sa simplicité et sa concrétisation est très recommandée pour l'étude et le calcul des caractéristiques pour les moteurs MAC et MAED.

Elle est efficace pour l'analyse de n'importe quel régime de service avec la considération de l'influence de la non linéarité des paramètres.

Cette méthode a pour avantage essentiel la possibilité d'utiliser des circuit électriques équivalents très connus dans la théorie de base des machines électriques .
Les équations électriques caractérisant les phases A et B du micromoteur biphasé à deux enroulements et issues de la théorie de DRFT s'écrivent :

$$I_A = I_{A1} + I_{A2} \; ; \qquad (2.5)$$
$$I_B = I_{B1} + I_{B2} \; ;$$

$$I_{B1} = jI_{A1}/ k \; ; \qquad (2.6)$$
$$I_{B2} = jI_{A2}/ k \; ;$$

$$U_{A1,2} = I_{A1,2} \, Z_{A1,2} \; ; \qquad (2.7)$$
$$U_{B1,2} = I_{B1,2} \, Z_{B1,2} \; ,$$

où :

$k = W_{SB} \, k_{oB} / W_{SA} \, k_{oA}$- coefficient de réduction (transformation)

$Z_{A1,2}$,$Z_{B1,2}$ - les impédances directs et inverses des enroulements A(principal) et B (auxiliaire) .

Les équations (2.1) - (2.6) doivent être complétées par les équations (2.7) et (2.8) caractérisant le schéma de branchement. Pour le micromoteur biphasé à enroulements branchés en parallèle et dont l'une des phases (auxiliaire) est équipé d'un élément de déphasage d'impédance Z_c

$$\bar{U} = \bar{U}_{A1} + \bar{U}_{A2} \; ; \qquad (2.8)$$

$$\bar{U} = \bar{U}_{B1} + \bar{U}_{B2} + I_B \, Z_C \qquad (2.9)$$

$Z_{A1,2}$,$Z_{B1,2}$ représentent les impédances directs et inverses des enroulements A (principal) et B (auxiliaire) .

II.2.1. Modèles électriques primitifs des MAC et MAED

Le calcul des caractéristiques des micro moteurs monophasés est basé sur la MCS. Conformément à cette méthode nous exposons les divers circuits électriques équivalents classiques et leur correction en vue de l'amélioration de la détermination précise des paramètres et du calcul des indices externes du micro moteur .

Le premier modèle électrique que nous exposons ne prend pas compte des pertes actives dans le fer mais il est remarquablement simple et pratique pour les calculs manuels des courants .
Traditionnellement, l'erreur due à la négligence des pertes actives dans l'acier magnétique est compensée par des courants additifs dans les enroulements du stator.

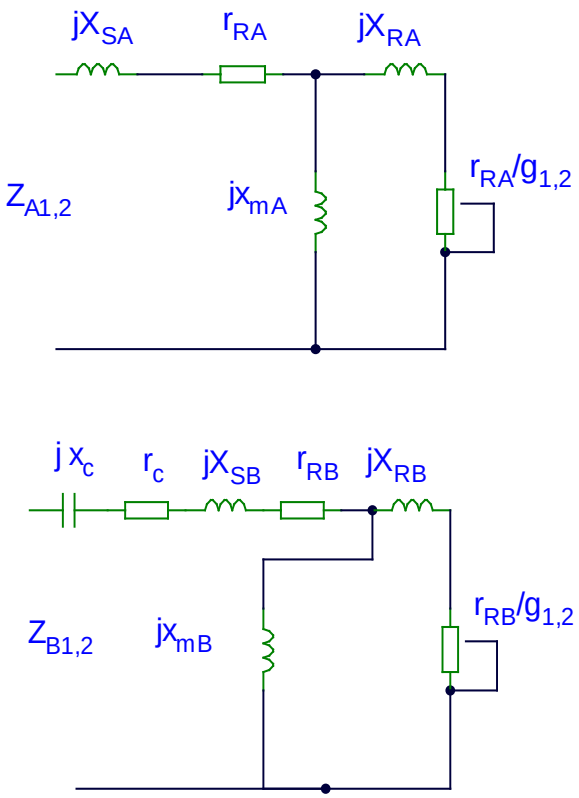


Fig.2.9. Circuit électrique classique d'un MAC sans pertes fer.

Le deuxième modèle électrique corrigé (figure 2.10) donne des caractéristiques relativement améliorées puisque les pertes actives dans le fer sont représentées par une résistance active équivalente (r_{mA} et r_{mB}) dans le contour de magnétisation (poche magnétique).

Les impédances des phases A et B s'expriment comme

$$Z_{A1,2} = r_{A1,2} + jx_{A1,2} = (r_{SA} + r_{RA1,2}) + j\,(x_{SA} + x_{RA1,2}) \qquad (2.10)$$

$$Z_{B1,2} = r_{B1,2} + jx_{B1,2} = (r_{SB} + r_{RB1,2}) + j\,(x_{SB} + x_{RB1,2}) \qquad (2.11)$$

Avec

$$r_{RA1,2} = g_{1,2} \cdot x^2_{mA} \cdot r_{RA} / [\, r^2_{RA} + g^2_{1,2}(x_{mA} + x_{RA})]$$

$$x_{RA1,2} = x_{mA} - [\, g^2_{1,2} \cdot x^2_{mA} \cdot (x_{RA} + x_{mA})] / [\, r^2_{RA} + g^2_{1,2}(x_{mA} + x_{RA})]$$

où

$g_1 = g$

$g_2 = 2\text{-}g$

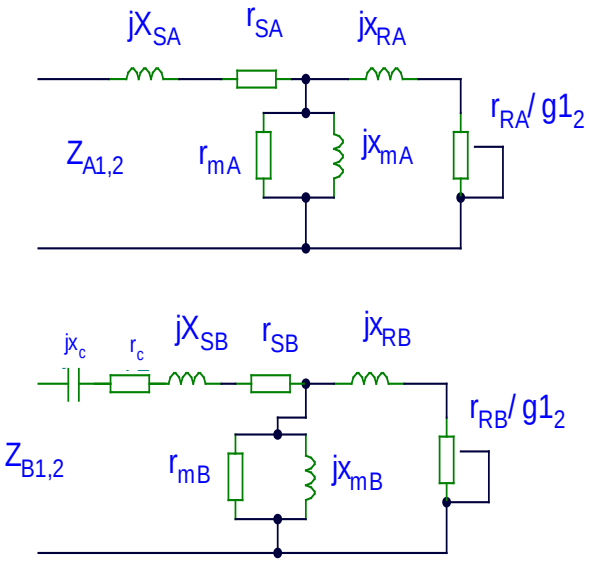


Fig. 2.10 Modèle électrique corrigé exprimant les pertes fer statoriques [Lapoukhina, 80]

Les paramètres de la phase auxiliaire B s'exprime à partir de la phase principale A

$$r_{rB1,2} = k^2 r_{RA1,2}$$
$$x_{RB1,2} = k^2 x_{RA1,2}.$$

Généralement les enroulements peuvent être réalisées avec différents nombres d'encoches par pôle et par phase, disposées dans des encoches de différentes configurations et surfaces .
Seulement elles diffèrent par la longueur de leurs parties frontales, leurs coefficients de remplissage et leur placement dans les encoches.

$$r_{SB} \neq k^2 r_{SA},$$
$$x_{SB} \neq k^2 x_{SA}.$$

Pour tenir compte de tous ces facteurs on introduit les coefficients

$$t_r = r_{SB} / k^2 r_{SA} \quad \textbf{et} \quad t_x = x_{SB} / k^2 x_{SA}.$$

Pour les MAC il est pratique de prendre

$$t_x = 1 \quad \textbf{et} \quad t_r = S_{SA} / k S_{SB} ;$$

où

S_{SA} **et** S_{SB} sont les sections des conducteurs des enroulements A et B.

Pour les MAED tous les facteurs évoqués ci-dessus ont une influence.

II. 2. 2. Calcul des composantes symétriques directs et inverses du MAC et du MAED.

Le système d'équation simple dont la résolution donne les courants des composantes symétriques s'écrit.

$$\begin{vmatrix} U \\ U \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} z_{A1} & z_{A2} \\ (j/k)(\, z_{B1} + z_C\,) & -\ (j/k)(\, z_{B2} + z_C\,) \end{vmatrix} \begin{vmatrix} I_{A1} \\ I_{A2} \end{vmatrix} \qquad (2.12)$$

sous forme complexe.

$$\begin{vmatrix} U \\ 0 \\ U.k \\ 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} r_{A1} & r_{A2} & -x_{A1} & -x_{A2} \\ x_{A1} & x_{A2} & r_{A1} & r_{A2} \\ x_C - x_{B1} & x_{B2} - x_C & -(r_{B1} + r_C) & r_{B2} + r_C \\ r_{B1} + r_C & -(r_{B2} + r_C) & x_C - x_{B1} & x_{B2} - x_C \end{vmatrix} \begin{vmatrix} I_{a1} \\ I_{a2} \\ I_{r1} \\ I_{r2} \end{vmatrix} \qquad (2.13)$$

pour plus de commodité dans les calculs préalables pour la conception des MAC et le calcul des caractéristiques souvent on a recours au circuit électrique équivalent exprimé par les paramètres relatifs

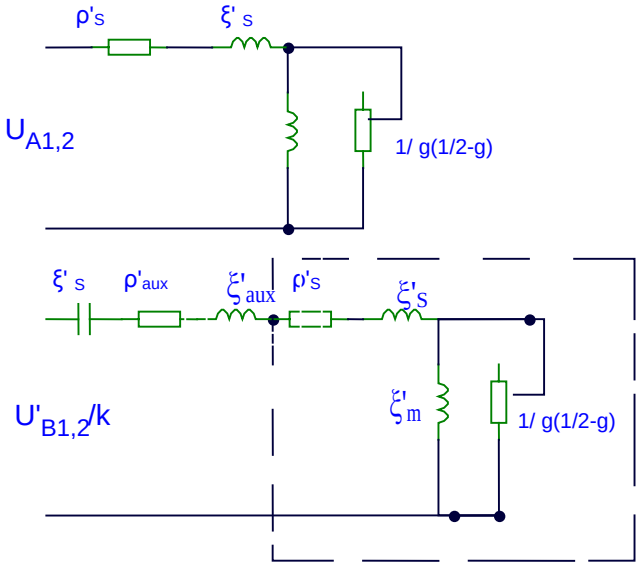


Fig. 2. 11. Transformation des circuits équivalents du MAC.

$$\begin{vmatrix} 1 \\ 0 \\ 1/k \\ 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \rho_1 & \rho_2 & -\xi_1 & -\xi_2 \\ \xi_1 & \xi_2 & \rho_1 & \rho_2 \\ \xi_C - \xi_1 & \xi_2 - \xi_C & -(\rho_1 + \rho_C) & \rho_2 + \rho_C \\ \rho_1 + \rho_C & -(\rho_2 + \rho_C) & \xi_C - \xi_1 & \xi_2 - \xi_C \end{vmatrix} \begin{vmatrix} I_{a1} \\ I_{a2} \\ I_{r1} \\ I_{r2} \end{vmatrix} \qquad (2.14)$$

où

$\rho_{1,2} = r_{A1,2}/ r_{rA}$; $\xi_{1,2}= x_{A1,2}/ r_{rA}$; $\rho_C = r_C+r_{ad.}/ k^2 r_{rA}$; $\xi_C= x_C+x_{ad.}/ k^2 r_{rA}$.

L'égalité de I_{A2} à zéro permet de trouver les conditions d'obtention du champ circulaire à partir du choix arbitraire de l'élément déphaseur d'impédance

$$z_C = r_C - jx_C = -jkz_{A1}-z_{B1}$$

Il convient de remplir deux conditions pour avoir un champ circulaire.
le choix des valeurs de k et de r_C (résistance active du condensateur et de la résistance auxiliaire si elle existe)

$$k = x_{A1}/(t_r\, r_{SA}+ r_{RA1}+r_C)$$
$$x_C = t_x k^2 x_{SA}+k^2 x_{RA1}+k r_{A1}$$

Le champ circulaire est satisfait uniquement pour une seule valeur du glissement pour laquelle on calcule les valeurs x_{A1} et r_{A1}. Le choix portera sur le glissement nominal afin d'avoir un rendement élevé.

L'observation des conditions pour le champ circulaire implique l'absence du courant inverse et par conséquent le courant direct s'écrit

$$I_{A1}= U/z_{A1}$$

Cette expression est valable pour toutes les possibilités de branchement du micro moteur monophasé ou le champ est circulaire ; ceci nous rappelle l'équation des courants dans les machines triphasés lors d'une alimentation symétrique $U = U_s$.

II.2.3. Transformation des Circuits électriques équivalents . Analyse et discussion.

II.2.3.1. Translation de la branche magnétisante dans les circuits électriques Equivalents.

Pour l'étude et l'analyse des micromoteurs asynchrones asymétriques on adapte des schémas équivalents séparés ou rassemblés.
Les schémas équivalents séparés en T (figure 2.9) ou en L (figure 2.12) après transformation (translation du contour magnétique) sont les plus utilisés pour les phases directes et inverses.

A la différence des machines de moyenne et grande puissances on ne peut se permettre de négliger la composante imaginaire du coefficient de transformation (c) pour les micromoteurs. Cette dernière apporte de grandes précisions dans les calculs des performances des micromoteurs asynchrones.

$$\mathbf{C} = 1+(r_{SA} + jx_{SA}) / (r_{oA}+jx_{oA}) \qquad (2.15)$$

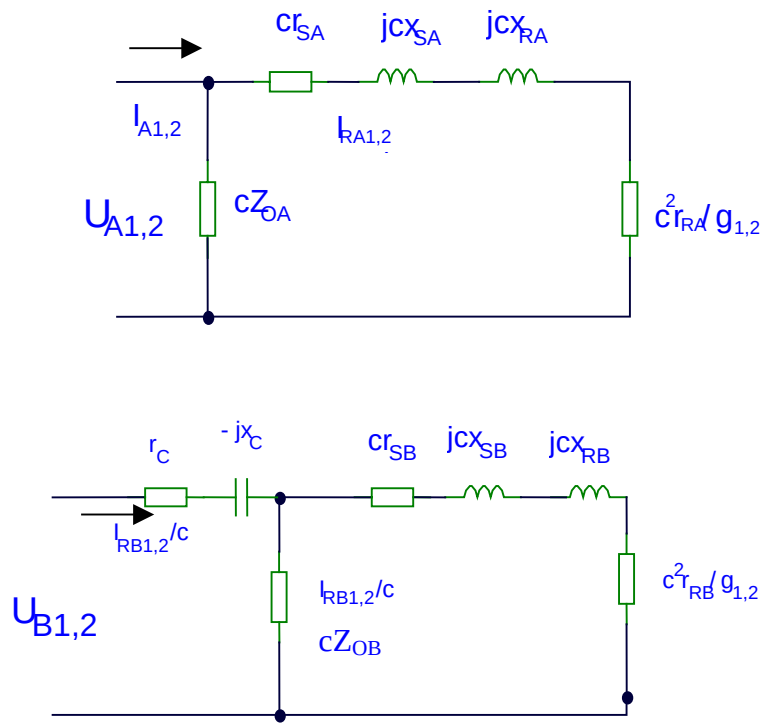


Fig.2. 12. Circuits électriques en L des phases A et B directes et inverses.

Le déplacement de la branche magnétisante (figure 2.12) peut se déplacer aussi vers le rotor et dans ce cas le coefficient c aura une valeur réelle

$$c = 1 + x_R / x_m .$$

Malgré quelques inconvénients (tensions et courants des phases non réel) le schéma équivalent obtenu est favorable pour étudier l'influence des paramètres relatifs sur les caractéristiques externes du moteur.

II.2.3.2. Modèle électrique unifié pour le MAED

Le schéma équivalent unifié (Fig.2.13) est basé sur la MCS conformément aux équations (2.16)obtenues à partir des équations (2.7)-(2.9) :

$$U_1 = 0.5(U_A - jU'_B) = I_{A1}z_{A1} + (I_{A1}-I_{A2})\, z \; ; \qquad (2.16)$$
$$U_2 = 0.5(U_A + jU'_B) = I_{A2}z_{A2} - (I_{A1}-I_{A2})\, z \; ;$$

Avec

$$z = 0.5((z_{B1}+z_C)/k^2 - z_{A1}) = 0.5((z_{B2}+z_C)/k^2 - z_{A2}) = 0.5((z_{SB}+z_C)/k^2 - z_{SA}) \; ;$$

et où

$U'_B = U_B/k$ tension phase B, réduite aux données de l'enroulement de la phase A

Dans le cas général ($U_B \neq U_A$)

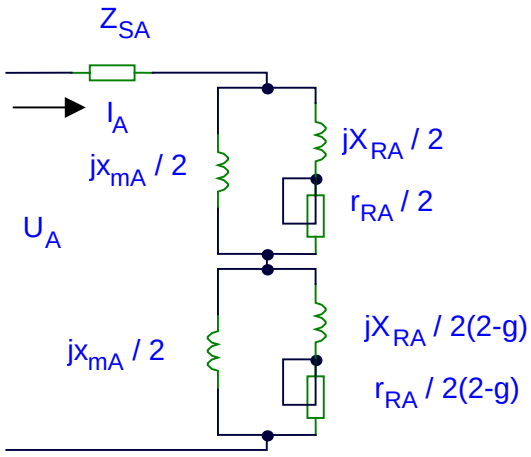
Pour les MAC ($U_A = U_B = U$)

$U_1 = (U/2)(1-j/k)$;
$U_2 = (U/2)(1-j/k)$.

Ce schéma renfermant relativement peu d'éléments est très pratique pour la modélisation mathématique vu qu'il permet de mesurer la puissance électromagnétique et par conséquent le couple résultant

Le MAED caractérisé par le branchement d'un seul enroulement (principal) tout au long du processus de fonctionnement. Les courants directs et inverses s'égalisent entre eux. L'équation des courants est alors simplifiée étant donné que le courant dans la phase auxiliaire est nul et les courants
$I_{A1} = I_{A2} = 0.5I_A = U/ (z_{A1} + z_{A2})$

a)



b)

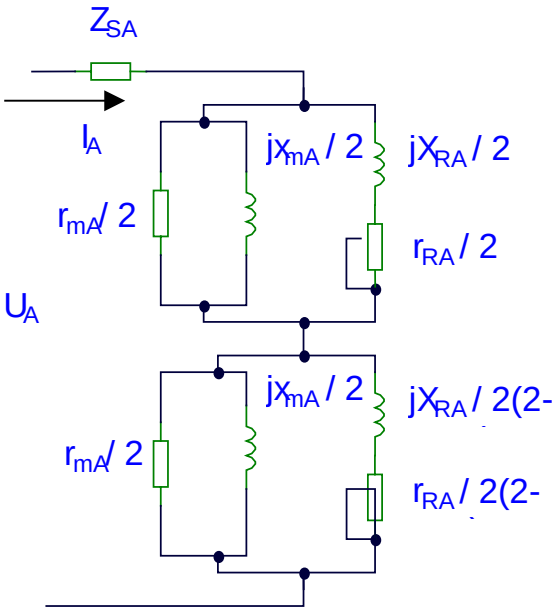


Fig. 2. 13. Schéma équivalent du MAED sans pertes fer (a) et avec la prise en compte des pertes fer (b)

Cette équation correspond au schéma équivalent de la figure 2.13 et nous n'allons pas faire l'illustration du théorème de Maurice Leblanc ni décrire mathématiquement le principe de fonctionnement du moteur monophasé puisque ayant fait l'objet d'étude dans plusieurs ouvrages. Mais on en déduit que la fmm de l'enroulement statorique en monophasé est pulsatoire tandis que le champ magnétique résultant ne l'est que pour un glissement g =1 (régime de court circuit) ; pour les autres glissements il est elliptique.

Pour le calcul par ordinateur des caractéristiques du micromoteur asynchrone monophasé le système d'équation (2.17) s'avère utile.

$$\begin{vmatrix} \bar{U} \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} . Z_{SA} + Z_{OA} & Z_{OA} & Z_{OA} \\ 0.5Z_{OA} & r_{RA}/g + jx_{RA} + Z_{OA} & 0 \\ 0.5Z_{OA} & 0 & r_{RA}/(2-g) + jx_{RA} + Z_{OA} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} I_A \\ I_{RA1} \\ I_{RA2} \end{vmatrix} \qquad (2.17)$$

Ce système d'équation peut s'exprimer sous forme complexe et il nous permet de passer obligatoirement aux valeurs relatives en cas d'application de la méthode paramétrique pour les calculs des moteurs .

Les paramètres du schéma équivalent pour ces systèmes d'équations se calculent comme pour les biphasés à deux enroulements en considérant la répartition des encoches du stator entre les phases principales et auxiliaires.

Le schéma équivalent de la figure 2.13.a ne prend pas cas des pertes fer et par conséquent l'évaluation des courants sera moins précise.

On peut pratiquement l'utiliser pour l'évaluation des courants par des calculs manuels. Pour améliorer leurs précisions suite aux pertes fer nous majorons les composantes des courants directs et inverses des phases A et B par des courants additifs.

$$I_{A1f} = E_{A1}/r_{mA} = p_{fS1}/(2E_{A1})$$
$$I_{B1f} = I_{A1f} / k .$$

Analogiquement pour ce qui est des pertes fer causées par le flux inverse

$$I_{A1f} = E_{A2}/r_{mA} = p_{fS2}/(2E_{A2})$$
$$I_{B2f} = I_{A2f} / k.$$

Les courants auxiliaires obtenus s'ajoutent aux composantes actives.

$$I_{SA1,2} = (I_{aA1,2} + I_{A1,2f}) + jI_{rA1,2} \qquad (2.18)$$
$$I_{SB1,2} = (I_{aB1,2} + I_{B1,2f}) + jI_{rB1,2}$$

Les expressions des composantes symétriques des courants statoriques s'écrivent :

$$I_{SA1,2} = I_{A1,2} [1 + (r_{RA1,2} + jx_{RA1,2}) / r_{mA}] ; \qquad (2.19)$$
$$I_{SB1,2} = I_{B1,2} [1 + (r_{RA1,2} + jx_{RA1,2}) / r_{mA}] .$$

La Puissance absorbée par le micro moteur sera

$$P_s = P'_R + p_{cr1} + p_{cr2} + p_{fS} + p_{cond} + p_{cs} \quad (2.20)$$

P'_R – puissance mécanique globale due à ce qui reste de la puissance électromagnétique direct $P_{ém1}$

$$P'_R = P_{ém1} - (p_{cr1} + p_{cr2}) = (P_{ém1} - P_{ém2})(1-g) \quad (2.21)$$

La puissance utile

$$P_R = P'_R - p_{méc.} - p_{sup.} \quad (2.22)$$

Le rendement

$$\eta = P_R / P_s \quad (2.23)$$

II.2.3.3. Modèles électriques corrigés en vue de l'amélioration de la précision des paramètres des circuits électriques et magnétiques.

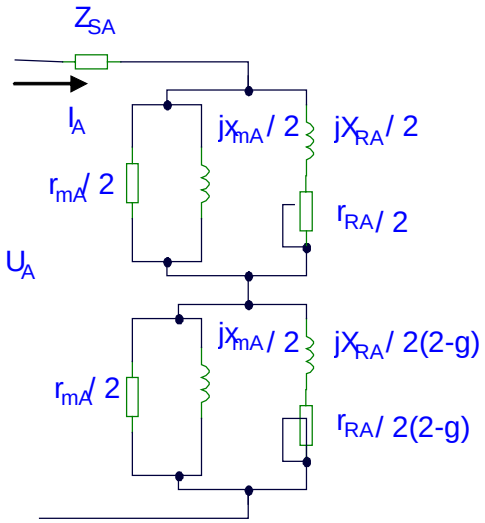
Les paramètres électriques (résistance et inductance) des enroulements statoriques et rotoriques sont des éléments très importants pour le calcul des machines électriques et récemment pour les nouvelles approches de diagnostic précoce des défaillances électriques et mécaniques. Le degré de précision des caractéristiques est tributaire de l'exactitude des calculs des paramètres.

Les théories de la DRFT et des pertes fer ont été largement utilisées pour modéliser les performances des moteurs à induction monophasée fonctionnant dans le régime stable.

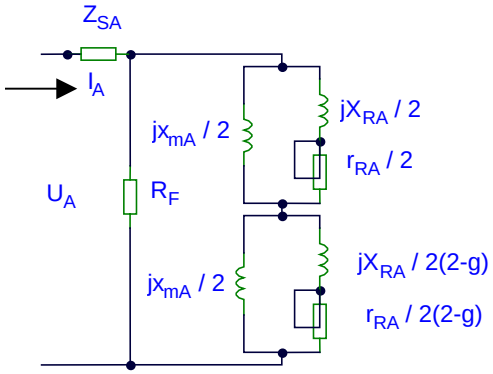
Pour la modélisation dynamique les formules théoriques référentielles peuvent être utilisées. Toutes ces théories exigent que les paramètres du circuit équivalent soient connus avec précision. Le modèle traditionnel s'avère mois précis lors de la détermination des paramètres par les essais à vide et en court circuit. Pour cela nous proposons trois modèles électriques améliorés en incluant les pertes fer.

Les analyses révèlent que le modèle de la figure 2.14, bien qu'il soit difficile, donne de meilleurs résultats.

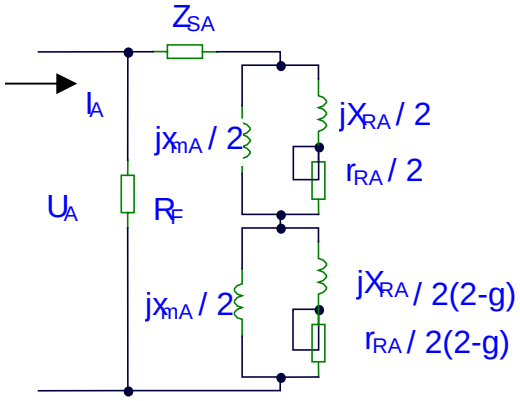
a)



b)



c)



Figures. 2. 14. a, b, c. Modèles électriques améliorés [Collins, 90]

Le Système d'équations (2.17) est utilisé pour calculer les différents courants dans le MAC et le MAED . On en déduit les caractéristiques externes intéressant l'utilisateur : les courbes couples- vitesse, courant au stator – vitesse et enfin la puissance absorbée en fonction de la vitesse.

Dans la plupart des articles, les auteurs s'attachent à vérifier la coïncidence de la caractéristique mécanique calculée avec la courbe expérimentale. Pour les deux autres courbes les résultats ne sont pas toujours publiés et lorsqu'ils le sont , on constate en général un écart important avec les courbes expérimentales, l'erreur étant souvent de ***25%.***

Il est donc assez difficile de porter un jugement précis à partir de ces articles car dans presque tous les cas, le calcul des différents paramètres n'est pas explicité.

II.3. Modélisation mathématique des micromoteurs asynchrones monophasés à deux enroulements

II. 3. 1. Conception du micromoteur généralisé.

Dans le cas général au niveau de l'entrefer des machines électriques il existe un spectre d'harmoniques infinies et variées du champ . Tout de même on peut dissocier ce spectre quelconque en harmoniques paires, impaires et fractionnaires.
Cependant il est insensé d'essayer de résoudre ce problème dans le cas général .
C'est pourquoi notre intérêt porte sur les problèmes à signification pratique.

Un des problèmes relativement simple est la présence d'un champ elliptique . Ceci est synonyme que dans l'entrefer existe deux champ circulaires l'un direct et l'autre inverse et tournant en sens contraire à la vitesse de synchronisme.

Si on fait abstraction des harmoniques supérieures du champ, le champ elliptique dans l'entrefer peut avoir lieu dans les moteurs symétriques lors de l'asymétrie de la tension d'alimentation ou bien dans les moteurs asymétriques alimentés par des tensions symétriques comme dans le cas de notre étude.

D'ailleurs la dissymétrie du champ dans l'entrefer d'une machine asynchrone symétrique est un signe fort de sa défaillance. C'est d'ailleurs cette idée qui a été développée récemment pour l'élaboration des nouvelles approches pour le diagnostic précoce des défaillances électriques et mécaniques dans ces machines.

Pour diagnostiquer les défaillances des MAC et des MAED le problème se complique Cependant nous n'abordons pas cette question dans notre travail mais les modèles mathématiques que nous donnons dans ce qui suit peuvent contribuer amplement à résoudre cette nouvelle technique

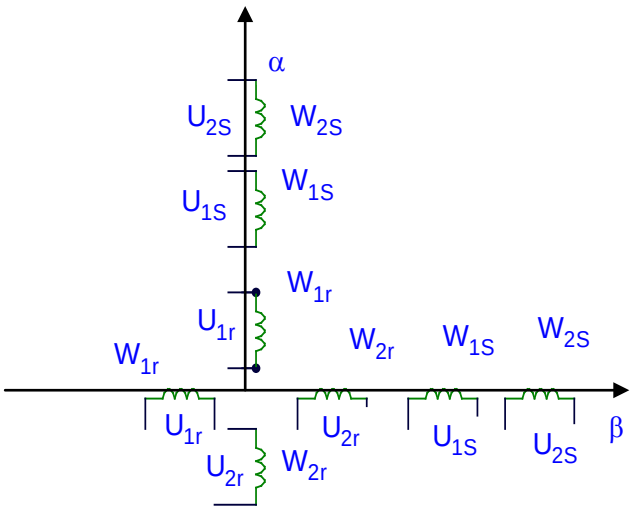


Fig. 2. 15. Modèle électrique générale d'un moteur asynchrone monophasé [Krause, 65]

Le moteur asynchrone monophasé peut être modélisé par quatre paires de bobines disposées dans un système de coordonnées lié au stator (α β).

$W_{1\alpha}$ et $W_{1\beta}$- enroulements créant le champ direct
$W_{2\alpha}$ et $W_{2\beta}$ -enroulement créant le champ inverse.
Comme le rotor est à cage d'écureuil

$$u^r_{1\alpha} = u^r_{1\beta} = u^r_{2\alpha} = u^r_{2\beta} = 0.$$

Le schéma de la machine généralisée nous permet de réaliser la synthèse du champ dans l'entrefer, d'étudier l'influence des harmoniques supérieures sur les caractéristiques du moteur électrique , d'analyser le processus de fonctionnement , d'exercer la surveillance et le diagnostic et résoudre encore toute une série de problèmes complexes.

II. 3. 2. Modélisation mathématique dans le repère(α, β) lié au stator

Lorsque l'intérêt porte sur la variation du flux et des courants, les équations (2.24) constituent le modèle mathématique approprié du micromoteur asynchrone monophasé dans le système d'axe(α, β)

$$\begin{aligned}
&\frac{d}{dt}\psi^s_{1(\alpha,\beta)} = u^s_{1(\alpha,\beta)} - R^s i^s_{1(\alpha,\beta)};\\
&\frac{d}{dt}\psi^r_{1(\alpha,\beta)} = R^r i^r_{1(\alpha,\beta)} - p\omega_r \psi^r_{1(\alpha,\beta)};\\
&\frac{d}{dt}\psi^s_{2(\alpha,\beta)} = \pm u^s_{2(\alpha,\beta)} - R^s i^s_{2(\alpha,\beta)};\\
&\frac{d\psi^r_{2(\alpha,\beta)}}{dt} = -R^r i^r_{2(\alpha,\beta)} + p\omega_r \psi^r_{2(\alpha,\beta)};
\end{aligned} \qquad (2.24)$$

En décomposant le flux et les courants on peut obtenir les équations de ces derniers dans le cas du champ elliptique toujours exprimé dans le système d'axe (α, β) .
Les courants directs et inverses s'expriment comme :

$$i^{s}_{1(\alpha,\beta)} = (1/\sigma L^{s})\,\psi^{s}_{1(\alpha,\beta)} - (M/\sigma L^{r}L^{s})\,\psi^{r}_{1(\alpha,\beta)} \;;$$
$$i^{r}_{1(\alpha,\beta)} = (1/\sigma L^{r})\,\psi^{r}_{1(\alpha,\beta)} - (M/\sigma L^{r}L^{s})\,\psi^{s}_{1(\alpha,\beta)} \;;$$
$$i^{s}_{2(\alpha,\beta)} = (1/\sigma L^{s})\,\psi^{s}_{2(\alpha,\beta} - (M/\sigma L^{r}L^{s})\,\psi^{r}_{2(\alpha,\beta)} \;;$$
$$i^{r}_{2(\alpha,\beta)} = (1/\sigma L^{r})\,\psi^{r}_{2(\alpha,\beta)} - (M/\sigma L^{r}L^{s})\,\psi^{s}_{2(\alpha,\beta)} \;;$$

L'équation du couple électromagnétique sera comme suit

$$C_{ém} = M\,(i^{r}_{1\alpha}.i^{s}_{1\beta} - i^{s}_{1\alpha}.i^{r}_{1\beta} + i^{r}_{2\alpha}.i^{s}_{2\beta} - i^{s}_{2\alpha}.i^{r}_{2\beta} + i^{r}_{1\alpha}.i^{s}_{2\alpha} - i^{s}_{2\beta}.i^{r}_{1\beta} + i^{r}_{2\alpha}.i^{s}_{1\beta} - i^{s}_{1\alpha}.i^{r}_{2\beta}).$$

Le flux peut s'exprimer comme la somme du produit du courant par les inductances en unités relatives.

$$\Psi^{s,r}_{1,2\,(\alpha,\beta)} = L^{s,r}\,i^{s,r}_{1,2\,(\alpha,\beta)} + M.\,i^{r,s}_{1,2\,(\alpha,\beta)}\,. \qquad (2.25)$$

En résolvant les équations algébriques intervenant dans le système d'équation(2.24) par rapport aux courants $i^{r}_{1,2\alpha}$ et $i^{r}_{1,2\,\beta}$ exprimés par les flux $\Psi^{r}_{1,2\,\alpha}\,\Psi^{r}_{1,2\,(\beta)}$ nous obtenons :

$$\frac{d}{dt}\,i^{r}_{1(\alpha,\beta)} = a\,u^{s}_{1(\alpha,\beta)} + (b/M)\,\psi^{r}_{1(\alpha,\beta)} - i^{r}_{1(\alpha,\beta)}\,(B+C) - (p\omega_{r}/\sigma L^{r})\,\psi^{r}_{1(\beta\,\alpha)} \;;$$
$$\frac{d}{dt}\,i^{r}_{2(\alpha,\beta)} = a\,u^{s}_{2(\alpha,\beta)} + (b/M)\,\psi^{r}_{2\,(\alpha,\beta)} - i^{r}_{1(\alpha,\beta)}\,(B+C) - (p\omega_{r}/\sigma L^{r})\,\psi^{r}_{2(\beta\alpha)} \;;$$
$$\frac{d}{dt}\,\psi^{r}_{1\,(\alpha,\beta)} = -R^{r}\,i^{r}_{1(\alpha,\beta)} - p\omega_{r}\,\psi^{r}_{1(\beta\alpha)} \;; \qquad (2.26)$$
$$\frac{d}{dt}\,\psi^{r}_{2(\alpha,\beta)} = -R^{r}\,i^{r}_{2(\alpha,\beta)} + p\omega_{r}\,\psi^{r}_{2\,(\beta\alpha)} \;;$$

où

$$a = M/(M/\sigma L^{s}L^{r}) \;;\; b = R^{r}(M/\sigma L^{r}L^{s}) \;;\; C = M(R^{r}/\sigma L^{r}L^{s}) \;;\; B = (R^{s}/\sigma L^{r}L^{s}).$$

Le couple électromagnétique transitoire pour le moteur diphasé s'exprime comme.

$$C_{ém} = \psi^{r}_{1\beta}.i^{r}_{1\alpha} - \psi^{r}_{1\,\alpha}.i^{r}_{2\,\beta} + \psi^{r}_{1\beta}.i^{r}_{2\,\alpha} - \psi^{r}_{2\,\alpha}.i^{r}_{2\,\beta} + \psi^{r}_{1\,\beta}.i^{r}_{2\,\alpha} - \psi^{r}_{2\,\alpha}.i^{r}_{2\,\beta} + \psi^{r}_{1\beta}.i^{r}_{2\,\alpha} - \psi^{r}_{1\,\alpha}.i^{r}_{2\,\beta}$$

En substituant dans (2.24) on peut obtenir le modèle mathématique exprimé par les flux.

$$\frac{d}{dt}\,\psi^{s}_{1(\alpha,\beta)} = u^{s}_{1(\alpha,\beta)} - (R^{s}/\sigma L^{s}).\,\psi^{s}_{1\,(\alpha,\beta)} + M(R^{s}/\sigma L^{r}L^{s})\,\psi^{r}_{1\,(\alpha,\beta)} \;;$$
$$\frac{d}{dt}\,\psi^{r}_{1(\alpha,\beta)} = M(R^{r}/\sigma L^{s}L^{r})\,\psi^{s}_{1(\alpha,\beta)} - (R^{r}/\sigma L^{r}).\,\psi^{r}_{1(\alpha,\beta)} - p\,\omega_{r}\,\psi^{r}_{1(\beta,\alpha)} \;;$$
$$\frac{d}{dt}\,\psi^{s}_{2(\alpha,\beta)} = +u^{s}_{2\,(\alpha,\beta)} - (R^{s}/\sigma L^{s}).\,\psi^{s}_{2\,(\alpha,\beta)} + M(R^{s}/\sigma L^{r}L^{s})\,\psi^{r}_{2\,(\alpha,\beta)} \qquad (2.27)$$
$$\frac{d}{dt}\,\psi^{r}_{2(\alpha\,\beta)} = M(R^{r}/\sigma L^{s}L^{r})\,\psi^{s}_{2\,(\alpha\,\beta)} - (R^{r}/\sigma L^{r}).\,\psi^{r}_{2(\alpha\,\beta)} + p\,\omega_{r}\,\psi^{r}_{2\,(\beta,\alpha)}$$

$$C_{ém.} = (M/\sigma L^{s}L^{r})(\psi^{s}_{1\beta}.\psi^{r}_{1\alpha} - \psi^{r}_{1\beta}.\psi^{s}_{1\alpha} + \psi^{s}_{2\beta}\,\psi^{r}_{2\,\alpha} - \psi^{r}_{2\beta}\,\psi^{s}_{2\,\alpha} + \psi^{s}_{1\beta}\,\psi^{r}_{2\,\alpha} - \psi^{r}_{2\beta}.\psi^{s}_{1\alpha} - \psi^{r}_{1\,\alpha}.\psi^{s}_{2\beta} + \psi^{r}_{1\beta}\,\psi^{s}_{2\,\alpha}) \;; \qquad (2.28)$$

$$J\,\frac{d}{dt}\,\omega_{r} = p.C_{ém} - C_{st.}\mathrm{sing}\,\omega_{r} \qquad (2.29)$$

Dans l' expression (2.29) $C_{st.}\text{sing}\ \omega_r$ signifie que le couple résistant ne peut changer de signe avec le sens de rotation.

II. 3 .3. Elaboration des modèles mathématiques des MAC et des MAED.

Il est connu de la théorie que les équations différentielles constituant le modèle mathématique décrivent les régimes transitoires et stationnaires.

Les équations du régime statique, cas particulier des équations de la dynamique peuvent être obtenues à partir de ces dernières si dans les équations des tensions électrique on substitue l'opérateur différentiel par jω.

La résolution du modèle mathématique analogique ou numérique permet d'étudier les régimes de fonctionnement stables et transitoires des machines asymétriques (à champ elliptique dans l'entrefer) à la condition de fixer la vitesse de rotation.

Le modèle mathématique décrivant les processus ayant lieu dans les micromoteurs asynchrones diphasé asymétriques à rotor (à cage) en court circuit et à enroulements statoriques asymétriques peut s'écrire sous sa forme la plus simple à partir de (2.24) dans le système d'axes de références(α, β) fixé au rotor

$$
\begin{aligned}
&\frac{d\,\psi^s_\alpha}{dt} = u^s_\alpha - R^s i^s_\alpha ;\\
&\frac{d\,\psi^s_\beta}{dt} = u^s_\beta - R^s i^s_\beta \ ;\\
&\frac{d\,\psi^r_\alpha}{dt} = -\omega_r \psi^r_\beta - R^r i^r_\alpha \ ;\\
&\frac{d\,\psi^r_\beta}{dt} = \omega_r \psi^r_\alpha - R^r i^r_\beta \ ;
\end{aligned}
\qquad (2.30)
$$

Les expressions pour le calcul des courants peuvent s'exprimer sous la forme.

$$
\begin{vmatrix} i^s_\alpha \\ i^s_\beta \\ i^r_\alpha \\ i^r_\beta \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} (L^r_\alpha/A) & 0 & M/A & 0 \\ 0 & L^r_\beta/B & 0 & -kM/B \\ -(M/A) & 0 & (L^s_\alpha/A) & 0 \\ 0 & kM/B) & 0 & -(L^s_\beta/B) \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \psi^r_\alpha \\ \psi^r_\beta \\ \psi^r_\alpha \\ \psi^r_\beta \end{vmatrix} \qquad (2.31)
$$

où

$A = L^s_\alpha L^r_\alpha - M^2$; $B = L^s_\beta L^r_\beta - k^2M^2$

$k = (W_{SB}.k_{b.SB} / W_{SA}.k_{b.SA})^2 = M_{bB}/M_{aA}$ est le coefficient de réduction

M_{bB} **et** M_{Aa} sont les réactances inductives mutuelles entre stator et rotor.

L'équation du couple aura pour expression

$$C_{ém} = M\,(k\, i^s_\beta\, i^r_\alpha - i^s_\alpha\, i^r_\beta) \qquad (2.32)$$

L'équation du mouvement

$$\frac{d}{dt}\omega_r = p / J (C_{ém} - C_{st.}) \qquad (2.33)$$

II. 3. 3.1 Modèle mathématique du MAC à CD et à CP

Il se calcule à partir des conditions d'obtention du champ circulaire au démarrage. Après le processus de démarrage l'enroulement auxiliaire est mis hors circuit et le moteur continue à fonctionner en monophasé. Ainsi l'élaboration du modèle mathématique prend en compte de la tension soumise à l'enroulement du moteur après le branchement du condensateur qui est formulé par

$$u^s_\alpha = u_s$$
$$u^s_\beta = u^s_\alpha - 1/C_{cap} \int i^s_\beta dt . \qquad (2.34)$$

où:

$u^s_\alpha = u_s = U_m \sin \omega t$;

C : est la capacité du condensateur.

- Le MAC à CP.

ce qui est souligné ci-dessus reste valable.

- MAC à CP et à CD

La tension aux bornes de l'enroulement auxiliaire dans ce cas tient compte de la chute de tension aux bornes de la capacité équivalente.

$$u^s_\alpha = u_s$$
$$u^s_\beta = u^s_\alpha - [1 / (C_{cap.d} + C_{cap.s})] \int i^s_\beta dt . \qquad (2.35)$$

II.3.3.2. Modèle mathématique du MAED à résistance élevée (Split phase motor)

Pour ce moteur la tension aux bornes de l'enroulement auxiliaire en considérant la chute de tension de la résistance active(r_{aux}) sera.

$$u^s_\alpha = u_s$$
$$u^s_\beta = u^s_\alpha - r_{aux.} i^s_\beta . \qquad (2.36)$$

II. 3. 3. 3 Modèle mathématique du MAC à CD et à résistance élevée.

La tension aux bornes de l'enroulement auxiliaire du moteur s'écrit.

$$u^s_\alpha = u_s$$
$$u^s_\beta = u^s_\alpha - 1/C_{cap} \int i^s_\beta dt - r_{aux.} i^s_\beta . \qquad (2.37)$$

III.1 Introduction.

Des questions de grand intérêt méritent d'être soulevées dans le calcul précis des micro moteurs asynchrones. Elles concernent le choix optimal des capacités et l'influence des pertes actives dans le fer, de la saturation et des harmoniques supérieurs sur les performances technologiques. Ces problèmes ont été un peu développés pour les machines symétriques.

Par contre, ils ont fait souvent l'objet de négligence dans les travaux de recherches. Leur considération complique davantage les modèles mathématiques et par conséquent les calculs des performances.

Pendant le dimensionnement des machines électriques triphasées et symétriques de moyennes et grandes puissances nous supposons souvent que leur effet est relativement négligeable .

Leur prise en compte est justifiée des fois par l'introduction de coefficients calculés sur la base de formules empiriques ou semi empiriques. Cependant, dans le cas des machines asymétriques alimentées en monophasé et en plus de faible puissance leur impact est tellement importante sur le dimensionnement et les performances technologiques que nous ne pouvons pas les ignorer.

III.1.1. Influence de la valeur de la capacité sur les caractéristiques et son Optimisation.

Selon que le condensateur est calculé pour optimiser le couple de démarrage, le rendement ou le facteur de puissance au fonctionnement nominal, le cos φ et le rendement prennent des valeurs très différentes , le tableau suivant donne quelques exemples et montre une comparaison avec un cas triphasé.

		C_d/C_n	$Cos\varphi_n$	μ en %
Mono	120W; 1400trs/mn	1.5	0.58	50
Tri		0.4	0.9	57
		2.4	0.63	60
Mono	500W; 1400 trs/mn	1.2	0.64	62
Tri		0.35	0.92	66
		2.2	0.73	73.5

Tableau 3.1. Comparaison des indices externes du MAC avec le moteur asynchrone triphasé[Mulj 93]

En outre , la valeur optimale de la capacité est différente selon le point de fonctionnement considéré (démarrage ou régime nominal) ; il est ainsi envisageable de la faire varier en plaçant à ses bornes un triac. Ceci permet de trouver par exemple un meilleur compromis entre le couple de démarrage et le rendement au point nominal.

Tout ceci justifie le regain d'intérêt particulier que nous réservons au calcul du condensateur optimal et au calcul des régimes statiques puisque le condensateur est déduit des conditions du champ circulaire dans l'entrefer de la machine (régime nominal).
Cependant l'étude des processus transitoires dans ce type de moteur à condensateur est de grande importance. Dans certains cas l'exigence aux propriétés dynamiques est décisive tels que : la durée du processus transitoire, la stabilité de la vitesse instantanée du rotor, les caractéristiques mécaniques dynamiques.

III. 1. 2. Application et Résultats du choix optimal du condensateur

L'application que nous menons a pour objectif l'évaluation des caractéristiques statiques et dynamiques essentielles et le choix des valeurs optimales des condensateurs de démarrage et de fonctionnement d'un MAC . Cette application expérimentale a été réalisé au laboratoire sur le micro moteur à condensateur dont les données et les paramètres calculés sont.

$\mathbf{U^s_{\alpha\ Nom.}} = 220V$; $\mathbf{2p} = 4$;
$\mathbf{R^s_\alpha} = \mathbf{R^s} = 16.60\ ohms$; $\mathbf{R^r} = 22\ ohms$
$\mathbf{L^s_\alpha} = \mathbf{L^s_\beta} = 0.837H$; k $=1$; $\mathbf{L^r} = 0.0255\ H$;
$\mathbf{J} = 2.18.10^{-3}\ N.m.s^2$.

L'accroissement de la capacité conduit à l'amélioration des caractéristiques mécaniques statiques. Cependant la vitesse à vide diminue ; l'utilisation du MAC se dégrade (Fig3.1). Ceci est vérifié par les résultats de la modélisation.

Nous pouvons déterminer la valeur de la capacité pour laquelle le moteur fournit une puissance maximale et par conséquent une amélioration du rendement.

La puissance du moteur pour une capacité **C= 40µF** dépasse les ***50%*** de celle calculée pour la capacité nominale $\mathbf{C_{cap.}} = \mathbf{12\ \mu F}$. En outre la continuité de l'augmentation de la capacité entraînera une régression de la puissance (Fig3.1).

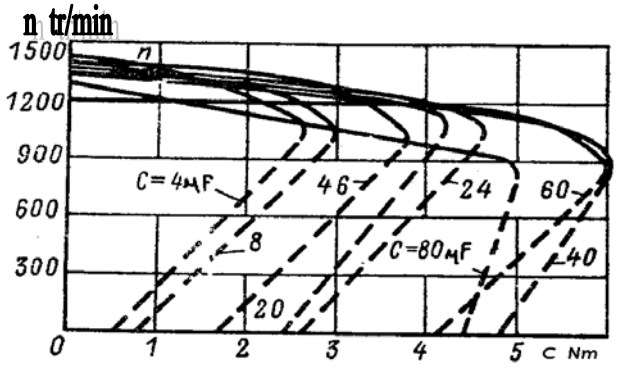


Fig.3.1. Caractéristiques mécaniques pour diverses valeurs de la Capacité $C_{cap.}$ [Veinnot, 77]]

La valeur maximale de la capacité de service dans le circuit du moteur est choisie en tenant compte de la tension u^s_β et du courant i^s_β de la phase dans laquelle se trouve le condensateur.
Le caractère de la variation $\mathbf{u^s_\beta = f\ (C_{cap}\ )}$ et $\mathbf{i^s_\beta = f\ (C_{cap})}$ est représenté en figure 3.2.

Le couple de démarrage du micro moteur (Fig3.3) atteint sa valeur maximale pour une capacité de **C =60 µF**. L'augmentation au delà de **60 µF** conduit à une diminution du couple de démarrage puisque la tension de l'enroulement du moteur avec le branchement du condensateur diminuera aussi.

La relation $t_d = f(C_{cap.})$ montre clairement que pour $\mathbf{C_{cap.}}$**> 40 µF**, pratiquement le temps de démarrage t_d n'a pas diminué bien que le couple de démarrage a lieu pour C_{cap}=60 µF.

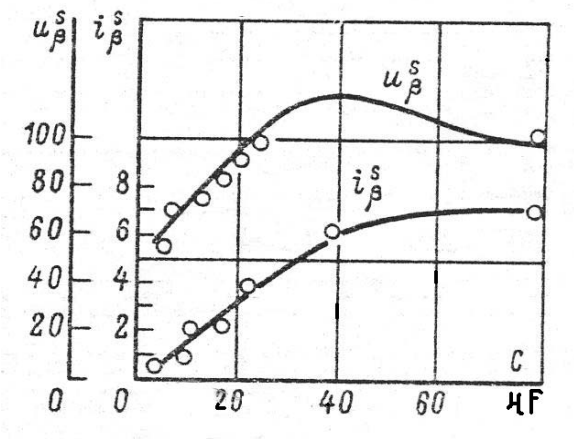


Fig. 3. 2. $u^s_\beta = f(C_{cap})$ et $i^s_\beta = f(C_{cap})$

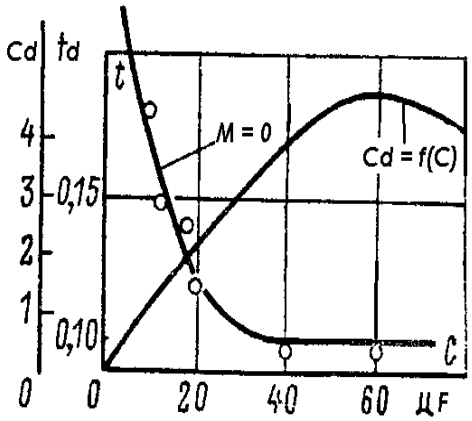


Fig. 3. 3. $C_d, t_d = f(C_{cap.})$

La caractéristique mécanique dynamique du MAC pour C =80 µF(figure3.4)
explique cette incompatibilité.
La relation $t_d = f(C_{cap.})$ montre clairement que pour $C_{cap.}$> 40 µF, pratiquement le temps de démarrage t_d n'a pas diminué bien que le couple de démarrage a lieu pour C_{cap}=60 µF.

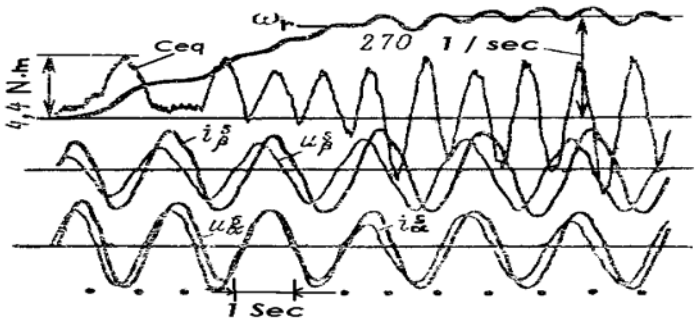


Fig. 3.4.Démarrage du MAC à vide avec $C_{cap.}$= 80µF. [Collins, 90]

La caractéristique mécanique dynamique du MAC pour *C =80 µF* (Fig.3.4).
explique cette incompatibilité. L'augmentation de la capacité provoque une ellipsoïdalité remarquable du champ magnétique dans la machine et l'apparition des pulsations dans la courbe du couple électromagnétique. Elle entraîne aussi une variation du déphasage entre le courant et la tension de la phase auxiliaire durant le régime transitoire. (fig.3.4).

Lorsque la capacité varie de *40 à 60µF* l'énergie dépensée en plus par la croissance de C_d sert à compenser ces pulsations et par conséquent la durée du processus de démarrage est accentuée.
Cette première analyse confirme que t_d des micromoteurs asymétriques n'est pas déterminé par C_d mais plutôt par la considération des pulsations du couple électromagnétique obtenues.

L'observation des courbes de la figure3.3 .montre que le temps minimum de démarrage pour le micromoteur expérimenté est atteint pour un condensateur de démarrage $C_{cap.d}$ n' excédant pas 30 à 35 μF et correspondant aux rapports des couples et du courant au démarrage :

$$\mathbf{C_{dém}/C_{dém.nom} \approx 2.2 \quad ; \quad I^s_{\beta.dém} / I^s_{\beta.nom} = 2.5,}$$

où

$C_{dém.nom}$ et $I^s_{\beta.nom}$ - les valeurs nominales du couple de démarrage et le courant pour la capacité calculée C_{cap}= 12 μF.

L'oscillogramme du processus de démarrage (fig.3.5) du MAC sans charge est obtenu à partir des résultats de la modélisation pour une alimentation en tension sinusoïdale avec un déphasage de π/2.

De facto dans le régime stationnaire, l'oscillation de la vitesse est absente puisque dans ce cas le champ est circulaire et le temps de démarrage est minimal.

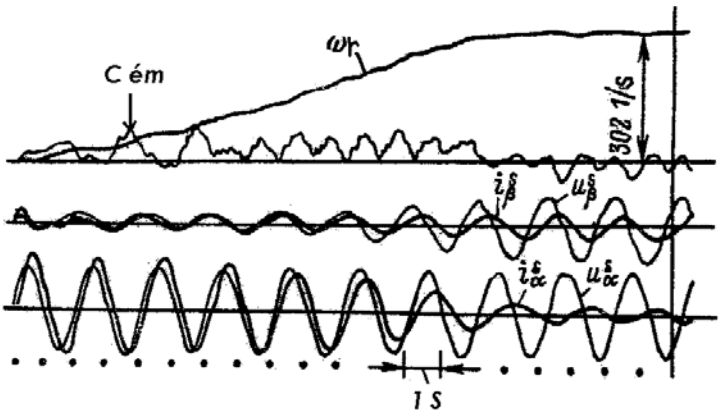


Fig.3.5. Démarrage du moteur pour un déphasage φ= 90° et C_{cap}=30 μF

Le processus de démarrage du moteur pour C_{cap} *=12 μF* (Fig.3.6) est plus lent . Ceci atteste de la présence du champ inverse.

Au régime nominal, des pulsations dont la fréquence est le double de celle du réseau d'alimentation apparaissent sur la courbe du couple électromagnétique. Ceci provoque l'oscillation de la vitesse angulaire du rotor.

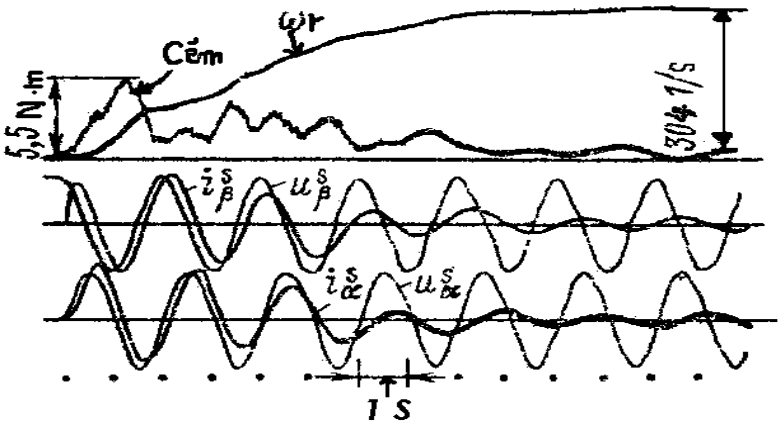


Fig.3.6. Démarrage du moteur pour un déphasage φ= 90° et C_{cap}=12 μF [Collins,90]]

La pulsation de la vitesse est augmentée pour les grandes valeurs des capacités. L'augmentation de la capacité de travail améliore la linéarité de la caractéristique mécanique statique, mais seulement l'uniformité de marche du moteur sera détériorée.

C'est pourquoi la méthode favorisant l'amélioration de la linéarité de la caractéristique mécanique statique ne peut être recommandée pour des exigences sévères de l'uniformité de la vitesse angulaire du rotor.

III. 1. 3. Conclusion.

Sur la base de cette étude expérimentale on détermine sans grande erreur le régime optimal de fonctionnement du MAC en tenant compte des caractéristiques mécaniques statiques.
Pour notre micromoteur il s'avère utile de brancher deux condensateurs dans la phase auxiliaire :

- un condensateur de démarrage $C_{cap.d.} = 30\ \mu F$ qui assure le démarrage du moteur jusqu'à sa vitesse stable en un temps $t_d = 0.105s$ et un $C_{dém.} / C_{dém.nom.} = 2.2$;
- un condensateur de service C=12 µF, qui assurera une bonne uniformité relative de la vitesse angulaire(fig.3.6) et une puissance nominale $P_2 = 200W$.

III.2. Approche pour la considération des Pertes fer , des Harmoniques supérieurs et de la saturation dans le calcul des indices externes des MAC et MAED

III. 2.1. Influence des Pertes fer et des harmoniques. Modèle mathématique approprié .

III.2.1.1. Méthode de la prise en compte des pertes fer dans le calcul des indices externes.

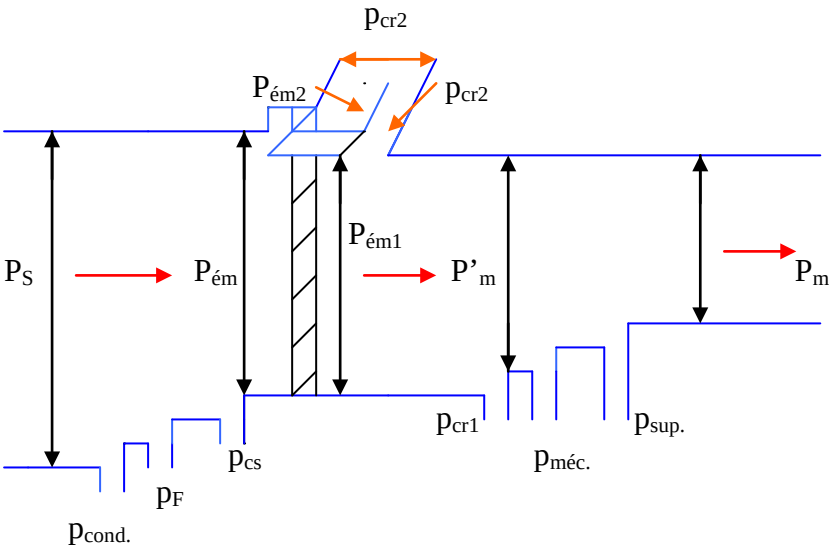


Fig. 3. 7. Diagramme énergétique d'un micro moteur asynchrone asymétrique.

Le diagramme énergétique (Fig. 3.7)montre bien que la présence de la composante inverse du courant dans les moteurs asymétriques contribue à la croissance de la puissance absorbée ***(P_S)*** couvrant toutes les pertes liées aux composantes directe et inverse et implique l'affaiblissement de la puissance mécanique.
Par conséquent tout ceci conduit à la diminution du rendement et à la restriction de l'utilisation du moteur asynchrone monophasé.
Les pertes fer apparaissent dans le micro moteur asynchrone asymétrique suite au champ tournant elliptique . Elles peuvent être définies comme la somme des pertes dues respectivement aux champs direct et inverse.
La possibilité de considérer l'influence de ces pertes est d'utiliser le modèle électrique primitif corrigé (Fig.2.14). La résistance active r_{mA} insérée dans la branche magnétisante représente les pertes fer.

$$r_{mA} = 2\,E^2_{A1} / \Delta P_{Fer\,S1} = 2\,E^2_{A2} / \Delta P_{Fer\,S2}. \qquad (3.1)$$

avec :

$E_{A1} = I_{A1}(r_{rA1} + jx_{rA1})$; $E_{A2} = I_{A2}(r_{rA2} + jx_{rA2})$
$\Delta P_{Fer\,S2} = \Delta P_{Fer\,S1}(E^2_{A2}/ E^2_{A1})$

L'expression (3.1) considère uniquement les pertes actives dans le fer statorique.
Les pertes fer rotoriques participent à la création du couple et doivent également être pris en compte par des corrections sur la valeur de la résistance du rotor r_{RA} qui varie d'un glissement à un autre.
Ainsi le calcul précis des pertes actives dans le fer du rotor s'avère très délicat. Il peut être résolu par la même méthode appliquée au stator. Mais les modèle électrique et mathématique deviennent encombrants et compliqués. Cependant comme leurs valeurs sont réellement insignifiantes nous pouvons nous permettre de les négliger.

L' évaluation des pertes fer dans le stator s'avère un peu surdimensionnée puisque les forces électromotrices directs et inverses E_{A1} et E_{A2} sont calculées sans les pertes fer.
L'erreur provient du fait que les courants complémentaires sont supposés en phase avec la tension U et non avec les fém E_{A1} et E_{A2} .
Cette erreur sera réduite en corrigeant le modèle électrique par l'insertion de r_{mA} dans la poche magnétisante et en évaluant au fur et à mesure les pertes fer statoriques pour chaque variation du coefficient de saturation k_μ .
La détermination de r_{mA} exige une amélioration de la méthode de calcul classique du circuit magnétique(ANNEXE I) .
La précision de la fem $E_{1(1)}$ de l'harmonique fondamental lors du calcul du circuit magnétique (r_{mA} , x_{mA}) est obtenue par un calcul itératif avec :
comme première approximation :

$E_{1(1)} = 0.9\,U_{nom.}$ pour g = 0.005 (premier point pour le régime à vide)

et comme critère de fin de l'itération :

$$\left|\Delta E\right| < 1$$

Le modèle mathématique approprié pour le calcul des courants directs et inverses statoriques et rotoriques en tenant compte de l'influence des pertes fer a pour base le modèle électrique corrigé (fig.2.10) .

$$\begin{vmatrix} \bar{U} \\ \bar{U} \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} Z_{SA}+Z_{OA} & Z_{SA}+Z_{OA} & Z_{OA} & Z_{OA} \\ (j/k)(Z_{SB}+Z_C+Z_{OB}) & -(j/k)(Z_{SB}+Z_C+Z_{OB}) & (j/k)(Z_{OB}) & -(j/k)(Z_{OB}) \\ Z_{OA} & 0 & Z_{OA}+jx_{RA}+r_{RA}/g & 0 \\ 0 & Z_{OA} & 0 & Z_{OA}+jx_{RA}+r_{RA}/(2-g) \end{vmatrix} \begin{vmatrix} I_{A1} \\ I_{A2} \\ I_{RA1} \\ I_{RA2} \end{vmatrix} \quad \textbf{(3.2)}$$

avec :

$Z_{OA} = jx_{mA}\, r_{mA} / r_{mA} + jx_{mA}$;
$Z_{SA} = r_{SA} + jx_{SA}$;
$Z_{SB} = r_{SB} + jx_{SB}$;
$Z_{OB} = k^2 Z_{OA}$.

Les valeurs précises des courants statoriques permettent d'obtenir une nette amélioration dans l'évaluation des pertes électriques dans le stator et dans le condensateur ainsi que la précision du facteur de puisance (**cos φ et U_C**). Les résultats de calculs sont représentés sur la figure 3.8.
Le modèle exprimé par les paramètres relatifs (Annexe.III) représente clairement les processus de fonctionnement dans les moteurs asynchrones asymétriques à deux enroulements et est très recommandé pour les calcul de vérification et de conception assistée par ordinateur.

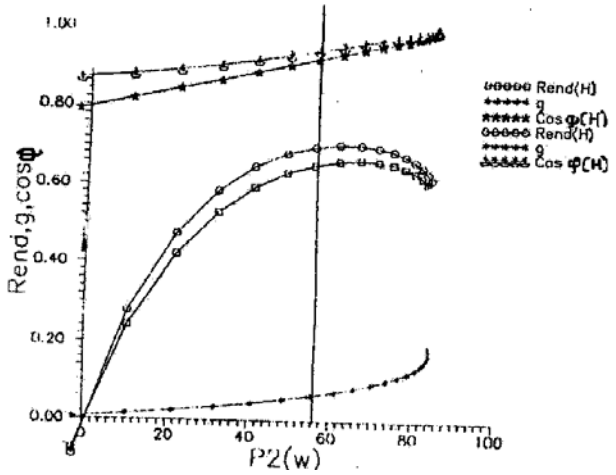


Fig. 3. 8. Influence des pertes fer sur les indices externes du MAC-60

III.2.1.2. Influence des harmoniques supérieurs d'espace . Analyse des résultats de calcul et expérimentaux du MAC.

III. 2. 1. 2.1. Degré d'importance de l'impact des harmoniques supérieurs d'espace sur les caractéristiques externes.

Nous ne considérons pas l'influence des harmoniques de temps générées par la source d'alimentation ou bien par la non linéarité du couple sur l'arbre, ni celles générée par la saturation . Ceci complique davantage le modèle et d'autant plus que leur l'influence sur les caractéristiques est relativement négligeable par rapport à celle due aux harmoniques supérieures d'espace liées à la machine.

les moteurs asynchrones actuels de faible puissance disposent d'enroulements statoriques réalisés pour un nombre d'encoches par pôle et par phase (q) relativement petit .C'est pourquoi la prise en compte des harmoniques supérieurs d'espace devient très actuelle et leur rôle est encore plus accentué lorsqu'il s'agit de micromoteurs asynchrones monophasés à cause de la présence du troisième harmonique.

La présence des harmoniques supérieurs d'espace du champ magnétique est justifiée par la non sinusoïdalité de la répartition des spires et de la force magnétomotrice à travers l'alésage du stator. Le champ magnétique non sinusoïdal créé par le courant statorique induit dans les barres du *« rotor à cage »* un grand spectre de forces électromotrices et de courants de différentes fréquences.

III.2.1.2.2 Modèles électrique et mathématique proposés pour la prise en compte des harmoniques supérieurs et des pertes fer

Nous proposons sur la figure 3.9. un modèle électrique considérant les harmoniques supérieurs suivi d'un modèle mathématique(4.90) destiné pour l'étude et l'analyse du micro moteur asynchrone monophasé. Le stator est décrit par une seule équation pour les composantes directes et inverses tandis que pour le rotor à chaque harmonique correspond une équation.

Nous pouvons avoir une infinité d'équation mais nous nous limitons à considérer uniquement cinq harmoniques supérieurs. Les résultats de calcul confirment que seuls les **3ème, 5 ème et 7 ème** harmoniques ont une influence assez remarquable (Fig.3.10) sur les caractéristiques du micro moteur asynchrone monophasé

Le modèle électrique pour le MAED à rotor à cage avec la prise en compte des harmoniques supérieurs se présente comme suit

$$\tilde{U}_{A1,2} = I_{A1,2}\,(r_{SA}+jx_{SA}) + jI_{A1,2}\sum x_{\nu mA} + j\sum I_{\nu R1,2}\,x_{\nu mA} = \tilde{U}_{A1,2}$$

$$0 = jI_{A1,2}\,x_{\nu mA} + jI_{\nu R1,2}\,x_{\nu mA} + I_{\nu R1,2}\,(r_{\nu RA}/g_{\nu 1,2} + j\,x_{\nu RA}) \qquad (3.3)$$

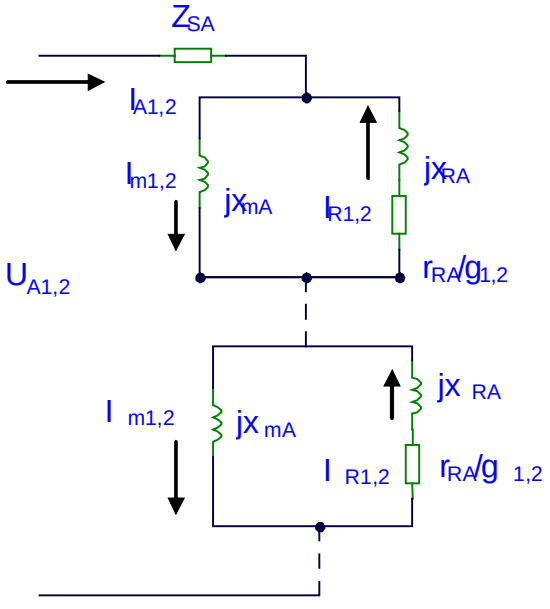


Fig. 3. 9. Modèle électrique pour le micro moteur monophasé à élément de démarrage et l'influence des harmoniques supérieurs.

L'ordre des harmoniques doit être aussi pris en considération

$$\nu = 4n + 1$$

où

$n = 0, \pm1, \pm2,$

n = ……	0	-1	+1	-2	+2	-3	+3	-4	+4
ν = ……..	+1	-3	+5	-7	+9	-11	+13	-15	+17

Les valeurs de $\nu < 0$ correspondent aux harmoniques ayant un sens opposé à l'harmonique fondamental.

Le glissement direct $g_{\nu 1}$ et inverse $g_{\nu 2}$ s'écrivent

$g_{\nu 1} = 1 + \nu(g-1)$

$g_{\nu 2} = 1 - \nu(g-1)$

La résolution du modèle (4.90) par ordinateur permet le calcul et l'analyse des caractéristiques du MAED.

Le couple résultant des composantes symétriques

$$C_{1,2} = 2 \sum_{\nu=1} (\nu . I_{\nu R1,2} / \Omega_0 \, g_{\nu 1,2}) r_{\nu R} \qquad (3.4)$$

où Ω_0 est la vitesse angulaire de synchronisme de l'harmonique fondamental du champ.

Le couple résultant :

$$C = C_1 - C_2 \qquad (3.5)$$

Les pertes électriques totales dans le rotor

$$p_{cr} = 2 \sum_{\nu=1} r_{\nu R} \, (I^2_{\nu R1} + I^2_{\nu R2}) \qquad (3.6)$$

Le modèle mathématique du MAC à rotor à cage en dont les enroulements principaux et auxiliaires sont branchés en parallèle peut se formuler comme :

$$\begin{aligned}
\bar{U} &= I_{A1}[r_{SA} + j(x_{SA} + \sum_{\nu} x_{\nu mA})] + I_{A2}[r_{SA} + j(x_{SA} + \sum_{\nu} x_{\nu mA})] + \\
&\quad + j \sum_{\nu} I_{\nu R1} x_{\nu mA} + j \sum_{\nu} I_{\nu R1} x_{\nu mA} \\
\bar{U}_k &= jI_{A1}[r_{SB} + j(x_{SB} + k^2 \sum_{\nu} x_{\nu mA} - x_C)] - j I_{A2}[r_{SB} + j(x_{SB} + k^2 \sum_{\nu} x_{\nu mA} - x_C)] - \\
&\quad - k^2 \sum_{\nu} I_{\nu R1} x_{\nu mA} + k^2 \sum_{\nu} I_{\nu R2} x_{\nu mA} \\
0 &= j I_{A1} x_{\nu mA} + I_{\nu R1}[r_{\nu RA} / g_{\nu 1} + j(x_{\nu RA} + x_{\nu mA})] \\
0 &= j I_{A2} x_{\nu mA} + I_{\nu R2}[r_{\nu RA} / g_{\nu 2} + j(x_{\nu RA} + x_{\nu mA})]
\end{aligned} \qquad (3.7)$$

On suppose que le coefficient de saturation k_μ est le même pour toutes les harmoniques du champ lors du calcul des paramètres.
Sa valeur est déterminée sur la base de méthodes développées de calcul précis du circuit magnétique du micromoteur.

L'induction dans l'entrefer est déduite de la composante directe de l'harmonique fondamental de la fem dont la valeur préalable se précise par une méthode itérative ayant $\Delta E < 1$ comme critère de convergence.

La procédure itérative converge rapidement et nécessite au maximum 3 à 5 approximations.
En qualité de première approximation on prend $E_{1(1)} = 0.9U_n$ ***pour*** g =0.005.

$$\Delta E_{(1)} = E_{1(2)} - E_{1(1)}$$
$$E_{1(i)} = E_{1(i-1)} + (E_{1(i-1)} - E_{1(i-2)}) \Delta E_{(i-1)} / \Delta E_{1(i-2)} - \Delta E_{1(i-1)} \qquad (3.8)$$

Après résolution du modèle mathématique, l'influence des pertes fer est prise en considération par la correction des composantes des courants obtenus.

$$I_{SA1,2} = I_{A1,2} [1 + (r_{RA1,2} + jx_{RA1,2}) / r_{mA}] ; \qquad (3.9)$$
$$I_{SB1,2} = I_{B1,2} [1 + (r_{RA1,2} + jx_{RA1,2}) / r_{mA}]$$

Un schéma du programme pour le calcul préalable des caractéristiques électromécaniques du MAC est établi(fig.3.10). L'organigramme et le programme principal sont données en annexe III

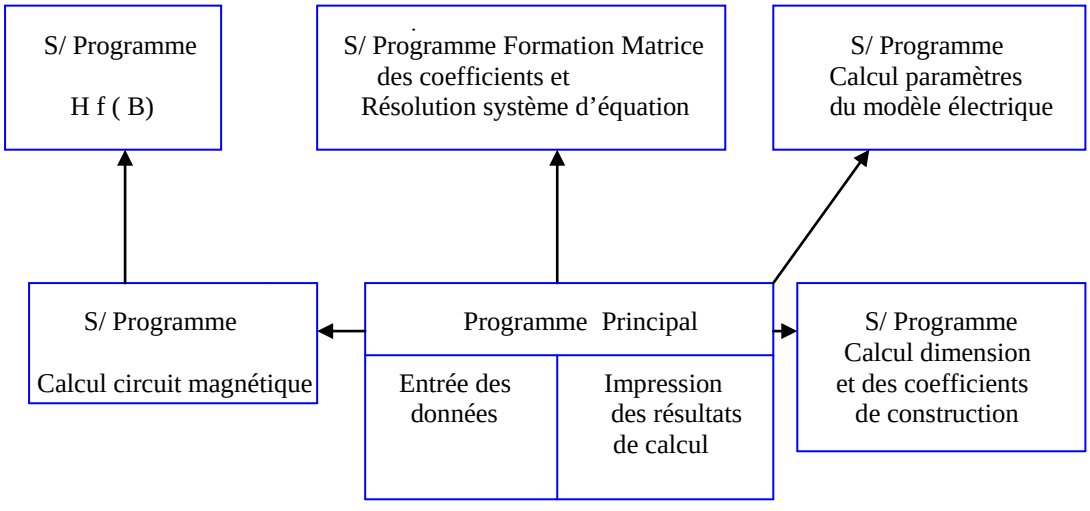


Fig.3.10. Schéma du programme de calcul des caractéristiques du MAC

Nous avons expérimenté ce programme sur trois micromoteurs asynchrones monophasés à condensateur de différentes puissances.

P = 50W 2p = 2

P = 60W 2p = 2
P = 25W 2p = 4

Afin de pouvoir cerner en détail l'analyse des caractéristiques du MAC puis trouver la valeur du couple maximal et le glissement correspondant $\mathbf{g_{max}}$, le calcul a concerné 40 valeurs du glissement :
de g =0.005 (régime à vide) jusqu'à g = 0.205 avec un pas de $\Delta g = 0.01$ et en progressant jusqu'à g = 0.995 (court circuit).
En outre nous avons mené le calcul pour six harmoniques (le fondamentale et cinq harmoniques d'ordre supérieur).
Le choix des numéros d'harmoniques est conditionné par les limites :
$\sin \pi p \nu / Z_R \# 0$.
Notre choix a concerné les plus influentes à savoir :
la fondamentale, la troisième, la cinquième, la septième et deux harmoniques principaux de la denture : $\nu = (Z_S/p) \pm 1$
Les résultats de calculs sont comparés à ceux relevés expérimentalement au laboratoire.

III. 2 .1. 2. 3 Influence de la résistivité rotorique , de l'entrefer et de l'échauffement . Résultats et analyse.

Le tableau 3.2 regroupe les résultats de calcul et expérimentaux pour le MAC-50 pour deux résistivités différentes ρ=0.0440μΩ.m et ρ=0.055μΩ.m.
P=50W ; f= 50Hz; 2p=2 ; I_n=0.4A
C= 4μF

Grandeurs	**Calculées**		**Expérimentales**
	ρ= 0.044 (μΩ.m.)	**ρ= 0.055 (μΩ.m.)**	
$\mathbf{I_o}$	0.21	0.208	0.220
$\mathbf{I_d}$	1.115	1.034	1.015
$\mathbf{P_{S0}}$	41.7	43.4	43.8
$\mathbf{P_{Sd}}$	246.1	231.0	217.4
$\mathbf{C_d}$	0.118	0.130	0.109

Tableau. 3. 2. Comparaison des résultats calculés et expérimentaux

Le calcul est mené pour deux résistivités différentes des barres rotoriques et à une température de service de 75° afin de montrer leur influence(Fig.3.11).
Le courant de démarrage I_d et le couple C_d calculés ne diffèrent pratiquement pas de ceux expérimentaux .L'écart des résultats de calcul et expérimentaux ne dépassent pas les 10-15%.
L'écart du courant à vide I_0 calculé est en dessous de 5% par rapport à l'expérimental .
Pour la puissance absorbée à vide avec les deux différentes résistivités, l'écart est de 5% .

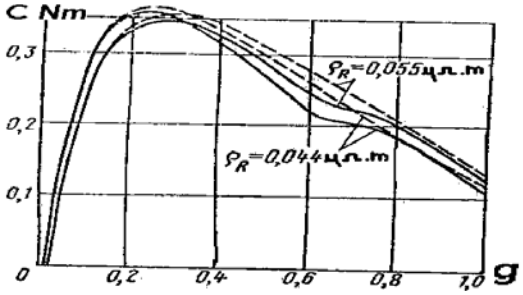


Fig. 3. 11. Caractéristique mécanique et Influence de la résistance rotorique et des harmoniques supérieurs du MAC-60.

Suite à l'augmentation de la résistivité du matériau de la cage rotorique ρ_R tout comme pour le cas des moteurs triphasés , le couple de démarrage des MAC et MAED augmente. Au niveau de la zone de service, la caractéristique mécanique devient plus souple.

Cependant, à la différence des moteurs triphasés dans lesquels ρ_R n'influe pas sur le $C_{max.}$ pour les MAC la diminution est de taille. Ceci est lié à la croissance de l'action de freinage du couple inverse.

Les figure.3.12 et 3.13 illustrent bien les caractéristiques mécaniques des micro moteurs MAC30 et MAC60 calculées à partir du premier harmonique du champ et la prise en compte de cinq harmoniques supérieurs.

Afin de révéler plus concrètement le caractère de cette influence sur le MAC-30 nous représentons les courbes des composantes du couple pour la fondamentale et les harmoniques les plus significatifs **(3ème et 5 ème)**

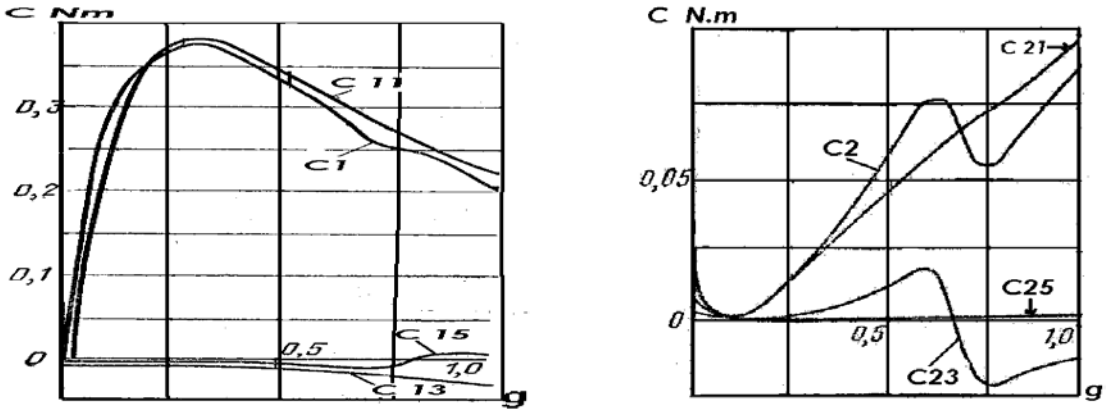


Fig. 3. 12. Couples directs (a) et inverses (b) et respectivement leurs harmoniques supérieurs d'espace MAC-50 : p=50W ; 2p=2

Les crevasses et les bosses sur la caractéristique mécanique sont conditionnées en premier lieu par le 3ème harmonique du champ inverse et dans un degré moindre le couple du 5ème harmonique du champ direct

Les calculs menés sur plusieurs micro moteurs monophasés révèlent que les harmoniques supérieurs d'espace exercent une influence significative sur la caractéristique mécanique.

Cette influence est concrétisée par une régression de 8 à12% des valeurs calculées pour le couple de démarrage, de 3 à 5% pour le couple maximal et de 1 à 4% pour le couple nominal.

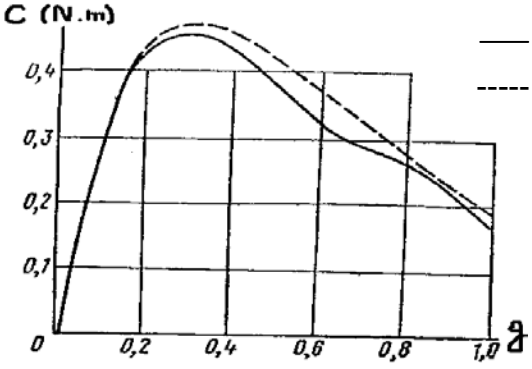


Fig. 3. 13. Caractéristiques mécaniques du MAC-60 et l'impact des harmoniques supérieurs d'espace

Les résultats de calcul et expérimentaux représentés sur le tableau .3.3. mettent en évidence l'influence de l'entrefer(δ= 0.03cm et δ= 0.0335 cm) et de la température de service (υ=75° C et υ=50° C) sur les caractéristiques du MAC-60

Les indices énergétiques représentés en figure 3.14. sont calculées pour la valeur nominale de l'entrefer **δ = 0.03cm** et une température **υ_S =75°C** des résistances actives des enroulements .

Les caractéristiques expérimentales sont représentées sous forme de zone encadrant les données de tous les micromoteurs ayant subi les essais.

La divergence des résultats calculés et expérimentaux n'excède pas 10 à 15%.
La forme des caractéristiques est la même.

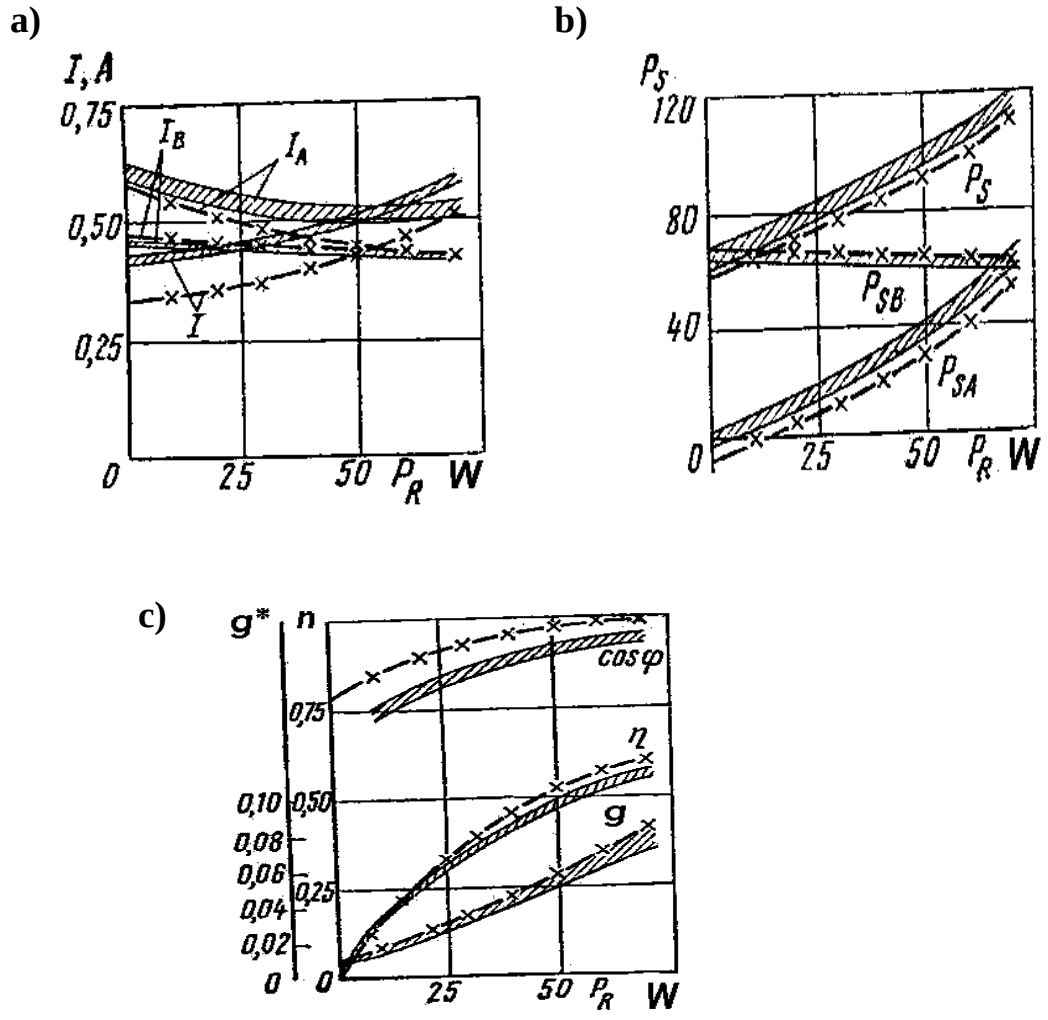


Fig. 3. 14. a,b,c. Dépendance des indices énergétiques de la puissance utile

MAC-60 : P=60W ; 2p=2.

a - Les courants statoriques I_A, I_B, I

b - Puissance consommée par le stator P_S

c - Le rendement, le facteur de puissance et le glissement

En vertu de plusieurs motifs technologiques les recherches ont montré que l'entrefer réel dépasse de 10-15% le nominal. Ceci nous a mené à faire aussi le calcul des caractéristiques pour un entrefer δ= 0.0335 cm.

De même pour valoriser l'influence de la température de fonctionnement sur les caractéristiques nous avons jugé utile de reprendre les calculs pour une autre température $\upsilon_S = 50°$

Régime	**Indices externes**	**Valeurs Calculées**			**Données expérimentales**
		δ = 0.03cm *υ = 75°*	*δ = 0.0335cm* *υ= 75°*	*δ = 0.0335cm* *υ= 50°*	
Sans charge	I, A	0.34	0.47	0.46	0.43
	P_S, W	59	74	67	68
	g	0.01	0.12	0.01	0.0095
Nominal	I, A	0.465	0.53	0.525	0.56
	P_S, W	102	115	111	110
	g	0.069	0.075	0.0625	0.06
	μ	0.57	0.527	0.541	0.55
Démarrage	I, A	1.4	1.44	1.61	1.70
	P_S, W	310	321	354	365
	C_d, N.m	0.169	0.176	0.172	0.154
	C_M, N.m	0.45	0.452	0.492	0.40

Tableau. 3. 3. Résultats de calcul et relevés expérimentaux du MAC
P = 60W ; 2p = 6

La divergence des résultats n'excède pas les 10 à15% . La forme des caractéristiques électromécaniques calculées par ordinateur et expérimentales est la même. On constate que l'accroissement de l'entrefer affaiblit la divergence entre les caractéristiques de service calculées et expérimentales. Par contre la variation est insignifiante pour les indices de démarrage et le couple maximal.

Pour une température de fonctionnement inférieure les courants I_A, I et la puissance P_{SA}, P_S calculées augmentent au démarrage et se retrouvent dans le champ des données expérimentales. Le couple de démarrage varie peu.

La variation de la température de fonctionnement influe fortement sur les possibilités de surcharge du micro moteur . C'est pourquoi pendant les essais expérimentaux il faut observer une attention particulière sur la température du régime du micro moteur et sur la rapidité du déroulement de l'expérience.

Nous résumons dans le tableau.3.4 le sens de rotation aussi bien pour les composantes directes que pour les composantes inverses des harmoniques du champ magnétique en prenant comme sens positif le sens de rotation du champ de la composante directe du 1^{er}harmonique.

Dans ce tableau figurent aussi les régimes de fonctionnement(moteur, frein ou générateur) attribués à chacun des harmoniques de toutes les composantes. Pour ces harmoniques le point de marche à vide synchrone se trouve juste dans la zone de régime moteur pour l'harmonique fondamental du champ direct :
pour $\nu = 3$ $g_{03(inv)} = 0.667$, pour $\nu = 5$ $g_{05(dir)} = 0.8$; leur régime de fonctionnement est moteur pour $g_{0\nu} < g < 1$ et générateur pour $0 < g < g_{0\nu}$.

De cette façon les harmoniques pour lesquels le glissement avoisine l'unité crée un couple positif. Dans les exemples que nous avons donné et plusieurs autres cas $k_{C.ad}$ dans la zone du couple maximal dû au 5^{ème}harmonique peut dépasser l'unité. La crevasse de la courbe $\mathbf{C_\nu = 5}$ est compensée par le couple positif $\mathbf{C_\nu = 3}$.

C'est pour cette raison que la caractéristique mécanique résultante (figure 11.4) présente une légère courbure. Au contraire la crevasse due au 3ème harmonique de la composante inverse accentue l'action de freinage de $\mathbf{C_\nu = 5}$ et surtout la composante directe du 3^{ème}harmonique $\mathbf{C_{\nu=3}}$. Cette crevasse est en peu plu claire pour des résistances actives du rotor relativement petites.

Il est indispensable de remarquer (figure 11.5) que la composante directe liée au 3^{ème}harmonique bien qu'elle ne provoque pas de crevasse sur la courbe du couple mais elle exerce une sévère action de freinage qui réduit sensiblement le couple résultant. Le régime de fonctionnement pour cette harmonique est un régime frein (tableau 11.4).
La résistance active du rotor manifeste visiblement une influence sur la caractéristique mécanique du micro moteur asynchrone à condensateur MAC (figure 11.4.a).

		Harmoniques					
		1	**3**	**5**	**7**	**9**	**13**
direct	Sens de rotation	+	-	+	-	+	+
	Régime de Fonc.^{t}	Moteur	Frein	1>g>0.8 moteur g<0.8 générateur	Frein	1>g>0.889 moteur g<0.0889 générateur	1>g>0.923 moteur g<0.923 générateur
Inverse	Sens de rotation	-	+	-	+	-	-
	Régime de Fonc.^{t}	Frein	1>g>0.667 moteur g<0.667 générateur	Frein	1>g>0.857 moteur g<0.857 générateur	Frein	Frein

Tableau. 3. 4. Analyse du Régime de service du MAC pour les harmoniques supérieurs directs et inverses.

III.2.1.3. Valorisation de l'influence des harmoniques supérieurs par des coefficients de pertes et de couples auxiliaires.

III.2.1.3.1. Mise en équation des coefficients de pertes et de couples auxiliaires.

Pour montrer l'influence des harmoniques supérieurs des enroulements sur le couple résultant et sur les pertes dans le rotor nous faisons intervenir respectivement des coefficients de couple additif $k_{C.ad}$ et de pertes rotoriques $k_{P.ad}$.

$$k_{C.ad} = \sum_{\nu} (C_{1\nu} - C_{2\nu}) / C_{11} - C_{21} \qquad (3.10)$$

$$k_{P.ad} = \sum_{\nu} (p_{R1\nu} + p_{R2\nu}) / p_{R11} + p_{R21} \qquad (3.11)$$

Leurs variations en fonction du glissement pour le MAC-30 sont représentée sur la figure 3.15

L'influence marquante des harmoniques supérieurs sur la caractéristique mécanique pose la question de leur considération obligatoire dans les calculs d'optimisation en faisant intervenir dans les modèles mathématiques les systèmes d'équation pour les harmoniques supérieurs.

Néanmoins pour un grand nombre de variantes ceci conduit à une augmentation significative du temps de calcul par ordinateur.

Une autre alternative à la prise en compte des harmoniques supérieurs consiste à l'utilisation des coefficients $k_{C.ad}$ et $k_{P.ad}$.

III.2.1.3.2. Les paramètres d'influence sur $k_{C.ad}$ et $k_{P.ad}$. Application et Résultats.

Comme facteurs influents parmi tant d'autres le rapport de la denture Z_S/Z_R, le nombre de pôles et les paramètres relatifs du micromoteur exercent une forte influence sur ces coefficients.

- Si le champ magnétique est circulaire $k_{C.ad}$ et $k_{P.ad}$.s écrivent **:**

$$k_{C.ad} = 1 + \sum_{\nu \neq 1} C_{1\nu} / C_{11} = 1 + [\sum_{\nu \neq 1} \nu . (I_{1R\,\nu})^2 r_{R\nu} / g_{\nu}] / [I_{1R1})^2 r_{R1} / g_1]$$

$$k_{P.ad} = 1 + \sum_{\nu \neq 1} p_{R1\nu} / p_{R11} = 1 + [\sum_{\nu \neq 1} (I_{1R\,\nu})^2 r_{R\nu}] / [(I_{1R1})^2 r_{R1}] \qquad (3.12)$$

Conformément au modèle électrique de la figure 3. 9 la liaison entre les courants rotoriques de l'harmonique fondamental et des harmoniques supérieurs s'exprime comme.

$$I_{1R\,\nu} = I_{1R\,1} . \{ x_{m\nu} [r_{R1}/g_1 + j (x_{m1} + x_{R1})] \} / \{ x_{m1} [r_{R\nu}/g_1 + j (x_{m\nu} + x_{R\nu})] \} . \quad (3.13)$$

où

C_{11}, $C_{1\nu}$ - couples fondamental et d'harmoniques supérieurs ;
I_{1R1} , $I_{1R1\nu}$ - courants rotoriques fondamentales et d'harmoniques supérieurs ;

$p_{R1\nu}$, p_{R11} -pertes de puissance rotoriques fondamentales et d'harmoniques supérieurs ;

r_{R1} , $r_{R\nu}$ - résistances actives du rotor fondamentale et d'harmoniques supérieurs ;
g_1 , g_ν - glissement fondamental et d'harmoniques supérieurs ;

Les coefficients $k_{C.ad}$ et $k_{P.ad}$. peuvent aussi s'exprimer à partir des paramètres relatifs.

$$k_{C.ad} = 1+\{ [(\xi_{m1}+\xi_{R1})^2.g_1^{\,2} +1] /g_1 \xi^2_{m1}\}\sum_{\nu \neq 1} (\nu \xi^2_{m\,\nu} \rho_{R\nu} g_\nu) / [(\xi_{m\nu}+\xi_{R\nu})^2.g_\nu^{\,2}+ \rho_{R\nu}^{\,2}]$$

$$k_{P.ad} = 1+1+\{ [(\xi_{m1}+\xi_{R1})^2.g_1^{\,2} +1] /g_1 \xi^2_{m1}\}\sum_{\nu \neq 1} (\xi^2_{m\,\nu} \rho_{R\nu} g_\nu^{\,2}) / [(\xi_{m\nu}+\xi_{R\nu})^2.g_\nu^{\,2}+ \rho_{R\nu}^{\,2}]$$

ξ_{m1},$\xi_{m\,\nu}$,$\xi_{R1,}$ $\rho_{R\nu}$ - paramètres relatifs du schéma équivalent fondamental et des harmoniques supérieurs .

avec $\xi_{m1,\,\nu} = x_{m1,\nu}/ r_{R1}$; $\xi_{R1,\,\nu} = x_{R1,\nu}/ r_{R1}$; $\rho_{R\nu} = r_{R\nu}/ r_{R1}$.
Seuls les paramètres du rotor et la réactance mutuelle de l'enroulement statorique et rotoriques ont une influence sur les coefficients $k_{C.ad}$ et $k_{P.ad.}$; la résistance et la réactance du stator n'influe pas.

.Si le champ est elliptique les coefficients $k_{C.ad}$ et $k_{P.ad}$ s'expriment alors :

$$k_{C.ad} =1+ \sum_{\nu \neq 1} (C_{1\nu} - C_{2\nu}) / C_{11} - C_{21} \qquad (3.14)$$

$$k_{P.ad} =1+ \sum_{\nu \neq 1} (p_{R1\nu} + p_{R2\nu}) / p_{R11} + p_{R21} \qquad (3.15)$$

où l'on a :

C_{11} ,C_{21} , $C_{1\nu}$,$C_{2\nu}$ – couples directs et inverses fondamentaux et d'harmoniques supérieurs

p_{R11} , p_{R21} , $p_{R1\nu}$, $p_{R2\nu}$ – pertes de puissance rotoriques directs et inverses fondamentales et d'harmoniques supérieurs

Ces relations peuvent être développées et s'exprimer en fonction des tensions des phases directes et in verses.

Pour **g =1** les coefficients $k_{C.ad}$ et $k_{P.ad}$ dépendent seulement des paramètres du rotor et de la mutuelle.

Pour **g ≠1** ils dépendent de ρ_S et ξ_S et de l'élément déphaseur $\xi_C= x_C/k^2 r_{RA.}$

Expérimenté sur des combinaisons très répandue comme
Z_S =16, Z_R=22, 2p=4 et Z_S =16, Z_R=23, 2p=2.
la différence des résultats au moyen de (3.) et ceux obtenus par les calculs sur ordinateur ne dépasse pas les 2 à 3%, ce qui est satisfaisant.
L'écart entre les résultats de calcul obtenus par cette méthode et ceux calculés précédemment par ordinateur n'excède pas les 2 à 3%. Ce qui est pratiquement largement satisfaisant

Leurs variations en fonction du glissement pour le MAC-3 est représentée sur la figure 11.7.

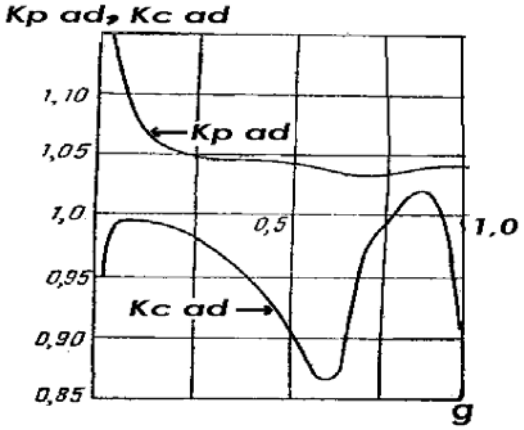


Fig. 3. 15. Les coefficients $k_{C.ad}$ et $k_{P.ad}$ en fonction du glissement pour le MAC P=50 W ; 2p= 2

Pour les valeurs de Z_S , Z_R et p les plus développées on peut obtenir une expression polynomiale d'approximation obtenue par la méthode des moindres carrés basée sur les résultats d'un grand nombre de calcul de MAC pour différentes combinaisons des paramètres relatifs.

L'expression polynomiale(3.16) donne les coefficients $k_{C.ad}$ et $k_{P.ad}$ en fonction des paramètres relatifs du schéma équivalent de l'harmonique fondamental et peut servir dans les calculs d'optimisation avec pratiquement un gain de temps non négligeable.

$$Y = b_0 + b_1 \xi_m + b_2 \xi_R + b_3 \rho_S + b_4 \xi_C + b_5 \xi_m.\xi_R \qquad (3.16)$$

III.2. 1. 3. 3. Conclusion.

La prise en compte des pertes fer et des harmoniques supérieurs dans le calcul des performances technologiques du micromoteur monophasé contribue à l'amélioration de leur précision lors de leur conception .Le couple de démarrage C_d diminue de 8 à 12% ;le couple maximal C_{max} diminue de 3 à 5% et le couple nominal diminue de 1 à 4 % .
Ces résultats peuvent aussi servir à l'amélioration de la détermination des paramètres du micromoteur.
Les performances technologiques des micromoteurs peuvent être encore améliorées si la considération de l'irrégularité de l'entrefer, de l'influence mutuelle de la denture et des courants entre les barres rotoriques est prise en compte.
Une méthode de précision du calcul du circuit magnétique et de la détermination des paramètres de leurs circuits électriques équivalents plus un choix optimal du condensateur contribueront énormément au calcul préalable qualitatif pour la conception des micro moteurs dans les divers entraînements à vitesse constante ou variable ainsi qu'à l'établissement de leur modèle mathématique sain en vue des différentes techniques de détection des défaillances.

•L'algorithme établi pour le calcul des caractéristiques des MAC ne reflète pas totalement l'influence des harmoniques supérieurs de la denture. Nous pouvons améliorer beaucoup plus la précision des couples additifs en tenant compte de l'influence de la denture de part et d'autre des deux armatures (stator/rotor) à l'aide de la méthode des coefficients inductifs en combinaison avec la perméabilité des contours de denture.

III.2. 2. Influence de la saturation.

III. 2. 2. 1. Etude d'un micromoteur saturé et Modèle primitif.

Comme il a été mentionné précédemment que l'utilisation des micromoteurs monophasés est très vaste dans les applications nécessitant des vitesses variables. Ceci est un stimulant pour étudier et analyser l'influence de la saturation dans le calcul de leurs caractéristiques aussi bien au stade de la conception qu'au stade de l'exploitation .
La réduction de la fréquence en bas de la valeur nominale conduit à la saturation du système magnétique. Plus la fréquence est basse , plus la saturation du moteur est plus grande.

La théorie linéaire des machines asynchrones ne permet pas de mener le calcul des caractéristiques du micro moteur avec suffisamment de précision lors d'une variation brusque de l'état magnétique de la phase. Le modèle mathématique exprimé avec la considération de la saturation s'avère plus efficace.
Nous proposons un modèle mathématique(3.17) qui prévoit la possibilité d'exécution du calcul des caractéristiques du micromoteur asynchrone monophasé à deux enroulements (principale 1 et auxiliaire 2) à cage avec la prise en compte de la saturation.

$$
\begin{aligned}
u_{1s} &= r_{1ss}\, i_{1s} + \frac{d\psi_{1s}}{dt} \\
u_{2s} &= r_{2s}\, i_{2s} + \frac{d\psi_{2s}}{dt} \\
0 &= r_{1r}\, i_{1r} + \frac{d\psi_{1r}}{dt} \\
0 &= r_{2r}\, i_{2r} + \frac{d\psi_{2r}}{dt}
\end{aligned}
\qquad (3.17)
$$

Le micro moteur asynchrone monophasé réel à deux enroulements et à cage d'écureuil dont les enroulements sont déphasés de **90°** peut avoir en général des enroulements avec un nombre de spires différents. C'est pourquoi en plus de la réduction de l'enroulement rotorique , il est indispensable de faire la réduction des paramètres , des tensions , des courants et des flux.

La résolution du modèle mathématique non linéaire est difficile puisque dans la machine saturée les coefficients dynamiques propres et mutuels ne dépendent pas uniquement des courants dans les enroulements mais également de la répartition spatiale de l'enroulement statorique par rapport à l'enroulement rotoriques.

Pour des raisons de technologie, les micromoteurs asynchrones sont conçus avec de petits nombres d'encoches par pôle et par phase .

III. 2. 2. 2. Principales étapes du calcul des indices externes avec la prise en compte de la saturation

Pour faciliter et accélérer les calculs nous écrivons le modèle exprimé par (3.18) dans lequel les coefficients ne dépendent pas du temps. Il est utile de choisir pour ces micromoteurs le système de coordonnées (α, β) fixe par rapport au stator

Après transformation nous obtenons :

$$\begin{aligned} u_{s\,(1,2)\,(\alpha,\,\beta)} &= r_1\, i_{1(\alpha,\,\beta)} + \frac{d\,\psi_{1(\alpha,\,\beta)}}{dt} \\ 0 &= r_2\, i_{2(\alpha,\,\beta)} + \frac{d\,\psi_{2(\alpha,\,\beta)}}{dt} - \omega_r\, \psi_{2r\,\beta} \\ 0 &= r_2\, i_{2(\alpha,\,\beta)} + \frac{d\,\psi_{2(\alpha,\,\beta)}}{dt} + \omega_r\, \psi_{2r\,\alpha} \end{aligned} \qquad (3.18)$$

Nous considérons les suppositions suivantes : l'induction de l'entrefer est sinusoïdale, les pertes fer négligées, les flux de fuite n'influent pas sur la saturation de la ligne du champ principal , les inductances de fuite des enroulements sont constantes. En général les tensions $u_{s(1,2)\ (\alpha,\ \beta)}$) peuvent représenter des systèmes dissymétriques de fréquences quelconques.

Pour le micro moteur saturé chacun des flux $\psi_{1,2(s,r)(\alpha,\,\beta)}$ dépend des courants $i_{1,2(s,r)(\alpha,\,\beta)}$.
En tenant compte de ceci le modèle sous forme développé s'écrit :

$$\begin{aligned}
U_{1s\,\alpha} &= \frac{\partial\psi_{1s\,\alpha}}{\partial i_{1s\alpha}} \cdot \frac{d\, i_{1s\,\alpha}}{dt} + \frac{\partial\psi_{1s\,\alpha}}{\partial\, i_{2s\,\beta}} \cdot \frac{d\, i_{2s\,\beta}}{dt} + \frac{\partial\psi_{1s\,\alpha}}{\partial\, i_{1r\alpha}} \cdot \frac{d\, i_{1r\,\alpha}}{d\, t} + \frac{\partial\psi_{1s\,\alpha}}{\partial\, i_{2r\,\beta}} \cdot \frac{d\, i_{2r\,\beta}}{dt} \;; \\
U_{2s\,\beta} &= \frac{\partial\psi_{2s\,\beta}}{\partial\, i_{1s\alpha}} \cdot \frac{d\, i_{1s\,\alpha}}{dt} + \frac{\partial\psi_{2s\,\beta}}{\partial\, i_{2s\,\beta}} \cdot \frac{d\, i_{2s\,\beta}}{dt} + \frac{\partial\psi_{2s\,\beta}}{\partial\, i_{1r\alpha}} \cdot \frac{d\, i_{1r\,\alpha}}{d\, t} + \frac{\partial\psi_{2s\,\beta}}{\partial\, i_{2r\,\beta}} \cdot \frac{d\, i_{2r\,\beta}}{dt} \;; \\
0 &= \frac{\partial\psi_{1r\,\alpha}}{\partial i_{1s\alpha}} \cdot \frac{d\, i_{1s\,\alpha}}{dt} + \frac{\partial\psi_{1r\,\alpha}}{\partial\, i_{2s\,\beta}} \cdot \frac{d\, i_{2s\,\beta}}{dt} + \frac{\partial\psi_{1r\,\alpha}}{\partial\, i_{1r\alpha}} \cdot \frac{d\, i_{1r\,\alpha}}{d\, t} + \frac{\partial\psi_{1r\,\alpha}}{\partial\, i_{2r\,\beta}} \cdot \frac{d\, i_{2r\,\beta}}{dt} + \\
&\qquad + r_{1r}\, i_{1r\,\alpha} - \omega_r\, \psi_{2r\,\beta} \;; \\
0 &= \frac{\partial\psi_{2r\,\beta}}{\partial i_{1s\alpha}} \cdot \frac{d\, i_{1s\,\alpha}}{dt} + \frac{\partial\psi_{2r\,\beta}}{\partial\, i_{2s\,\beta}} \cdot \frac{d\, i_{2s\,\beta}}{dt} + \frac{\partial\psi_{2r\,\beta}}{\partial\, i_{1r\alpha}} \cdot \frac{d\, i_{1r\,\alpha}}{d\, t} + \frac{\partial\psi_{2r\,\beta}}{\partial\, i_{2r\,\alpha\beta}} \cdot \frac{d\, i_{2r\,\beta}}{dt} + \\
&\qquad + r_{2r}\, i_{2r\,\beta} - \omega_r\, \psi_{1r\,\alpha} \;.
\end{aligned} \qquad (3.19)$$

Dans les équations les flux sont déterminés comme suit :

$$\begin{aligned} \psi_{1s\,\alpha} &= \psi_{\sigma\,1s\,\alpha} + \psi_{\delta\,1s\,\alpha} \\ \psi_{2s\,\beta} &= \psi_{\sigma\,2s\,\beta} + \psi_{\delta\,2s\,\beta} \\ \psi_{1r\,\alpha} &= \psi_{\sigma\,1r\,\alpha} + \psi_{\delta\,1r\,\alpha} \\ \psi_{2r\,\beta} &= \psi_{\sigma\,2r\,\beta} + \psi_{\delta\,2r\,\beta} \end{aligned} \qquad (3.20)$$

Les coefficients dynamiques des inductance mutuelle entre les enroulements statorique et rotoriques pour chacun des axes sont égales entre elles, il en est de même pour

les coefficients dynamiques des inductances mutuelles entre les enroulements statorique et rotorique disposés mutuellement perpendiculaires.

$$\frac{\partial \psi_{\delta\,1s\,\alpha}}{\partial i_{1s\alpha}} = \frac{\partial \psi_{\delta\,1s\,\alpha}}{\partial i_{1s\alpha}} = \frac{\partial \psi_{\delta\,1r\,\alpha}}{\partial i_{1s\alpha}} = \frac{\partial \psi_{\delta\,1sr\alpha}}{\partial i_{1r\alpha}} = L_{\alpha}^{\partial} \quad ; \qquad (3.21)$$

$$\frac{\partial \psi_{\delta 1s\,\beta}}{\partial i_{1s\,\beta}} = \frac{\partial \psi_{\delta\,1s\,\beta}}{\partial i_{1r\,\beta}} = \frac{\partial \psi_{\delta\,1r\,\beta}}{\partial i_{1s\,\beta}} = \frac{\partial \psi_{\delta\,2r\,\beta}}{\partial i_{1r\,\beta}} = L_{\beta}^{\partial} \quad ; \qquad (3.22)$$

$$\frac{\partial \psi_{\delta\,1s\,\alpha}}{\partial i_{1s\,\beta}} = \frac{\partial \psi_{\delta\,1s\,\alpha}}{\partial i_{1r\,\beta}} = \frac{\partial \psi_{\delta\,1r\,\alpha}}{\partial i_{1s\,\beta}} = \frac{\partial \psi_{\delta\,1r\,\beta}}{\partial i_{1r\,\beta}} =$$

$$= \frac{\partial \psi_{\delta 1s\,\beta}}{\partial i_{1s\alpha}} = \frac{\partial \psi_{\delta\,1s\beta}}{\partial i_{1r\alpha}} = \frac{\partial \psi_{\delta\,2r\,\beta}}{\partial i_{1s\alpha}} = \frac{\partial \psi_{\delta\,2r\,\beta}}{\partial i_{1r\alpha}} = M^{\partial}. \qquad (3.23)$$

En tenant compte de (3.21), (3.22) et (3.23) le modèle prend la forme.

$$\begin{aligned}
U_{1s\,\alpha} &= (L_{\sigma 1s\,\alpha} + L_{\alpha}^{\partial})\frac{d\, i_{1s\alpha}}{dt} + M^{\partial}\frac{d\, i_{2s\,\beta}}{dt} + L_{\alpha}^{\partial}\frac{d\, i_{1r\alpha}}{dt} + \\
&\quad + M^{\partial}\frac{d\, i_{2r\,\beta}}{dt} + r_{1s}\, i_{1s\alpha} \\
U_{2s\,\beta} &= M^{\partial}\frac{d\, i_{1s\alpha}}{dt} + (L_{\sigma 2s\,\beta} + L_{\alpha}^{\partial})\frac{d\, i_{2s\,\beta}}{dt} + M^{\partial}\frac{d\, i_{1r\,\alpha}}{dt} + \\
&\quad + L_{\beta}^{\partial}\frac{d\, i_{2r\,\beta}}{dt} + r_{1s}\, i_{1s\beta} \qquad (3.24) \\
0 &= L_{\alpha}^{\partial}\frac{d\, i_{1s\alpha}}{dt} + M^{\partial}\frac{d\, i_{2s\,\beta}}{dt} + (L_{\sigma 1r\,\alpha} + L_{\alpha}^{\partial})\frac{d\, i_{1r\alpha}}{dt} + \\
&\quad + M^{\partial}\frac{d\, i_{2r\,\beta}}{dt} + r_{1r}\, i_{1r\alpha} - \omega_r\, \psi_{2r\,\beta} \\
0 &= M^{\partial}\frac{d\, i_{1s\alpha}}{dt} + L_{\beta}^{\partial}\frac{d\, i_{2s\,\beta}}{dt} + M^{\partial}\frac{d\, i_{1r\alpha}}{dt} + (L_{\sigma 2r\,\beta} + L_{\beta}^{\partial})\frac{d\, i_{2r\,\beta}}{dt} + \\
&\quad + r_{2r\beta}\, i_{2r\beta} + \omega_r\, \psi_{1r\,\alpha}
\end{aligned}$$

Pour résoudre le système (3.24) il est indispensable de calculer les coefficients mutuels.
Si la courbe de magnétisation n'est pas connue, elle est déterminée par voie expérimentale et les coefficients dynamiques propres et mutuelles des inductances peuvent être déterminées .

$$L_{\alpha}^{\partial} = \frac{d\, \psi_{\delta}}{d\, i_{\delta}} \cos^2\theta + (\psi_{\delta}/i_{\delta}) \sin^2\theta \qquad (3.25)$$

$$L_{\beta}^{\partial} = \frac{d\, \psi_{\delta}}{d\, i_{\delta}} \sin^2\theta + (\psi_{\delta}/i_{\delta}) \cos^2\theta \qquad (3.26)$$

$$M^{\partial} = \left(\frac{d\, \psi_{\delta}}{d\, i_{\delta}} - \psi_{\delta}/i_{\delta}\right) \cos\theta . \sin\theta \qquad (3.27)$$

ψ_{δ} - est le flux correspondant au courant de magnétisation i_{δ} déterminé à partir de la caractéristique magnétique expérimentale.

θ - l'angle que fait le vecteur ψ_{δ} avec l'axe α.

III.2.2.3. Equations des courants . Application sur le MAC

Lors des calculs du micromoteur par ordinateur il est préférable que nous exprimions les grandeurs en valeurs relatives

$I^* = I_n$; $U^* = U_n$; $R^* = U_n/I_n$; $f^* = f_n$; $\omega^* = 2\pi f^*$; $\psi_\delta = U_n/\omega$

Pour résoudre le système par la méthode de Runge-Kutta nous l'exprimons sous la forme suivante.

$$\frac{d}{dt} i_{1s\alpha}^* = a_{11} i_{1s\alpha}^* + a_{12} i_{1s\beta}^* + a_{13} i_{1r\alpha}^* + a_{14} i_{2r\beta}^* + a_{15} u_{1s\alpha}^* + a_{16} u_{1s\alpha\beta}^* + a_{17} \omega_r^* \psi_{1r\alpha}^* + a_{18} \omega_r^* \psi_{2r\beta}^* \quad ;$$

$$\frac{d}{dt} i_{1s\beta}^* = a_{21} i_{1s\alpha}^* + a_{22} i_{1s\beta}^* + a_{23} i_{1r\alpha}^* + a_{24} i_{2r\beta}^* + a_{25} u_{1s\alpha}^* + a_{26} u_{1s\alpha\beta}^* + a_{27} \omega_r^* \psi_{1r\alpha}^* + a_{28} \omega_r^* \psi_{2r\beta}^* \quad ; \quad (3.28)$$

$$\frac{d}{dt} i_{1r\alpha}^* = a_{31} i_{1s\alpha}^* + a_{32} i_{1s\beta}^* + a_{33} i_{1r\alpha}^* + a_{34} i_{2r\beta}^* + a_{35} u_{1s\alpha}^* + a_{36} u_{1s\alpha\beta}^* + a_{37} \omega_r^* \psi_{1r\alpha}^* + a_{38} \omega_r^* \psi_{2r\beta}^* \quad ;$$

$$\frac{d}{dt} i_{2r\beta}^* = a_{41} i_{1s\alpha}^* + a_{42} i_{1s\beta}^* + a_{43} i_{1r\alpha}^* + a_{44} i_{2r\beta}^* + a_{45} u_{1s\alpha}^* + a_{46} u_{1s\alpha\beta}^* + a_{47} \omega_r^* \psi_{1r\alpha}^* + a_{48} \omega_r^* \psi_{2r\beta}^* \quad ;$$

Les coefficients $a_{11} \div a_{48}$ sont des fonctions de $L_{\sigma 1s\alpha}$; $L_{\sigma 2s\beta}$; L_α^∂ ; L_β^∂ ; M^∂.

La résolution numérique de (3.28) nous donne $i_{1s\alpha}(t)$; $i_{1s\beta}(t)$; $i_{1r\alpha}(t)$; $i_{2r\beta}(t)$.

Les valeurs efficaces sont obtenues par la formule d'intégration numérique.

$$Y = \sqrt{1/T \int_0^T y^2 \, dt.} = \sqrt{h/3[y_0^2 + y_{2m}^2) + 4 \sum_{n=1}^{n=2m-1} y_n^2 + 2 \sum^{n=2m-2} y_n^2} \quad ,$$

y - est la variable respectivement tension ou courant

m- le nombre de points par demi période

h - est le pas d'intégration dans le temps.

Les coefficients pour l'analyse des μ harmoniques du courant et de la tension sont déterminés par.

$$A_\mu = 2/T \int_0^T y(t) \sin(\mu h t) \, dt$$

$$B_\mu = 2/T \int_0^T y(t) \cos(\mu h t) \, dt$$

La phase de l'harmonique s'exprime comme.

$$\acute{\eta} = \text{arctg } B_\mu / A_\mu .$$

Après le calcul de $i_{1s\alpha}(t)$; $i_{1s\beta}(t)$; $i_{1r\alpha}(t)$; $i_{2r\beta}(t)$ nous évaluons les indices externes du micro moteur asynchrone monophasé en tenant compte de la saturation

- La puissance totale absorbée S

  $S = 2U_1 I_1$

- La puissance active absorbée.

$$P_1 = \sum_{\mu=1}^{\mu=k} 1/2\, U_{mk} I_{mk} \cos(\psi_u - \psi_i)$$

- La puissance en bout d'arbre du micro moteur

$$P_m = \Delta P_J (1-g/g),$$

- Les pertes rotoriques sont calculées pour tous les harmoniques créés par le champ direct.

$$\Delta P_J = 2 I_2^2 r_2 .$$

- Le couple électromagnétique moyen

$$C_{ém.} = P_m / \omega_r$$

III.2.3. Résultat et discussion.

Un programme de calcul de RK4 est établi sous Matlab pour la résolution du modèle mathématique. Sur la figure 3.16 nous représentons les caractéristiques mécaniques pour différentes fréquences du micro moteur asynchrone monophasé à condensateur :
MAC-25 : P= 25W 2p=4 , n =1450 trs/s.
Ces caractéristiques sont relevées expérimentalement et sont calculées à partir du modèle mathématique étudié précédemment.

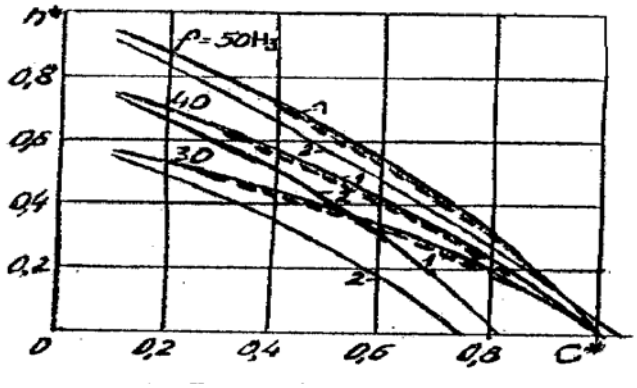


Fig. 3. 16. Caractéristiques mécaniques du micromoteur asynchrone monophasé
P =25W 2p =4 pour différentes fréquences :
(1) - calculées avec influence de la saturation.
(2) - calculées sans influence de la saturation
- - - relevées expérimentales.

Les indices externes expérimentaux et calculés du micromoteur avec et sans l'influence de la saturation sont représentés sur la figure 3.17.

La variation du courant statorique du micro moteur en fonction du temps calculée et relevée expérimentalement pour une tension de forme rectangulaire avec et sans la prise en compte de la saturation est représenté sur la figure 3.18

La comparaison des caractéristiques mécaniques et des indices énergétiques calculées et relevées expérimentalement du micro moteur asynchrone monophas à deux enroulements (diphasé) avec la prise en compte de l'influence de la saturation.

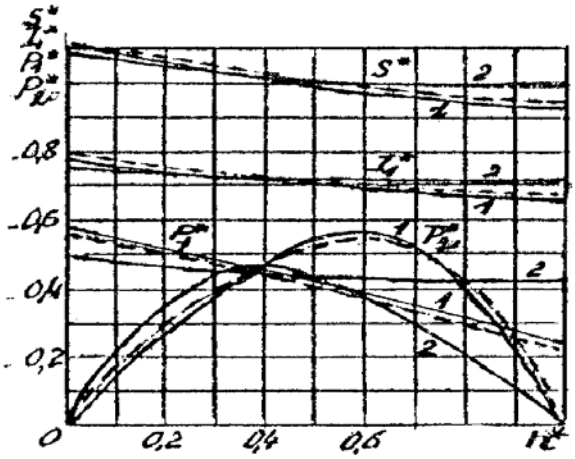


Fig. 3. 17. Indices externes S*; I_1*, P_1* , P_m* en fonction de la vitesse n* calculés pour une fréquence de 50Hz avec(1) et sans (2) la considération de la saturation.

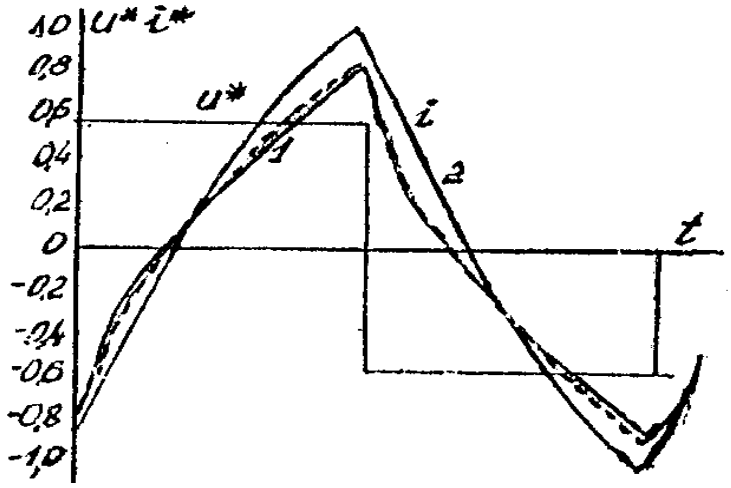


Fig. 3. 18. Courant statorique pour une tension rectangulaire
- calculé avec l'influence de la saturation (en trait pointillé) ,
- calculé sans considération de la saturation (2)
- expérimental (1) .

Le modèle proposé peut être utilisé pour les calculs des micromoteurs lors de la variation de la vitesse par la fréquence ou par la tension au moyen des convertisseurs électroniques des alimentations électroniques et pendant des variations brusques de l'état magnétique de la machine.

III. 3. Conclusion.

Le calcul des performances technologiques du micro moteur asynchrone monophasé avec la prise en compte des pertes fer, des harmoniques supérieures d'espace et de la saturation n'est possible que par ordinateur.

La considération de ces non linéarité a permis d'améliorer la précision des caractéristiques mécaniques et des indices énergétiques.

Les calculs avec la prise en compte des harmoniques supérieures d'espace des moteurs monophasé MAC et MAED montrent que le couple de démarrage diminue de *10 à 15%* le couple maximal chute de *3 à 5%* et le couple nominal de *1 à 4%*.

Une meilleure précision des calculs des caractéristiques mécaniques peut être atteinte dans la mesure où l'on tiendra compte des courants de circulation à travers les paquets de tôles du rotor entre les barres non isolées des barres de la cage d'écureuil

On peut pousser la précision des calculs liés à notre étude en considérant l'influence de l'excentricité de l'entrefer, les courants de circulation entre les barres rotoriques.

CHAPITRE IV. Optimisation des micromoteurs asynchrones Monophasés MAC et MAED

IV.1. Organisation du problème d'optimisation.

IV.1.1. Introduction

Le problème d'optimisation en vue de la conception d'un micro moteur asynchrone monophasé est un problème de programmation non linéaire dont la formulation peut être comme suit.

Les conditions proposées.

$$g_i(\underline{X}) \geq L_{i,} \qquad i= 1, 2, 3\ldots,m, \qquad (4.1)$$

et le critère d'optimisation (fonction d'objectif) F(X) ,

où

$X = (x_1, x_2, x_3, \ldots .. x_n)$

Il est demandé de trouver le vecteur X pour lequel on a min F(X) ou max F(X) et les conditions de (4.1) satisfaites

Les cordonnées de X sont des variables indépendantes choisies lors de la conception de la micro machine de sorte qu'elles définissent complètement son dimensionnement et les données de son bobinage.

La fonction F(X) limite le domaine de recherche de la variante optimale.

De cette façon pour réaliser le calcul d'un micromoteur et le choix de la variante optimale nous devons établir les éléments du milieu ambiant; la composition et le nombre de variables indépendantes; les contraintes géométriques, techniques et technologiques ; les critères d'optimisation ; la méthode de recherche de la variante optimale.

IV.1.2 Les données des grandeurs .

Comme données principales nous avons la puissance nominale, le nombre de paires de pôles, la fréquence, la tension nominale d'alimentation.

Dans les algorithmes que nous proposons pour la conception des micromoteurs asynchrones il convient d'introduire les grandeurs telles que les propriétés des matériaux des enroulements, le type d'enroulement du stator, le nombre et la forme des encoches du stator et du rotor, les dimensions de l'anneau de court circuitage du rotor ; le rapport des longueurs du stator et du rotor ; l'entrefer ; le diamètre de l'arbre ; les conditions de refroidissement.

A ceux là s'ajoute aussi les grandeurs qui ne peuvent avoir pratiquement plus de 2 à 3 valeurs comme le diamètre extérieur D_{ext} de l'armature du stator pour tout type de micro moteurs asynchrones et le condensateur C_p pour les MAC.

IV.1.3 Les variables indépendantes.

Pour les grandeurs données évoquées ci dessous il est suffisant de caractériser totalement le micromoteur par huit variables indépendantes. Ces grandeurs choisies en qualité de variables indépendantes sont relatives pour permettre de généraliser l'expérience de la conception à des micromoteurs de différentes puissances et vitesses de rotation et aussi de leur fixer une seule gamme de variation.

En outre, ces facteurs technologiques de construction FTC dont les grandeurs choisies sont favorables pour l'application de la méthode paramétrique puisqu'elles permettent de déterminer rapidement les paramètres relatifs des circuits équivalents.

$$k_D = D_i/D_{ext}. \qquad (4.2)$$

Le volume spécifique des matériaux actifs

$$V_{sp} = \pi D_{ext}^2 l_S/(4P_n) ; \qquad (4.3)$$

La Surface relative des encoches statoriques

$$k_{ZS} = 4S_{eS}. Z_S/ \pi D_{ext}^2(1- k_D^2). \qquad (4.4)$$

La Surface relative des encoches rotoriques

$$k_{ZR} = 4S_{eR}. Z_R/ (\pi Di)^2 \qquad (4.5)$$

La hauteur relative de l'encoche statorique

$$\underline{h}_{eS} = h_{eS}/D \qquad (4.6)$$

La hauteur relative de l'encoche statorique

$$\underline{h}_{eR} = h_{eR}/D \qquad (4.7)$$

Le glissement nominale g_n et le rapport de transformation k

Les contraintes limites sont définies par les données techniques et sont au nombre de trois: $k_{d,}$ k_I et k_M; d'autres dépendent des propriétés et des caractéristiques des matériaux utilisés accroissement de la T° des enroulements, la tension aux bornes du condensateur $U_{cond.}$ pour le MAC.

Le développement de nouvelles méthodes de recherche de la variante optimale fait appel à des dépendances complexes et à caractères variés des fonctions d'objectif et des contraintes limites par rapport aux variables indépendantes. L'absence de critère d'appréciation universel ne nous permet jamais de faire des recommandations généralisées pour le choix de la méthode de recherche.
Elle doit être sélectionnée pour un problème concret tout en tenant compte du caractère de la fonction d'objectif et des contraintes limites afin d'obtenir la précision nécessaire pour des efforts minimes**.**

IV.2. Les critères d'optimisation.

IV.2.1. Choix des critères d'optimisation

Pour un problème d'optimisation donné il est important de choisir correctement le critère d'optimisation qui satisfait l'efficacité maximale du nouveau produit. Le jugement abstrait et à sens unique n'est pas permis pour une nouvelle machine. Il convient de tendre à atteindre une pluralité optimale d'indices et des critères d'élaboration diversifiés et la mise en application de nouvelles techniques de résolution prenant en compte des facteurs objectifs et subjectifs des progrès techniques. Pour cela il est indispensable d'assurer diverses exigences techniques à caractère économique, physiologique, psychologique et écologique.

En qualité de fonction d'objectif pour optimiser les micro moteurs asynchrones à usage industriel et domestique, le critère technico- économique est le plus répandu et avec cela une série d'indices techniques interviennent sous forme de contraintes limites.

Le coût réduit$\sum$ **C** s'avère le critère d'optimisation(CO) technico économique le plus global .
Il incluse les frais) concernant la fabrication $C_{Mot.}$et l'exploitation $C_{exp.}$ du micromoteur, les éléments de déphasage et les accessoires de démarrage C_c (bouton, contact, relais etc…).

$$\sum \mathbf{C} = \mathbf{C_{Mot.}} + \mathbf{C_{expl}} + \mathbf{C_{cond}} \qquad (4.8)$$

$C_{Mot.}$ se compose des dépenses sur les matériaux , le salaire des opérateurs et les frais généraux.

$$\mathbf{C_{Mot.}} = \mathbf{C_{Mat.}} + \mathbf{C_{MO}} + \mathbf{C_{FG}}. \qquad (4.9)$$

$C_{Mat.}$ Les frais sur les matériaux actifs(cuivre pour le bobinage et l'acier électrotechnique pour le circuit magnétique).

$$\mathbf{C_{Mat.}} = \mathbf{k_{pr.}}(\mathbf{C_{ac.}} + \mathbf{C_{cu.}}) \qquad (4.10)$$

Les frais sur les matériaux $C_{ac.}$et C_{cu} sont évalués en tenant compte des déchets technologiques.

$$\mathbf{C_{ac.}} = \mathbf{7.8.10^{-3}}[(\mathbf{D_{ext.}} + \mathbf{0.5})^2 \mathbf{l_S} + (\mathbf{D_i} + \mathbf{0.5})^2 (\mathbf{l_R} - \mathbf{l_S})]\mathbf{k_c}.\mathbf{P_{px.ac.}} \qquad (4.11)$$

où

$P_{rx.a}$- représente le prix d'un kilogramme d'acier électrotechnique

$$\mathbf{C_{cu.}} = \sum \mathbf{P_{px \cdot cu}}. \mathbf{G_{cu.ph.}} \qquad (4.12)$$

avec

$G_{cu.ph.} = 16.8.10^{-5} k_S l_S W_S S_S$

et où

$P_{rx.cu}$ représente le prix d'un kilogramme de cuivre des conducteurs des différentes phases

$G_{cu.ph.}$ représente la masse (kg) des conducteurs de bobinage par phase.

Les dimensions sont exprimées en centimètres.

Les dépenses sur les matériaux de construction constituent une fine partie par rapport aux dépenses totales ,elles sont en majorité définie par la construction du micromoteur. Une partie de cette dernière varie d'une variante à une autre et peut être prise en considération par l'introduction du coefficient $k_{pr.}$

$\mathbf{k_{pr}}$ =1 pour le micro moteur sans corps (ou carcasse)
$\mathbf{k_{p\,r}}$ =1.06 à1.15 pour le moteur avec carcasse

A la différence des moteurs de grande et moyenne puissance la part des frais de main d'œuvre C_{Mo} dans le prix de revient pour les micromoteurs asynchrones augmente fortement . L'équation de la main d'œuvre lie toutes les dépenses de fabrication des différents organes.

Pour l'évaluation de C_{Mo} on doit obligatoirement : constituer un listing des processus technologiques indispensables, définir la main d'œuvre pour chacun d'entre eux puis en faire la sommation.

Pour les frais généraux d'usine.

$$\mathbf{C_{FG} = C_{Mo} .k_G.} \qquad (4.13)$$

k_G.= 2.5 pour les industries électrotechniques
Les frais d'exploitation $C_{expl.}$ incluent le coût de la consommation en énergie active C_a

$$\mathbf{C_{éa} = P_n.t / \eta \ [1+ \ (0.05 / \eta. Cos^2\varphi)]P_{px.é}10^{-3}} \qquad (4.14)$$

et les dépenses pour la compensation de l'énergie réactive.

$$\mathbf{C_{é.r} = (k_{ch} .P_{px.ér}) (P_n.T_n / \eta).50 / f (tg\varphi –0.5) 10^{-3}} \qquad (4.15)$$

où
t- le nombre d'heures de fonctionnement du moteur durant toute la durée de vie.
$P_{pxé}$ – le prix des kilowatt. heure d'énergie
$P_{px.é.r}$- le prix de l'énergie réactive compensatoire pour une année
T_n – durée de vie du moteur (année)
k_{ch} –coefficient de charge

De cette façon le critère CO technico –économique s'écrit .

$$\mathbf{\sum C = (C_a + C_{cu}) k_{pr} + C_{MO} (1+k_G) + C_{éa} + C_{ér} + C_{cond.}} \qquad (4.16)$$

Cependant avec le coût global $\sum \mathbf{C}$ en qualité de CO il est possible d'utiliser dans certains cas ses composantes telles que les dépenses sur l'énergie(pour une grande longévité de service), le prix de revient du moteur (pour des petites durées de vie), le prix des matériaux actifs et des éléments de déphasage.

Néanmoins le critère d'optimisation technico-économique $\sum \mathbf{C}$ comprend uniquement un seul indice technique qui est le rendement η parmi tant d'autres .
Il ne prend pas en compte les indices de sûreté et de technologicité , le degré vibroaccoustique, la forme de la caractéristique mécanique et bien d'autres indices attestant la qualité.

IV.2.2. Durée de vie des micromoteurs asynchrones monophasés

Conformément aux recommandations de la commission internationale d'électrotechnique (CIE), la durée de vie des micro moteurs asynchrones à usage domestique oscille de 50 à 50 000 heures(tableau 4.1).

Le CO considérant les dépenses de l'énergie électrique peut être décisif (pour les durées de vie plus de ***8000*** heures) et tout à fait peu signifiant (pour les durées de vie moins de 1000 heures).

Pour les petites durées de vie si on optimise le micromoteur par le coût, le rendement η peut se trouver injustement diminué.

Type d'appareil	**Temps de service**		**Temps maximal de Service, H**
	Année	Heure /année	
Moulin à café	10	5à 20	200
Sèche cheveux	2 à10	5à 30	300
Casque pour coiffure	10	5à50	500
Ventilateur	5	10 à 600	3000
Machine à laver le linge	10	80 à 200	2000
Réfrigérateur	10	3000 à5000	50000
Aspirateur	10	1000 à2500	25000.

Tableau. 4. 1. Recommandation de la CIE pour les durées de vie pour l'appareillage domestique à base de micromoteurs asynchrones**.**

IV.2.3. Le facteur complexe de qualité F_{cq}.

Le facteur complexe de qualité F_{cq} par définition prend en compte les facteurs suivants : le rendement ; le facteur de puissance ; le rapport de la masse du moteur et de sa puissance utile G/P_n ; le coefficient $k_i= I_d/I_n$; le coefficient de sous charge $k_{Min.}= C_{min}/C_n$; le coefficient de démarrage $k_d= C_d/C_n$; le coefficient de surcharge $k_{Max}= C_{Max.}/C_n$; les coefficients vibroaccoustiques ; la durée de vie ; la main d'œuvre ; la garantie de fonctionnement sans défaillance probable ; le volume de construction ; le coefficient de technologicité.

En qualité de critère d'optimisation nous pouvons utiliser le F_{cq} qui a pour expression

$$\mathbf{F_{cq} = \sum_{i=1}^{n} k_{pi} .x_i} \qquad (4.17)$$

avec $k_{pi} = 1/l \sum_{\mu=1}^{l} (B_{i\mu} / \sum_{i=1}^{n} B_{i\mu})$

et où k_{pi}- est le coefficient de pondération estimé par la méthode d'expertise

x_i- indice normalisé de qualité

$B_{i\mu}$- estimateur de présomption (importance) du $i^{ème}$indice de qualité de la $\mu^{ième}$expertise

l – nombre d'expertises

F_{cq} permet de déterminer aussi le coefficient du degré de qualité k_q

$$\mathbf{k_q = F_{cq\ q} / F_{cq.éq}} \qquad (4.18)$$

où

$F_{cq.éq}$ – l'indice complexe de qualité étalon

IV.3. Les degrés de qualité.

IV.3.1. Evaluation du degré de qualité pour les MAC et MAED.

Nous allons essayer d'estimer le degré de qualité d'un MAC.

P_n= 90W ; 2p=4 ; U= 220V

Régime de service continu ;
Degré de protection IP 44 ;
Usage domestique.

Nous prenons des micromoteurs- analogues de différentes firmes qui possèdent les mêmes paramètres techniques . Les données pour le calcul des indices complexes de qualité sont dans le tableau 4.2. Le calcul des coefficients de pondération utilise les données d'expertise des estimateurs de présomption (tableau 4.3)

Moteur (Firme)	**μ**		**Cosφ**		**k_i**		**k_d**		**G/P_n**	
	%	v.r*	-	v.r*	-	v.r*	-	v.r*	Kg/W	v.r*
USA	40.46	0.900	0.643	0.960	**2.41**	1.000	1.60	0.572	0.0468	0.995
RUSSE	43.00	0.956	0.600	0.896	2.50	0.962	2.00	0.716	0.0478	0.975
Allemagne	39.00	0.866	**0.670**	1.000	2.50	0.962	**2.80**	1.00	0.0478	0.975
Australie	**45.00**	1.000	0.58	0.856	2.50	0.962	2.00	0.715	**0.0466**	1.0

Tableau 4.2. Valeurs absolues et relatives des indices de qualité

N°Exp.	***Estimation de présomption selon l'échelle de pondération***													
	μ	**cosφ**	**G/P_n**	**k_i**	**K_{min}**	**k_d**	**K_{Max}**	**L**	**t**	**V**	**K_T**	**T**	**C_{MO}**	**∑**
1	6	5	9	4	5	4	6	6	6	8	8	7	7	81
2	8	4	8	3	4	3	4	3	3	10	5	6	7	68
3	6	5	9	4	4	4	4	6	6	10	8	4	8	78
4	9	5	9	5	8	4	5	6	7	10	7	5	10	80
5	8	6	9	4	7	3	3	6	8	10	6	7	10	85

Tableau. 4. 3. Estimation d'expertise des coefficients de pondération.

Les résultats de calculs des coefficients de pondération des indices de comparaison donnent :

- $k_{pi\mu}$ = 0.095
- $k_{picos\varphi}$ = 0.0636
- k_{piki} = 0.0509
- k_{pikd} = 0.046
- $k_{piG/P}$ = 0.112

Les résultats de calcul des indices complexes de qualité I_q et des degrés de qualité k_q des 4 micro moteurs sont regroupés sur le tableau 4.4

Micro moteur	**M1**	**M2**	**M3**	**M4**
I_q	0.3351	0.3382	0.3496	0.3429
k_q	**0.96***	0.968	1.00	0.963

Tableau. 4. 4. Indices complexes de qualité et des degrés de qualité de 4 micromoteurs en compétition

Le micro moteur asynchrone monophasé à condensateur M1 possédant k_{q1} = 0.96 peut appartenir à la haute gamme de qualité étant donné que par définition la catégorie de qualité est attribué en fonction du degré de qualité et des coefficients de contrainte :

$k_q \geq 0.95$ (haute gamme);
$0.95 > k_q \geq 0.9$ (1ère gamme) ;
$k_q < 0.9$ (2^{ème}gamme).

IV.3.2 Le critère complexe d'optimisation.

En qualité de critère d'optimisation nous pouvons utiliser le facteur complexe de qualité $\mathbf{F_{cq}}$. Cependant il prend en considération les indices techniques du micro moteur comme données de base mais ses caractéristiques économiques deviennent secondaires.
C'est d'ailleurs la raison pour laquelle ce critère est généralement utilisé pour optimiser les moteurs à désignation spécifique.

Les calculs d'optimisation basés sur le maximum de I_q peuvent nous mener à l'exagération de certains indices techniques tel que les facteurs de démarrage k_d et de surcharge k_M au dépend du coût et de la masse du micro moteur.

Ceci est lié au fait que la valeur du F_{cq} augmente pour n'importe quelle accroissement de k_d et k_M alors que d'habitude pour les mécanismes de commande seul le niveau de ces valeurs est recommandé.

Il est important aussi de noter que la masse du micromoteur, la masse des matériaux actifs et la puissance utile par unité de masse ou de volume peuvent de même servir comme critère d'optimisation pour les micromoteurs à usage spécifique.

IV.3.3 Critère intégral d'optimisation I_{in}

Afin de considérer les indices technico- économique pour l'optimisation des micro moteurs il convient alors de regrouper les critères étudiés ci-dessus et les exprimer à travers le critère intégral d'optimisation

$$\mathbf{I_{in} = P_n\ t\ F_{cq} / \sum C} \qquad (4.19)$$

où

t - désigne la durée de vie jusqu'à la défaillance ou bien jusqu'à une situation limite(longévité).

Pour la détermination de $\mathbf{I_{in}}$, il est indispensable de prendre en compte tous les coûts impliquant les composantes variables et constantes car le fait de ne pas considérer la composante constante influe beaucoup sur le choix de la variante optimale. Cependant le critère d'optimisation se complique manifestement.

La durée de vie pour chaque micromoteurs asynchrone est une grandeur variable, liée à sa robustesse. Le calcul de la durée de vie et de la robustesse au stade de la conception est un problème de recherche d'actualité et est encore au stade de la résolution pour les micromoteurs.

Souvent la durée de vie pour les micro moteurs dépasse celle recommandée selon les conditions d'exploitation. Dans ce cas il est rationnel d'utiliser dans le critère $\mathbf{I_{in}}$ le facteur durée de vie d'exploitation . Ceci contribue à la simplification du critère d'optimisation intégrale .

$$\mathbf{I_{in1} = F_{cq} / \sum C} \qquad (4.20)$$

Chapitre V. Choix du micromoteur asynchrone monophasé optimal.

V.1. Optimisation du choix de la variante assistée par ordinateur

V. 1.1. Principe de formulation de l'algorithme d'optimisation globale (AOG).

L'utilisation d'une seule approche s'impose pour l'optimisation de différents micro moteurs asynchrones monophasé: à condensateur permanent, à condensateur permanent et de démarrage, monophasé à condensateur de démarrage ou bien à résistance de démarrage. C'est seulement avec cela qu'on peut faire une comparaison objective des différents types de micro moteurs selon des indices technico-économiques et un choix argumenté du micromoteur en fonction de l'application à laquelle il est destiné.

Le schéma d'algorithme que nous proposons pour la résolution en général des problèmes d'optimisation des micromoteurs asynchrones monophasés MAC et MAED envisage l'utilisation de deux optimisations partielles **:**

1- L'optimisation du dimensionnement des feuilles du stator et du rotor en ayant comme données les surfaces d'encoche et le rapport des diamètres des armatures.

2- L'optimisation des données des enroulements(glissement nominal et coefficient de transformation.

De ce fait le nombre de variables indépendantes dans le schéma d'optimisation global est réduit à quatre : k_D ; V_{sp} ; k_{ZS} et k_{ZR} .

La réduction du nombre de variables indépendantes(optimisation partielle) nous donne la possibilité d'utiliser des méthodes plus simples de recherche d'optimum et permet d'économiser le temps de calcul.

Le schéma d'algorithme global d'optimisation pour le MAC représenté sur la figure.5.1.peut être sous condition divisé en deux parties :

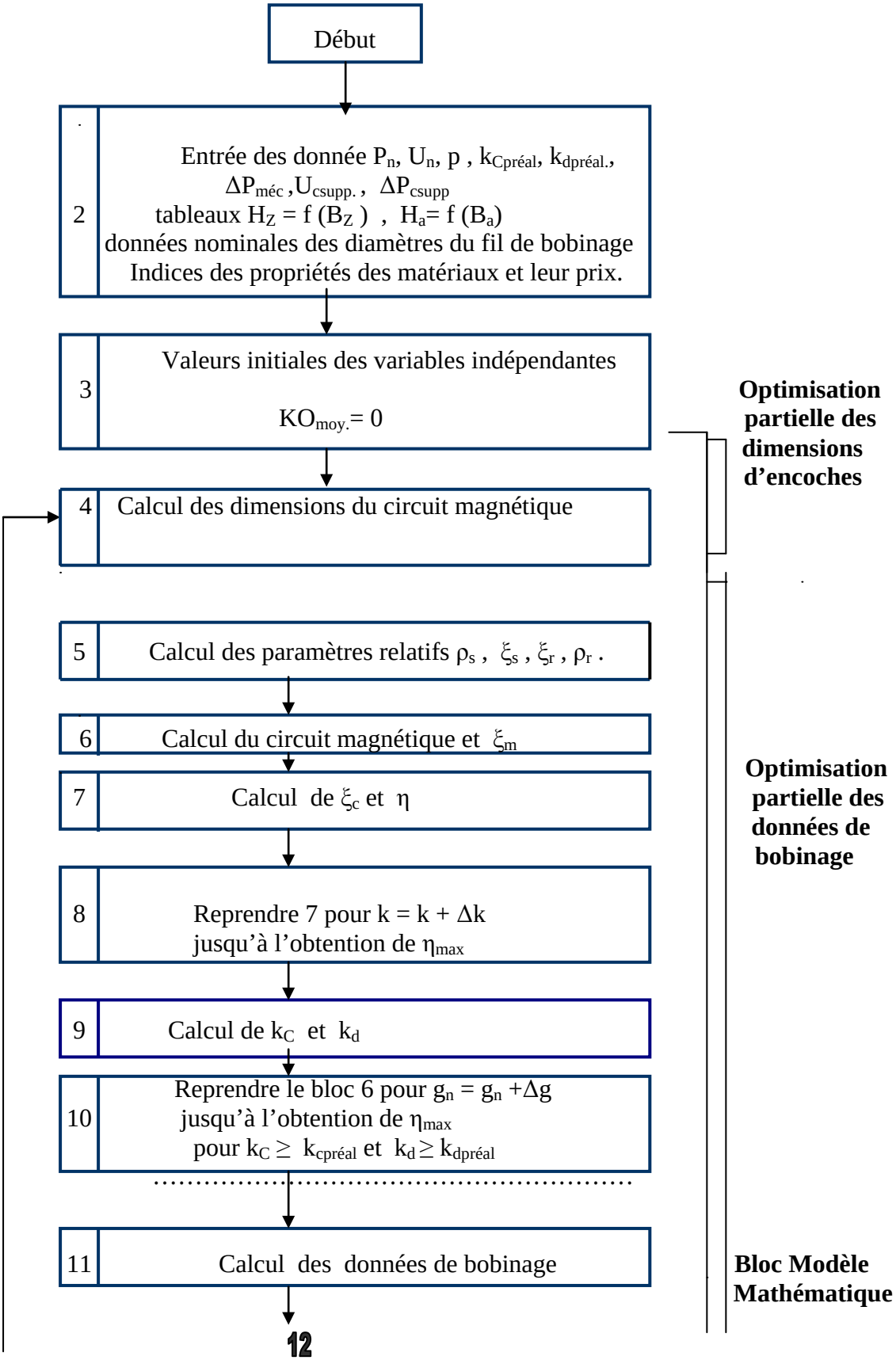
1- Le bloc d'optimisation donne la succession de la sélection des variables indépendantes et assure la recherche de leur évaluation optimale.

2- Le bloc du modèle mathématique de l'objectif de recherche donne la possibilité de déterminer les grandeurs des critères d'optimisation et des contraintes à partir des données des valeurs des variables indépendantes.

Au début on exécute le calcul du circuit magnétique et avec cela on utilise les résultats de l'optimisation partielle du dimensionnement des encoches du stator et du rotor. Le schéma de l'algorithme du calcul optimal des encoches est représenté en Annexe V.

En même temps on tient compte des contraintes technologiques en rapport avec les dimensions des feuilles magnétiques qui permettent de calculer les valeurs limites des surfaces relatives des encoches du stator et du rotor(k_{ZS} et k_{ZR}). Après cela on exécute l'optimisation partielle des données des enroulements (Annexe V) qui revient à chercher la combinaison du glissement et du coefficient de transformation optimaux. Avec cela on considère les contraintes selon les couples de démarrage et maximal et aussi la tension aux

bornes du condensateur. Ensuite on vérifie la surélévation de température et on retrouve la valeur du critère d'optimisation



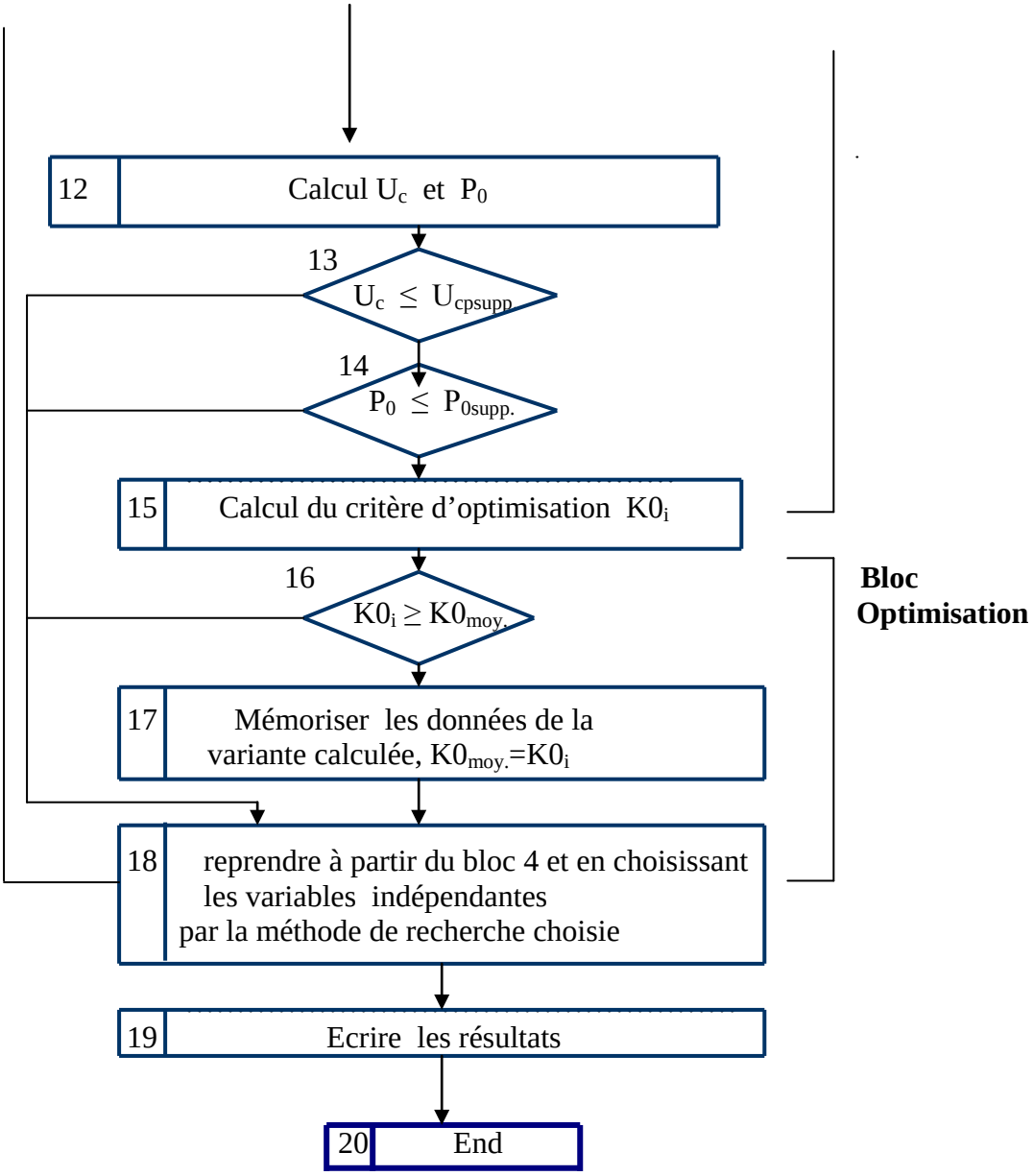


Fig. 5 .1. Organigramme du programme global modèle pour l'optimisation du micromoteur à condensateur

IV.1.2. Type de champ magnétique et Optimisation des données des

enroulements du MAC

Cette optimisation partielle a une signification indépendante développée en pratique puisqu'elle satisfait la conception de la machine à partir des données géométriques et permet de retrouver la valeur du glissement nominal g_n et du coefficient de transformation k

V.1.2.1. Optimisation pour différentes formes du champ

V.1.2.1.1. L'Optimisation pour un champ circulaire en régime nominal.

Dans ces conditions la valeur de k est synonyme de la détermination des paramètres relatifs du schéma équivalent et du glissement nominal. Le choix de ce dernier est accompli pour un rendement maximal comme condition lors du cautionnement des facteurs k_M et k_d.

Les approximations polynomiales obtenues par la méthode de la planification des expériences MPE permettent de réaliser ceci sans recourir au calcul de la caractéristique mécanique à maintes reprises. Le schéma de l'algorithme de recherche du glissement optimal est fondé sur l'exploration préalable des dépendances **$k_M = f(g_n)$, $k_d = f(g_n)$, $\eta = f(g_n)$** que nous représentons sur la figure 5.2

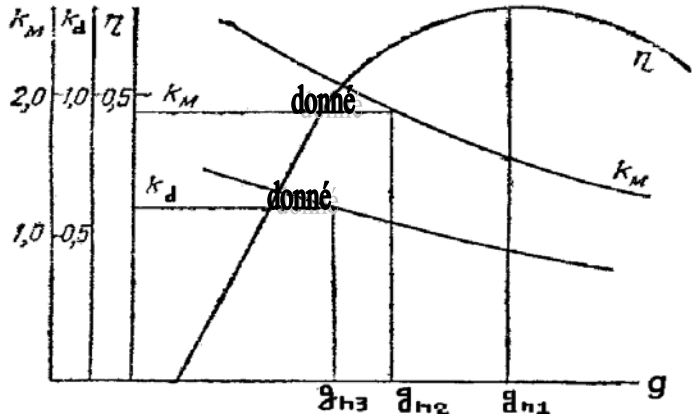


Fig. 5. 2. Choix du glissement nominal optimal pour le MAC.

La valeur optimale du glissement sera inférieure à g_{n1}correspondant au η_{max} sans considération des limites de k_M et k_d , à la plus grande valeur de g_{n2} pour $k_M \geq k_{M.init}$ et à g_{n3} pour $k_d \geq k_{d.init}$.

V.1.2.1.2. L'Optimisation pour un champ inverse minimal en régime nominal.

D'habitude le champ circulaire au régime nominal exige une valeur de capacité qui ne peut être réalisée par un condensateur standard. L'utilisation de deux ou plusieurs condensateurs est économiquement mauvaise. Une valeur de la capacité proche de la standard rend le champ elliptique et par conséquent la présence d'un champ inverse. Ceci peut convenir mais avec un autre coefficient de transformation. En outre pour satisfaire le k_d recommandé pour le micro moteur il faut augmenter la

tension du condensateur comparée à celle obtenue pour le champ circulaire à glissement nominal car l'écart par rapport au champ circulaire entraîne la diminution de la tension du condensateur.

Pour résoudre ce problème on utilise les contraintes suivantes : le facteur de démarrage k_d, le facteur de surcharge, les pertes p_0 et la tension du condensateur en régime à vide U_{co}. Le schéma de l'algorithme de recherche du glissement nominal optimal que nous proposons afin de choisir un coefficient de transformation avec les conditions de minimisation du champ inverse pour une capacité donnée et un schéma de branchement parallèle des enroulements statoriques du MAC est représenté en Annexe V. La valeur de g_n varie à partir d'une valeur initiale minimale et à chaque valeur de g on recherche un coefficient optimal de transformation $k_{opt.}$. Comme le critère d'optimisation est le rendement maximal η_{max} alors le coefficient de transformation k est obtenu des conditions de la grandeur minimale du champ inverse.
L'algorithme prévoit au début les paramètres relatifs du schéma équivalent du micro moteur et calcule en même temps la résistance du rotor r_{R1000} réduite à l'enroulement du stator pour un nombre de spires W_s égale à 1000. Les paramètres ρ_S, ρ_m, ξ_S, ξ_R .ne dépendent pas des grandeurs des variables indépendantes g_n et k, c'est pourquoi dans l'algorithme on ne les calcule qu'une seule fois.

La valeur relative de la réactance inductive mutuelle ξ_m varie en fonction de g_n. Ceci est lié au dimensionnement du circuit magnétique et au calcul de l'induction de l'entrefer B_δ qui a une influence sur l'état de saturation et par conséquent sur ξ_m. C'est pourquoi dans l'organigramme du programme le calcul du circuit magnétique et ξ_m sont repris pour chaque valeur du glissement nominal g_n. Une position particulière est réservée à la valeur de la réactance relative de la capacité ξ_c qui est déterminée par itération.

$$\xi_c = x_c / (k^2 r_{RA}) = \xi^* / [k^2 m_n (1-g_n)]$$
$$\xi^*_c = x_c / z_b = x_c (P_n + p_{méc.}) / 2U_n^2$$
$$m_n = C_n / C_b$$
$$C_b = 1/\Omega_s . 2U_n^2 / r_{RA}.$$

La valeur de m_n est déterminée relativement aux courants du stator ou du rotor pour un glissement nominal.

$$\xi_{c1} = \xi^*_c [(1+\xi_c/\xi_m)^2 + (\rho_S/\xi_m)^2 + 2\rho_S . g_n] / k^2 m_n (1-g_n)$$
$$\xi_{c(i+1)} = (\xi_{ci} - \Delta\xi_{ci}) [(\xi_{ci} - \xi_{c(I-1)}) / (\Delta\xi_{ci} - \Delta\xi_{ci-1})].$$

Avec $\Delta\xi_{ci} = \xi_c^* / [k^2 m_n (1-g_n)] - \xi_{ci}$

La résolution prend fin lorsque $|\Delta\xi| \leq \varepsilon$
Après cela le programme prévoit le calcul du rendement , les couples maximal et de démarrage. Le glissement répondant à un couple maximal est déterminé lors du calcul de la caractéristique mécanique. La précision dépend du choix du pas de glissement .
La tension du condensateur est calculée en fonction des courants pour un glissement **g = 0.005** correspondant approximativement au régime à vide du micro moteur. Il en est de même pour p_0 et la température γ_S des enroulements du stator. L'augmentation de g_n doit continuer jusqu'à ce que le rendement maximal (figure 5.2) soit atteint
$k_M \geq k_{M.donné}$; $k_d \geq k_{d.donné}$
La vérification de U_c et de p_0 est exécutée uniquement pour le glissement optimal nominal.

V1.2.1.3. Optimisation des données des enroulements pour un champ inverse minimal en régime nominal par la MPE.

Afin d'accélérer la recherche de la variante optimale et d'économiser le temps de calcul par ordinateur il est plus rationnel d'utiliser les relations polynomiales obtenue par la méthode de planification des expériences. Mais pour cela le schéma de l'algorithme de recherche se complique un peu (AnnexeV)
Les polynômes pour k_d et k_p vont nous servir à retrouver préalablement la valeur optimale du glissement nominal ; cette dernière sera précisée par la suite.

$k_d = f(\xi_m', \rho_s', c, g_n/g_{cr.}, \xi_c^*)$;
$k_M = f(\xi_m', \rho_s', c, g_n/g_{cr.}, \xi_c^*)$.

La recherche du coefficient de transformation optimale peut être aussi accélérée au moyen du polynôme

$$k = f(\xi_m', \rho_s', c, g_n/g_{cr.}, \xi_c^*)$$

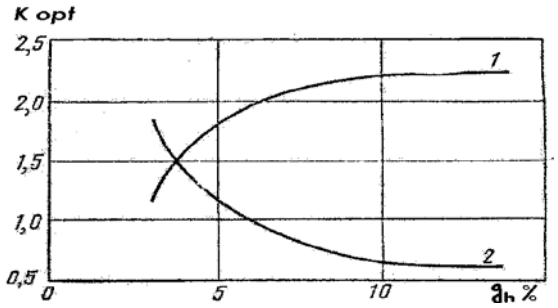
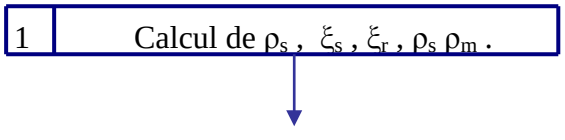


Fig. 5. 3. Dépendance $\mathbf{k_{opt.} = f(g_n)}$

V.1.3. Algorithme et programme pour l'optimisation et la vérification des MAC ET MAED.

Le calcul de la conception du MAC est réalisé conformément au schéma de l'algorithme d'optimisation globale(fig5.1). La détermination et la construction des caractéristiques électromécaniques entrent dans le calcul de la vérification des micromoteurs asynchrones.

En outre on évalue k_d , k_M et la tension à vide aux bornes du condensateur$U_{cond.0}$.
Le calcul du MAC, en ayant comme données les dimensions du circuit magnétique, a pour but la recherche les données optimales des enroulements et de la capacité du condensateur. La résolution de ce problème se résume en cinq étapes que nous schématisons sur la figure 5.4.



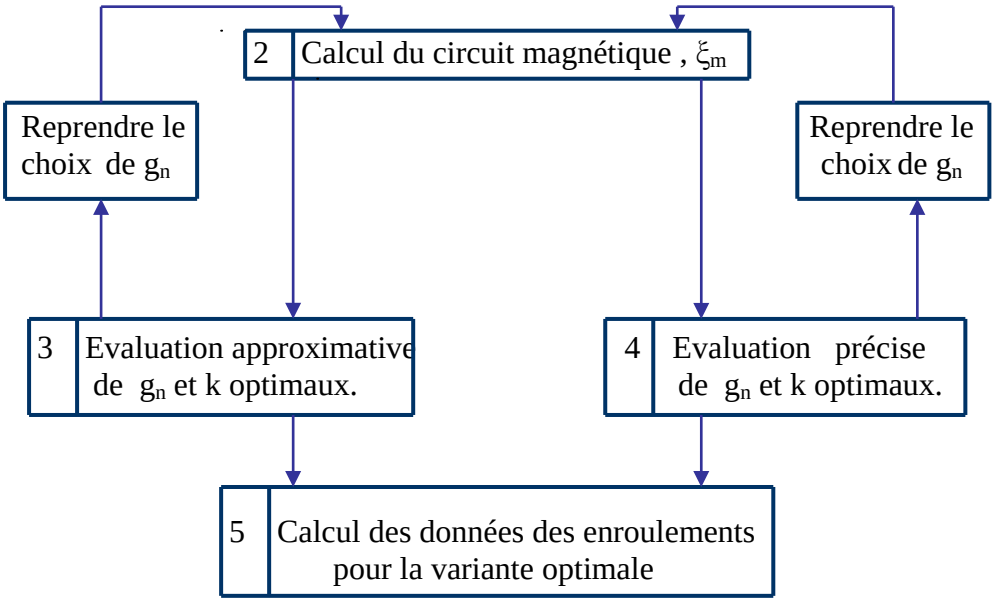


Fig. 5. 4. Schéma de recherche des données optimales du bobinage.[Lapoukhina, 80]

Une des étapes de recherche de g_n et k peut être omise dans les schémas logiques concrets : approximatif ou précis (AnnexeV).
Si on optimise pour un champ circulaire en régime nominal, on peut se limiter seulement à la détermination approximatives au moyen des polynômes. Ceci simplifie la recherche et donne la possibilité de retrouver les données optimales des enroulements par calcul manuel. Cependant l'utilisation de l'ordinateur dans ce cas accélère et facilite énormément les calculs.
La résolution du problème pour la condition du champ magnétique inverse minimal en régime nominal et avec une valeur standard de la capacité peut être exécutée sans la détermination approximative de g_n et k.
Pendant la réalisation uniquement de la recherche précise, le nombre de variantes et le temps de calcul augmentent considérablement . Par conséquent l'utilisation de l'ordinateur est indispensable pour la recherche des données optimales du bobinage.
L'algorithme et le programme de calcul du circuit magnétique pour l'optimisation des enroulements est donné en AnnexeV.

Ce programme de calcul a l'avantage de tenir compte des pertes fer en utilisant le modèle mathématique représenté en Annexe III. et donne la possibilité de traiter d'autres schémas de branchements, de différents types de bobinage et de formes d'encoches.

S/ Programme 4

H f (B)

S/ Programme Formation 5
des coefficients et
Résolution système d'équation

S/ Programme 2
Calcul paramètres
du modèle électrique

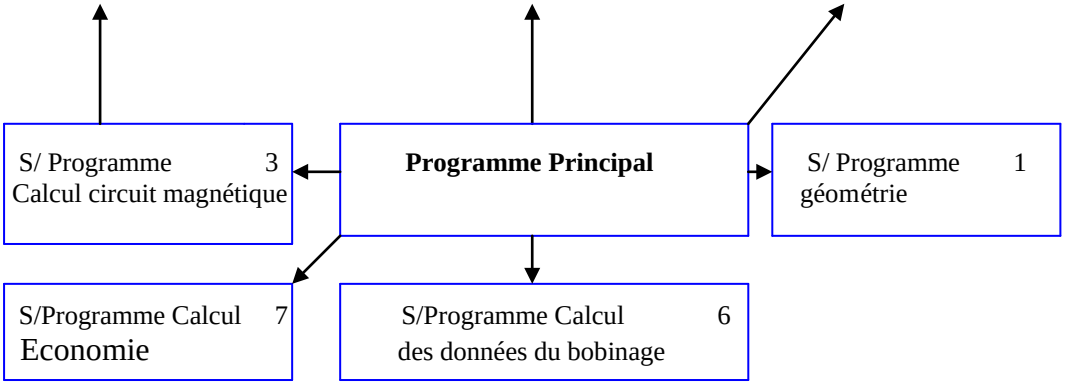


Fig. 5. 5. Organigramme du programme de la recherche des données optimales des enroulements.

Ce programme de l'optimisation des données des enroulements du micromoteur a été testé sur un micromoteur asynchrone à condensateur MAC-16 à branchement en parallèle :
Les coefficients doivent être $k_d \geq 0.7$ et $k_M \geq 1.85$.
La variation du glissement nominal a lieu dans l'intervalle g_n= 3 à 6,4 %.
La figure 5.6 représente le comportement des coefficients correspondant au champ inverse minimum.

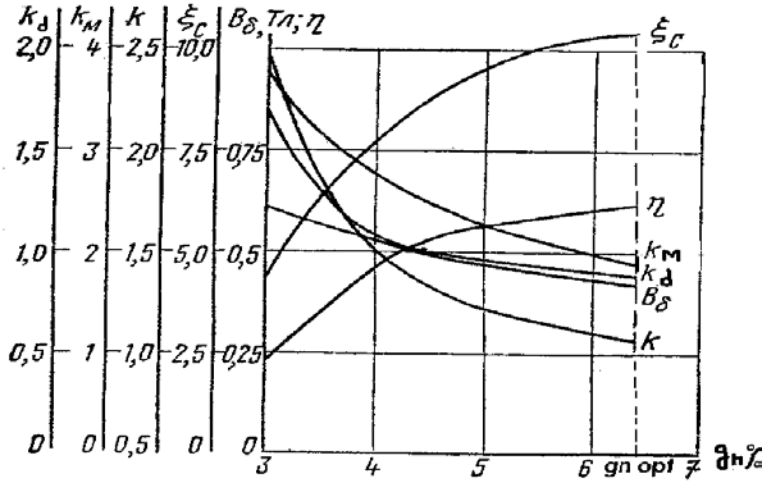


Fig. 5. 6. Recherche du glissement nominal optimal Pour le cas du MAC –16.

Nous constatons que la continuité de l'accroissement de g_n bien qu'elle assure un meilleur rendement va entraîner une réduction de k_M en dessous de la valeur donnée. C'est pourquoi comme glissement optimal nous prenons g_n= 6.4% et nous opérons le calcul des données des enroulements (W_{SA} ,W_{SB}, d_A, d_B et k) pour ce dernier.

V.1.3.1. Analyse des facteurs influents sur le choix de la variante optimale du MAC

L'étude de la conduite des fonctions d'objectifs et des contraintes en fonction de la variation des facteurs d'entrée a une grande signification dans le choix de la stratégie de recherche de la variante optimale du MAC. Elle peut être exécutée pour un grand nombre de types de micromoteurs et permet de révéler certaines régularités qui leurs sont communes, et de comprendre profondément les racines physiques des dépendances. Grâce à elle, la recherche de la variante optimale se fait une orientation précise et l'issue vers l'optimum est courte et simple. En conclusion la résolution des problèmes d'optimisation est considérablement allégée.

L'analyse des résultats de l'optimisation globale du MAC selon un grand nombre de différents critères d'optimisation donne la possibilité de révéler les facteurs de base ayant fixé le choix des variables indépendantes. Pour le choix de k_D, le rendement et la consommation en cuivre pour les conducteurs de bobinage ont une signification de base. Le caractère de l'influence de k_D sur le rendement est lié à l'action de deux facteurs contradictoires. L'accroissement de k_D entraîne la diminution de l'induction de l'entrefer B_δ , de la denture et de l'armature du rotor qui à leur tour conduit à la diminution des courants de magnétisation et par conséquent aboutit à l'augmentation du rendement. En même temps l'induction des dents et de l'armature du stator augmente et en fin de compte ces parties du circuit magnétique, deviennent très saturées et le rendement commence à diminuer. L'extremum de la fonction $\eta = f(k_D)$ a une pente douce ce qui donne une certaine liberté de choix

$$\mathbf{k_{Dopt} = 0.51 \div 0.53 \quad pour \quad 2p = 2}$$
$$\mathbf{k_{Dopt} = 0.58 \div 0.60 \quad pour \quad 2p = 4}$$

La consommation en cuivre pour le bobinage diminue suite à l'accroissement de k_D.
C'est pourquoi la valeur du coefficient k_D est un peu plus grande pour les machines de la nouvelle génération qui sont optimisées par ordinateur.

$$\mathbf{k_{Dopt} = 0.54 \div 0.56 \quad pour\ 2p = 2}$$
$$\mathbf{k_{Dopt} = 0.60 \div 0.62 \quad pour\ 2p = 4}$$

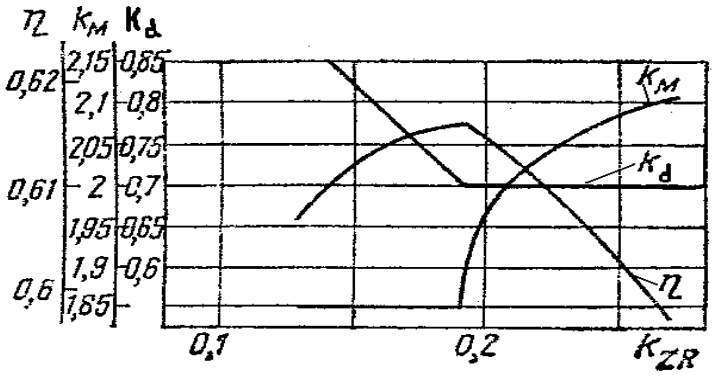


Fig. 5 .7. Influence de k_{ZR} sur les indices externes du MAC
P = 60W ; 2p = 2 ;

La surface relative optimale des encoches rotoriques k_{ZR} satisfait la variante du micromoteur pour lequel $k_{dém.}$ et k_M sont proches de ceux donnés et pour lesquels le

rendement (figure 5.7) est maximal. La diminution de k_{ZR} est liée à l'accroissement de la résistance de la cage rotorique , ce qui conduit à l'élévation de $k_{dém.}$d'une part et tend à réduire k_M d'autre part . L'accroissement de k_{ZR} donnera l'effet inverse.
Afin d'obtenir les coefficients $k_{dém}$ et k_M correspondant aux niveaux requis il faut diminuer le glissement nominal par rapport à l'optimal du point de vue rendement maximal
Le choix de la surface relative optimale des encoches statoriques k_{ZS} et du volume spécifique des matériaux actifs V_{sp} est déterminé par des facteurs économiques. La croissance de ces variables indépendantes est fonction de l'augmentation du rendement c'est à dire de la réduction des dépenses d'exploitation avec une grande consommation de matériaux . La résolution de cette contradiction doit tenir compte des conditions d'utilisation du micro moteur en particulier la longévité de son fonctionnement.

V.1.3.2. Glissement et rapport de transformation optimaux.

De même nous allons réalisé l'analyse de la recherche des données optimales des enroulements du MAC pour une capacité constante et des dimensions proposées du système magnétiques.
Comme mentionné précédemment, dans ce problème on a deux variables indépendantes :
le glissement nominal g_n et le rapport de transformation k.
Les grandeurs examinées sont les fonctions d'objectif (FO): le rendement et les contraintes ; les coefficients $k_{dém}$, k_M pour les couples et la tension aux bornes du condensateur (U_{cond}) lors du régime à vide.

L'étude de ces grandeurs pour le MAC à deux enroulements avec un branchement en parallèle de ces phases est représenté sur la figure 5.8.

P_n = 60W, U_n = 220V, 2p =2, C = 4μF.
Les valeurs des contraintes $k_{dém}$= 0.7 ; k_M= 1.85 ; U_{cond}= 425V.
Les valeurs optimales de $k_{opt.}$ sont représentées par la courbe en traits discontinus.
$K_{opt.}$ diminue avec l'augmentation de $g_{n.}$ (pour un branchement série ce sera l'inverse). Ce fait est très utile pour la logique de recherche de la variante optimale.
Le domaine (abcd) représente la variation des variables indépendantes pour lesquels toutes les contraintes sont accomplies. Si la contrainte principale est le facteur k_M alors le point optimal se trouve sur l'intersection de ce domaine avec la ligne optimale du coefficient de transformation $k_{opt.}$ et la plus grande valeur de g_n.

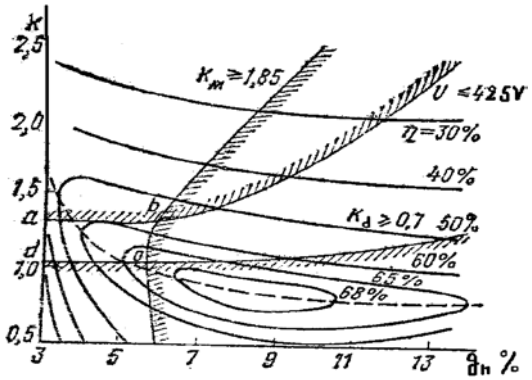


Fig. 5. 8. Variation de la fonction d'objectif et des contraintes pour des variables indépendantes pour le MAC.[Lapoukhina, 83]

Si on prend pour ce MAC comme contrainte de base le facteur $k_{dém.}$, alors on a la possibilité d'obtenir quelques rendements plus élevés dans le cas ou l'on écarte la condition du champ inverse minimal pendant le choix de $k_{opt.}$ Pour cela on doit se déplacer à travers

les limites du domaine pour les valeurs tolérées de g_n et k du coté des grands glissements dans le sens du point d'intersection de ces limites avec la ligne de $k_{opt.}$

Une influence décisive est exercée par $k_{dém}$ et k_M concernant le choix de la variante optimale. Comme la tension U_c diminue lorsqu'on se déplace dans le sens des grands glissements il est alors plus utile de la vérifier seulement pour la valeur optimale de g_n. Si elle s'avère supérieure à la valeur tolérée il faut refaire la recherche pour une valeur de capacité plus grande. L'exemple du MAC montre l'importance de l'analyse préalable des problèmes d'optimisation. Les résultats de cette étude sont utilisés pour l'élaboration de la logique de recherche des données optimales des enroulements.

V.1.3.3. Les particularités pour l'optimisation des enroulements du MAED.

La particularité essentielle réside dans leur principe de fonctionnement (la phase principale est branchée continuellement pendant le fonctionnement par contre l'auxiliaire uniquement au démarrage).
L'enroulement principal est conçu en principe en tenant compte des exigences du régime de service ; l'enroulement auxiliaire est sélectionné seulement par le régime de démarrage.

D'habitude les deux enroulements occupent différents nombres d'encoches, c'est pourquoi leurs coefficients de bobinage et leurs coefficients de perméabilité magnétique de fuites ne sont pas égaux. Il en est de même pour les paramètres relatifs des schémas équivalents.

L'organigramme du programme est donné en AnnexeV.

V.2. CHOIX de la variante optimale. Application et analyse des résultats.

V.2.1. Choix du micromoteur optimal d'après les conditions imposées par l'application donnée

Il existe plusieurs installations industrielles ou domestiques dans lesquelles on peut utiliser divers types de micromoteurs asynchrones monophasés pour l'entraînement électromécanique. Ceci nous conduit à faire obligatoirement une argumentation approfondie et rigoureuse concernant le type de micro moteur à choisir au stade de la conception en tenant compte de la grande diversité d'accessoires utilisant le micro moteur asynchrone monophasé. Cette argumentation est liée beaucoup à l'effet de l'économie nationale et doit être convaincante.

La résolution d'un tel problème recommande une synthèse du micromoteur sur ordinateur avec un complexe de propriétés proposées. Les différents types de micromoteurs asynchrones monophasés doivent être conçus en utilisant des méthodes de calcul universelles basées sur des principes communs.

V.2.2. Application et Résultats

Nous allons examiner les principes de base de la résolution du problème de l'optimisation des micromoteurs asynchrones monophasés concernant le choix d'un des différents types pour l'application dans une machine à laver le linge.

P_n = 180W , 2p =2.

Les facteurs de surcharge et de démarrage recommandés :

$k_{dém.}$= 1.3 ; k_{Max}= 1.7

Ces exigences peuvent donner satisfaction à une diversité de micromoteurs asynchrones monophasés MAC et MAED qui peuvent convenir à cette application
tels que :

- MAC à CP
- MAC à CP et à CD
- MAED à CD;
- MAED à résistance active élevée (Split-phase motor)

Nous allons mener l'optimisation de ces micromoteurs selon trois critères sélectifs

1) les dépenses $\sum$ C (4.16) ;
2) le facteur complexe de qualité F_{cq} (4.17) ;
3) les critère d'intégration I_{int1} (4.19).

Nous considérons pour cela cinq indices de qualité.
1) le rendement μ ;
2) le facteur de surcharge k_M ;
3) le coefficient de démarrage $k_{dém.}$;
4) la puissance utile spécifique par unité de masse des matériaux actifs P_n / G_{ac} ;
5) l'échauffement spécifique $\sigma_S = \sum p / S_n$.

Les résultats d'optimisation par ordinateur des quatre types de micromoteurs asynchrones monophasé selon les trois critères sont regroupés au tableau 5.1.

Ils permettent d'argumenter la recommandation pour le choix du micromoteur asynchrone monophasé qui s'adapte le plus pour la machine à laver. Puis nous procédons à l'analyse de l'influence du choix des critères d'optimisation pour la meilleure variante de chacun de ces types de microactionneurs

Grandeurs calculées	Critères d'optimisation CO							
	∑ C				**Fcq , $I_{int.}$**			
	Cs	Cs , Cd	Cd	Rd	Cs	Cs, Cd	Cd	Rd
k_D	0.43	0.49	0.55	0.5	0.45	0.52	0.53	0.52
k_{ZS}	0.2	0.13	00.23	0.22	0.21	0.13	0.26	0.28
k_{ZR}	0.12	0.17	0.24	0.2	0.16	0.23	0.22	0.22
Vsp, cm^3/W	2.6	2.12	3.25	4.1	3.8	2.75	4.75	4.37
l_S ,cm	5.84	4.77	7.3	4.44	8.97	6.18	10.7	4.7
W_{SA}	396	516	512	584	264	486	448	584
W_{SB}	552	702	376	264	444	600	328	204
d_A ,mm	0.59	0.38	0.57	0.8	0.72	0.38	0.64	0.9
d_B, mm	0.49	0.33	0.25	0.44	0.55	0.35	0.25	0.49
k_M	3.39	1.73	1.79	1.91	5.88	1.74	2.14	1.92
$k_{dém.}$	1.35	1.36	1.34	1.36	1.45	1.62	1.34	1.67
η	0.63	0.69	0.597	0.612	0.61	0.71	0.64	0.615
P_n/G, W/kg	50.4	60.65	43.52	31.23	35.9	48.3	30.9	29.72
σ_S, W/cm^3	0.31	0.2	0.31	0.21	0.27	0.2	0.2	0.2
g_n	0.0454	0.064	0.052	0.068	0.021	0.05	0.044	0.07
C_S,µF	10	5	-	-	10	5	-	-
C_d, µF	-	10	30	-	-	10	30	-
∑ C	12.18	10.295	10.40	9.993 **	13.46	10.68	10.90	10.35
F_{cq}	1.27	0.92	0.84	0.9	1.62 *	0.97	0.92	0.935
I_{int}, kW.h/u	28.15	24.12	21.79	24.31	32.49*	24.5	22.78	24.39

Tableau. 5. 1. Résultats de l'optimisation des différents types de micromoteurs

Nous retrouvons dans le tableau 5.1 :

- les facteurs technologiques de construction (FTC) : k_D, k_{ZS}, k_{ZR}, V_{sp}, l_S ;
- les données des enroulements W_{SA},W_{SB}, d_A, d_B ;
- les indices externes µ, σ_S, k_M, $k_{dém.}$,
- les dépenses pour le cuivre des enroulements du stator C_{cu}, pour l'acier C_{ac} et
- pour l'énergie électrique $C_{ée}$,
- les coûts des condensateurs C_s et $C_{dém}$,
- les critères d'optimisation (CO).

Le coût de l'énergie pour les machines domestiques a été estimé sur la base de 1.3 unité pour 1kW.h

V.2.3. Analyse et discussion des résultats

En se référant au critère d'optimisation $\sum C$ le micro moteur asynchrone à enroulement de démarrage avec résistance active élevée(moteur split phase) est le meilleur. Bien que ce micro moteur présente un mauvais rendement et par conséquent des dépenses élevées pour l'énergie électrique et une grande masse des matériaux actifs ; cependant ces dépenses sont compensées par l'absence des condensateurs.
En considérant le critère d'optimisation F_{cq} le micro moteur à condensateur permanent s'avère le meilleur; il possède un facteur de surcharge qui dépasse celui exigé par les conditions d'exploitation. Il faut remarquer que par ce critère d'optimisation le facteur degré de qualité $\mathbf{k_q}$ ne prend pas en considération les conditions d'utilisation. Pour cela il peut être élevé à cause du léger accroissement de certains coefficients de qualité qui ne sont pas exigés pour l'application considérée.
L'optimisation par le facteur d'intégration $I_{int.}$ conduit au choix du micro moteur asynchrone à condensateurs permanent et de démarrage. Les coefficients de qualité sont proches de ceux recommandés et qui ont servi de coefficients de contraintes; de même les indices énergétiques sont meilleurs.
D'après le critère du coût total réduit $\sum \mathbf{C} = \mathbf{9.993}$ le micro moteur à résistance active élevée (split- phase) s'avère le meilleur bien que ce type possède un mauvais rendement et par conséquent de grandes pertes en énergie électriques et une grande masse en matériaux actifs mais tout cela sera compensé par l'absence du condensateur.
Le micromoteur à condensateur de service est le meilleur d'après le critère optimal du facteur complexe de qualité $\mathbf{F_{cq} = 1.62}$, il possède $\mathbf{k_m = 5.88}$, plus grand que celui exigé pour la machine considérée. Il dispose du meilleur facteur de qualité $\mathbf{I = 32.49}$ auxquels s'ajoutent de bons indices énergétiques.

V.3. CONCLUSION.

Un effort supplémentaire devra être accompli afin de satisfaire aux exigences industrielles Ceci va se traduire par une modélisation plus fine prenant en compte l'amélioration de la qualité des matériaux actifs et la considération de la saturation et des pertes fer dans le calcul des performances technologiques des micromoteurs. La multifonctionnalité des équipements à usage domestique sera atteinte par l'association des convertisseurs électroniques et contribuera beaucoup à l'amélioration de la qualité des micromoteurs conçus pour l'entraînement à vitesse variable des pompes, des ventilateurs, des machines à laver et autres avec une consommation d'énergie électrique réduite.
Le meilleur moyen d'exprimer l'augmentation de la qualité est possible si des systèmes automatiques sont utilisés pour la conception des micromoteurs de faible puissance.

CONCLUSIONS GENERALES et PERSPECTIVES

Compte tenu de la fréquence d'utilisation des micromoteurs asynchrones monophasés à deux enroulements (MAC et MAED) dans l'industrie et surtout pour l'usage domestique, la contribution à leur étude et le calcul en vue de l'amélioration de leurs performances technologiques ainsi que les méthodes pour le choix de la variante optimale dans les diverses applications sont devenus un enjeu économique important.
Le travail que nous venons de présenter dans cette thèse a pour but essentiel le calcul des performances et le choix du micromoteur asynchrone à cage optimal MAC ou MAED à partir de ses données constructives.

Dans les premiers chapitres nous avons mis en évidence le rôle du dimensionnement et des facteurs technologiques de construction (FTC) de grande influence sur les indices externes du micro moteur. Nous avons par la suite présenté les modèles électriques et mathématiques traditionnels. Puis nous avons contribué à la correction de ces modèles primitifs en vue de la précision de la détermination théorique et pratique des paramètres électriques et magnétiques et la prise en compte de l'influence des pertes fer, des harmoniques supérieurs d'espace et de la saturation.
Les résultats exposés au chapitre III permettent de penser que le programme peut être utilisé pour la conception de ces micro moteurs ; en effet alors que la majorité des articles cités en bibliographie utilisent un maximum d'hypothèses simplificatrices et concluent en constatant que les théories proposées donnent des résultats peu précis, notre calcul conduit à des caractéristiques proches de l'expérience pour tous les micro moteurs testés.

Cette étude n'a jamais été entreprise sous forme quantitative (à notre connaissance, seules des études linéaires ont été développées).
La généralisation de cette étude au cas des micromoteurs de grande série est envisageable en procédant à des modifications simples du programme existant.
Ce programme a l'avantage de rendre facile l'étude de l'impact d'une des données sur les indices externes des micro actionneurs. Nous avons développé l'exemple de l'étude de la résistivité, de l'entrefer et de l'échauffement sur les caractéristiques externes.

A la suite de ce travail, nous avons mis un programme permettant la détermination de la forme optimale à donner au stator (système magnétique et bobinage) d'un MAC ou d'un MAED ayant une caractéristique mécanique prédéfinie. Nous avons mis une théorie faisant intervenir les critères technico-économiques d'optimisation pour valider le choix du micromoteur asynchrone monophasé optimal parmi tant d'autres types répondant à une application donnée telle que la machine à laver le linge de notre exemple.

Les résultats exposés au chapitreV prouvent que le programme de calcul proposé pourrait être utilisé pour l'optimisation des MAC et des MAED tout en considérant les FTC et permet entre autres de réglementer les processus technologiques, d'établir les exigences pour la stabilité des matériaux et en fin de compte élever la qualité du micromoteur , satisfaire l'efficacité de leur production et réduire la durée totale de la conception avec une minimisation de la consommation en matériaux actifs et de fabrication.

Ce travail, non exhaustif évidemment, pourrait donner lieu à des études complémentaires dans les directions suivantes :

- Trouver des méthodes qui ne nécessitent aucune hypothèse simplificatrice

- Poursuivre plus l'étude et la précision des calculs de vérification des performances technologiques liés à l'élaboration de la recherche en tenant compte de l'influence des paramètres non linéaires, de l'excentricité de l'entrefer, des courants de circulation entre les barres du rotor à cage et en utilisant des méthodes plus précises pour le calcul des circuits magnétiques et des paramètres des circuits équivalents en considérant l'influence mutuelle des encoches statoriques et rotoriques.

- Trouver des modifications pour les adapter à tous les types de micromoteurs réalisés avec les technologies de la microélectronique qui sont entrain de faire leur apparition industrielle.

Mais le travail correspondant est plus que conséquent et nécessite sans doute plusieurs autres recherches.

ANNEXE

ANNEXE I

1. Relations des dimensions relatives.

Pour la généralisation des résultats de plusieurs micromoteurs asynchrones nous donnons les relations entre les dimensions relatifs du stator et du rotor.

Dimensions relatifs	Stator	Rotor
Largeur moyenne d'encoche	$\underline{b}_{eS}= k'_{ZS}(1/k_D^2-1)/4h_{eS}$	$\underline{b}_{eR}= k'_{ZR}/4h_{eR}$
Largeur de la dent	$\underline{b}_{ZS}= 1 + \underline{h}_{eS} - \underline{b}_{eS}$	$\underline{b}_{ZR}= D_R - \underline{h}_{eR} - \underline{b}_{eS}$
Hauteur armature	$\underline{h}_{aS} = 1/2 (1/k_D – 1) – \underline{h}_{eS}$	$\underline{h}_{aR} = 2+ p/3.2\ p(\underline{D}_R/2-\underline{h}_{eR})$
Longueur moyenne de de la ligne d'induction de l'anneau	$\underline{L}_{aS} = \pi/2p(1/ k_D- \underline{h}_{aS})$	$\underline{L}_{aR} = \pi/2p(\underline{D}_R – 2\underline{h}_{eR} - \underline{h}_{aR})$

$\underline{h}_{eS} = h_{eS(R)} /D$ $\quad$ $\underline{b}_{eS(R)} = b_{eS(R)} Z_{S (R)}/ \pi D$

$\underline{h}_{aS (R)} = h_{aS (R)} /D$ $\quad$ $\underline{b}_{ZS (R)}= b_{ZS (R)} Z_{S (R)}/ \pi D$ $\quad$ $\underline{D}_R = 1 - 2\ \delta/D$

$\underline{L}_{aS(R)} = L_{aS(R)} /D$ $\quad$ $k'_{ZS} = k_{ZS} /k_{zS}$ $\quad$ $k'_{ZR} = k_{ZR} /k_{zR}$

2. Calcul traditionnel du circuit magnétique et Problème de calcul du champ magnétique pour la conception des micro moteurs asynchrones

Dans n'importe quelle théorie à base de modèles mathématiques utilisée dans le calcul électromagnétique en vue de la conception des machines électriques que ce soit à bobinage réparti ou à pôle saillant , le calcul du champ magnétique joue un rôle important.
Dans ce problème intervient la détermination de la répartition du champ magnétique dans la zone active de la machine. Le degré de précision est défini par deux facteurs : le modèle mathématique utilisé et les particularités de construction du système magnétique.
Les résultats de calcul du champ magnétique sont utilisés dans les étapes suivantes pour la détermination des paramètres inductifs et les flux intervenant dans le système d'équation d'équations des courants. En outre sur la base de ce calcul nous déterminons les paramètres actifs liés aux pertes fer et aussi à l'effet de circulation des courants. Il est aussi

important d'évaluer le degré des charges magnétiques au niveau des différentes zones du circuit magnétique.
Il existe différentes méthodes de calcul du circuit magnétique. Nous considérons dans ce qui suit une méthode classique largement utilisée pour les formules de calcul des équipements électrotechniques industriels.

$$\mathbf{B_\delta = E.\ p.\ 10^{-4} / 4.44.\ f.\ W_{SA} k_{OA} D.l_S.}$$

Pour le calcul de la caractéristique magnétique E est choisi du $0.25U_n$ jusqu'à $1.25U_n$
La valeur réelle de E est précisée par la méthode de calcul itératif .

$$F_\delta = 1.6.10^4.\ B_\delta\ .\delta.k_\delta$$
$$k_\delta = k_{\delta S}.\ k_{\delta R}$$
$$k_{\delta(S,R)} = [5 + (b_{f(S,R)} / \delta)] / [5+(b_{f(S,R)} / \delta)(t_{(S,R)} - b_{f(S,R)} / t_{(S,R)}]$$

où $k_{\delta S}$, $k_{\delta R}$ sont les coefficients d'entrefer respectifs.
$t_{(S,R)}$ - division dentaire statorique/rotorique
$b_{f(S,R)}$ - largeur de la fente d'encoche statorique et rotorique

$$B_{Z\alpha} = B_{Zm1} \cos\alpha = 0.82\ B_{Zm1}$$

α est pris en général égal à 35°.
$H_{Z\alpha}$ est déterminé de la caractéristique magnétique de l'acier choisi H=f(B).

$$H_{Zm1} = H_{Z\alpha} / \cos\alpha = 1.22\ H_{Z\alpha}$$
$$H_{am1} = f(B_{am1})$$ selon la (d'après la courbe magnétique de l'acier choisi)

Pour la répartition sinusoidale de l'induction

$$H_{am1} = 1/18[f(B_{am1}) + 4f(0.966\ B_{am1}) + 2f(0.866\ B_{am1}) + 4f(0.707\ B_{am1}) + 2f(0.5\ B_{am1}) + 4f(0.259\ B_{am1})]\ .$$

$$F_{ZS} = 2\ H_{ZS}.\ H_{ZS}.$$
$$B_{ZS} = B_\delta\ t_S / (b_{ZS} k_{ra})$$

k_c =0.95 à 0.97 pour Δ=035 à0.6mm.

$$B_{ZR} = B_\delta\ t_R\ l_S / ((b_{ZR}\ k_{ra}.l_R)$$
$$F_{ZR} = 2\ H_{ZR} h_{ZR}.$$

H_{ZR} pour l'encoche ovale est déduite de l'induction

$$B_{ZR} = t_{1/3} - 0.94 d_R,$$

où

$$t_{1/3} = \pi / Z_R\ (D - 2\delta - 2h_f - 2/3 d_R$$
$$F_{aS} = H_{aS}\ \pi(D_{ext.} - h_{aS})/2p$$
$$h_{aS} = 0.5(D_{ext.} - D) - h_{ZS.}$$
$$B_{aS} = B_\delta D / (2h_{aS} p k_{ra})$$
$$F_{aR} = H_{aR.}\ \pi\ (D - 2\ \delta - 2H_{ZR} - h_{aR})/2p$$
$$B_{aR} = B_\delta D / (2h_{aR} p k_{ra}) l_S / l_R$$

La fmm du circuit magnétique par paire de pôle

$$F_t = F_\delta + F_{ZS} + F_{ZR} + F_{aS} + F_{aR}$$

Le courant magnétisant

$$I_\mu = pF_t / 1.8.\ W_{SA} k_b$$

Le coefficient de saturation

$$k_\mu = F_t / F_\delta$$

Les pertes fer statoriques pour la composante direct du champ.

$$\Delta P_{Fer} = 12.5.10^{-3} p_{10/50}\, l_S .\, k_b\, [\pi(D_{ext.} - h_{aS}) h_{aS} B_{aS}^2 + 1.12 Z_S b_{ZS} h_{ZS} B_{ZS}^2]$$

L'utilisation de la technique numérique nous permet de mener un calcul plus précis du système magnétique sur la base du circuit électrique équivalent. Ce calcul est réalisé avec les suppositions habituelles :
La saturation du système magnétique est définie par l'harmonique fondamental du champ magnétique dans l'entrefer ; l'influence des harmoniques supérieurs d'espace est insignifiante sur l'effet de saturation de la machine.
Ainsi la fmm est répartie sinusoidalement sur la circonférence du stator.

$$F(\alpha) = F_{m1} \sin p\alpha$$
$$B_\delta(\alpha) = B_{\delta 1} \sin p\alpha$$
$$\sum F(i) = F_\delta(i) + F_{ZS}(i) + F_{ZR}(i) + \sum_{n=1}^{i-1} [\, F_{aS}(n) + F_{aR}(n)]$$

Dans cette relation les tensions magnétiques s'expriment en utilisant la courbe de magnétisation de base dans cette relation .

Pour la zone dentaire statorique

$$B_{ZS}(i) = [B_\delta\, t_{ZS}/(b_{ZS} k_{ra})\,].\, \text{Sin}\, 2\,\pi p(i-1)/Z_S$$
$$F_{ZS}(i) = H_{ZS}(i).\, h_{ZS}(i)$$

Pour la zone dentaire rotorique

$$B_{ZR}(i) = [B_\delta\, t_R / k_{ra} b_{ZR}].\sin 2\,\pi p(i-1)/Z_S$$
$$F_{ZR}(i) = H_{ZR}(i).\, h_{ZR}$$

Pour la culasse statorique

$$B_{aS}(n) = B_\delta D / (h_{aS}\, .p\, .k_{ra}) \cos 2\,\pi p(n-1)/Z_S$$
$$F_{aS}(n) = (H_{aS}(n)\, \pi / Z_S)\, (\, D + 2h_{eS}(n) + h_{aS}(n))$$

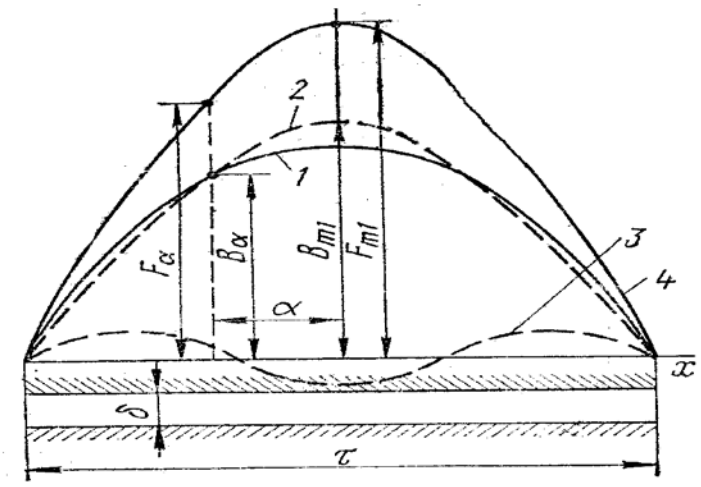


Figure représentant la distribution de l'induction dans l'entrefer $B_\delta = f(x)$
1- Courbe résultante.

2- Harmonique fondamental
3- Harmonique d'ordre 3
4- Courbe de la f.m.m (harmonique fondamental).

- Pour la zone dentaire statorique

$B_{ZS}(i) = [B_\delta t_{ZS}/(b_{ZS} k_{ra})]$. Sin $2\pi p(i-1)/Z_S$

$F_{ZS}(i) = H_{ZS}(i).\ h_{ZS}(i)$

- Pour la zone dentaire rotorique

$B_{ZR}(i) = [B_\delta t_R / k_{ra} b_{ZR}]$.sin $2\pi p(i-1)/Z_S$

$F_{ZR}(i) = H_{ZR}(i).\ h_{ZR}$

- Pour la culasse statorique

$B_{aS}(n) = B_\delta D / (h_{aS} .p .k_{ra}) \cos 2\pi p(n-1)/Z_S$

$F_{aS}(n) = (H_{aS}(n)\ \pi /Z_S)\ (D+2h_{eS}(n) + h_{aS}(n))$

- Pour la culasse rotorique

$B_{aR}(n) = B_\delta D / (h_{aS} .p) \cos 2\pi p(n-1)/Z_S$

$F_{aR}(n) = (H_{aR}(n)\ \pi /Z_S)\ (D-2\ \delta-\ 2h_{eR} - h_{aR})$

- Pour l'entrefer.

$F_\delta(i) = 0.810^4\ B_\delta\ \delta.k_\delta \sin 2\pi p(i-1)/Z_S$.

- Le coefficient de saturation

$k_\mu = F_m / 0.810^4\ B_\delta\ .\delta.k_\delta$

F_m – l'amplitude de l'harmonique fondamentale de la distribution de la fmm.

- Le courant magnétisant

$I_\mu = 2\ F_m / 0.9m\ W_{SA} k_b$

Résistances actives du stator et du rotor.

$r_{RA} = [8\ W_{SA}^2\ k_{b.A}^2 / Z_R\ k_{bR}^2\ ]\ [r_{bar.} + (r_{an.} / 2\sin^2(\pi p/Z_R))$.

$r_{SA} = \rho_{c.} 2 l_m W_{SA}.10^{-2}/S_{SA}$

$r_{SB} = \rho_{c.} 2 l_m W_{SB}.10^{-2}/S_{SB}$

$l_m = l_S + l_F$

Pour les micromoteurs nouvelle génération nous utilisons les formules empiriques qui tiennent compte des particularité technologique des différents type d'enroulement.

Pour un nombre Q paire :

$$l_F = 2/Q \sum_{n=1}^{n=Q/2} \{ t_m[Q(m-1)+2n-1] + b_m (2n-1) + 2B\},$$

Pour un nombre Q impaire

$$l_F = mt_m + 2/(Q\ B) + b_m(1-2/q) + 2/Q \sum_{n=1}^{n=(Q-1)/2} \{t_m[Q(m-1) +2n-1]+b_m(2n-1)+2B\}$$

$t_m = \pi(D+h_{ZS})/Z_S$

$b_m = t_m - b_{ZS}$

$B \approx D/4$

m- nombre de phase

- ✓ Pour les MAC : $l_{FA}= l_{FB}= l_F$
- ✓ Pour les MAED : $l_{FA}\neq l_{FB}$

Réactances inductives du stator et du rotor.

$$x_S = 0.158\ f\ /100\ (W_S/100)^2\ l_S/pQ(\ \lambda_{eS}+ \lambda_{FS}+ \lambda_{dS}$$

$$x_{RA}= 0.316mf/100(W_{SA}/100)^2\ l_R/Z_R\ (\ k_{bA}/k_{bR})^2\ (\ \lambda_{eR}+ \lambda_{FR}+ \lambda_{dR}+ \lambda_{inc.})$$

Résistance et réactance de la poche magnétique.
$r_{mA}= m\ E_{A1}^2/\ P_{F.S1}$
$x_{mA}= 1.6mW_{SA}^2k_{bA}^2f\ \tau\ l_S/\ k_\mu\ .k_\delta\ .\delta.p.10^8$.

Dans les modèles mathématiques les paramètres inductifs de la machine dépendent du champ de dispersion et sont déterminés sur la base du calcul des perméances ($\lambda_{e(S,R)}$; $\lambda_{F(S,R)}$; $\lambda_{d(S,R)}$; λ_{inc}). Ces coefficients dépendent des dimensions des encoches et leurs formes et des types d'enroulements. Leurs calculs diffèrent d'une phase à une autre.

***Tableau*. Propriétés physiques et électrotechniques de l'acier recommandé pour les micromoteurs.**

Type d'acier	épaisseur Δ, mm	Pertes Spécifiques P, W/kg		Induction B, T		Densité γ, kg/m²	Résistivité ρ, μ.Ω.m	. Degré d'alliage
		$p_{10/50}$	$p_{15/50}$	B_{20}	B_{30}			
2011*	0.5	3.5	8	1.6	2.02	7850	0.14	non allié
2013*	0.5	2.5	5.6	1.65	2.05	7850	0.14	non allié

$p_{10/50(15/25)}$ - pour f=50 Hz et B= 1T (1.5T).
B_{25} (B_{30}) - Induction pour H=2500A/m (3000 A/m)

***Tableau*. Facteurs de régression des polynômes(MPE) pour le dimensionnement optimal des encoches.**

	2p	b_0	b_1	b_2	b_3	b_{12}	b_{13}	b_{23}	b_{123}
$\underline{h}_{es}$	2	0.205	0.095	- 0.0975	0	-0.0375	-0.005	-0.0025	0.0025
$\underline{h}_{er}$	2	0.200	0.08	-	-0.005	-	0.015	-	-
$\underline{h}_{es}$	4	0.239	0.094	-0.106	-0.006	-0.03	-0.009	-0.009	-0.006
$\underline{h}_{es}$	4	0.2125	0.082	-	-0.0025	-	-0.0225	-	-
ΔP_s	2	86.0	46.32	5.59	-3.59	-0.98	-4.12	-1.5	-0.99
ΔP_r	4	36.0	21.22	-1.97	-0.84	-2.05	-1.44	-1.29	-0.69

ANNEXE II

1. Amélioration de la précision de la détermination expérimentale des paramètres du modèle électrique .

Le modèle traditionnel (fig.2.9) du micromoteur à induction monophasé donne une mauvaise prédiction des performances technologiques surtout en charge

Calcul des paramètres par la méthode directe.
L'utilisation des essais expérimentaux permet de déterminer les paramètres du circuit équivalent par l'application des équations suivantes. La méthode directe néglige l'effet des pertes fer ; souvent les pertes fer sont inclues comme une constante avec les pertes de couple.
L'essai à vide(no load , nl)

$$X_0 = \sqrt{(V_{nl} .I_{nl})^2 – (P_{é,nl})^2 / I_{nl}^2} \quad (1)$$

Où X_0 est la combinaison série des réactances .

$$X_0 = X_1 + 0.5 X_m + 0.5 X_2 \quad (2)$$

L'essai rotor bloqué(lock rotor, lr)
Les réactances de fuite du stator X_1 et du rotor X_2 sont considérées égales

$$X_1 = X_2 = X_{lr} / 2 \quad (3)$$

$$X_{lr} = \sqrt{(V_{lr} I_{lr})^2 – (P_{é,lr})^2 / (I_{lr})^2} \quad (4)$$

Après résolution la réactance de magnétisation

$$X_m = 2 X_0 – 1.5 X_{lr} \quad (5)$$

La résistance équivalente de l'enroulement principal(A)

$$R_{lr} = P_{é,lr} / (I_{1r})^2 \quad (6)$$

La résistance du rotor ramené au stator

$$R_2 = (R_{lr} – R_1) [(X_2 + X_m) / X_m]^2 \quad (7)$$

R_1 est la résistance de l'enroulement statorique à la température de service.
La différence est grande entre la puissance mesurée et celle calculée. Ceci est due à la non prise en compte des pertes fer . Pour cela une grande amélioration est obtenue si un élément électrique équivalent aux pertes fer est correctement additionné au modèle (Chapitre III).

Modèles améliorés avec les pertes fer.

La prise en compte des pertes fer améliore considérablement la précision du modèle primitif (Fig.2.9). Trois alternatives sont présentes et donnent de bons résultats.

Les meilleurs résultats sont obtenus par l'insertion d'une résistance modélisant les pertes fer et placée en parallèle avec les réactances du circuit de magnétisation du champ direct et inverse .

Les analyses révèlent que les plus grandes erreurs sont produites sous les charges longues et lourdes. En utilisant une technique empirique, la résistance rotorique varie en fonction du glissement améliorant les caractéristiques électromécaniques à moins de 5% d'erreur .
La méthode indirecte peut être aussi formulée pour fournir un aperçu des variations des paramètres des modèles électriques avec les points de fonctionnement

Une recherche supplémentaire est faite pour déterminer comment les enroulements principaux et auxiliaires interactionnent dans le cas des MAC et leur modélisation pour le fonctionnement à vitesse variable.

- Modèle (fig.2.14,c) :

$$Z_{nl} = R_F // (4R_1 + R_2/4 + j\, 2X_1 + X_m + X_2/2)$$
$$Z_{lr} = R_F // (R_1 + jX_1 + jX_m // (R_2 + jX_2)) \quad (8)$$

- Modèle (fig.2.14,b) :

$$Z_{nl} = R_1 + jX_1 + R_F // (R_2/4 + j\, X_m + X_2/2)$$
$$Z_{lr} = R_1 + jX_1 + R_F // jX_m // (R_2 + j\, X_2)) \quad (9)$$

- Modèle(fig.2.14, a) :

$$Z_{nl} = R_1 + jX_1 + 1/2(R_F // jX_m) + 1/2 (R_2/2 + jX_m$$
$$Z_{lr} = R_1 + jX_1 + R_F // jX_m // (R_2 + j\, X_2)) \quad (10)$$

$$| Z | = V_m / I_m \quad (11)$$
$$< Z = \cos^{-1} (P_é / V_m I_m) \quad (12)$$

L'écart le plus large concerne la réactance de magnétisation et les pertes.
Ces paramètres vont servir pour chaque modèle à l'évaluation du courant et la puissance réelle absorbés, le facteur de puissance, le couple et la puissance en bout d'arbre pour une tension et une vitesse données.

Les calculs et les analyses révèlent que le modèle électrique de la figure2.14,a. donne de meilleurs résultats du point de vue précision quand on utilise la méthode itérative(Méthode indirecte)et ceci pour une large gamme de points de fonctionnement.

La méthode directe est utilisée en premier lieu pour déterminer les paramètres constants(R_1, X_1et X_2).
Les grandeurs électriques d'entrée V_m, I_m et $P_é$ et les grandeurs mécaniques de sortie sont obtenues pour la variation de la vitesse.
Les impédances d'entré Z_f et de sortie Z_b sont définies en fonction du glissement comme suit.

$$Z_f = R_F/2 // jX_m/2 // (R_2/2g + jX_2/2) \quad (13)$$
$$Z_b = R_F/2 // jX_m/2 // (R_2/2(2-g) + jX_2/2) \quad (14)$$

Les fem induites Ĩ

$$\tilde{E}_1 = \tilde{U}_1 - \tilde{I}_m (R_1 + jX_1) \quad (15)$$
$$\tilde{E}_1 = \tilde{E}_f + \tilde{E}_b \quad (16)$$

$$\tilde{E}_f = \tilde{I}_m Z_f \quad (17)$$
$$\tilde{E}_b = \tilde{I}_m Z_b \quad (18)$$

L'utilisation des valeurs obtenues pour $\tilde{E}_f$ et $\tilde{E}_b$ permet la détermination des pertes fer et de la puissance mécanique par les équations suivantes.

$$P_F = 2\,\tilde{E}_f^{\,2}/R_F + 2\,\tilde{E}_b^{\,2}/R_F \qquad (19)$$

$$P_f = \left|\tilde{E}_f.(R_2/2g)\right|^2. R_2 \qquad (20)$$

$$P_b = \left| [\tilde{E}_b.(R_2/2(2-g))] / [(R_2/2(2-g)) + j\,X_2/2]\right|^2. / R_2/2(2-g). \qquad (21)$$

$$P_{ém.} = P_f - P_b \qquad (22)$$

L'expérience a montré que l'ajustement de R_2 est plus effective dans l'amélioration de la précision des puissances électriques et mécaniques
Soit P_2 la puissance d'entrée diminuée des pertes résistives de l'enroulement statorique

$$P_2 = P_F + P_f + P_b \qquad (23)$$

La puissance de sortie doit égaliser la différence de la puissance rotorique directe et inverse.

$$P_{ém} + P_{rot.} = P_f - P_b \qquad (24)$$

Par substitution de(23) et (24) nous obtenons.

$$P_{é,\,m} - I^2 R_1 + P_{ém} + P_{rot.} = P_F + 2\,P_f \qquad (25)$$

La partie gauche découle des valeurs mesurées ; la partie droite est calculée à partir du circuit électrique équivalent.
Cette méthode indirecte est utilisée pour trouver des valeurs de R_2 pour plusieurs régimes de fonctionnement

Annexe III.

1. Evaluation de la non uniformité de la saturation selon les axes du système magnétique due aux champs elliptiques principal et de dispersion.

Le champ magnétique dans les micromoteurs asynchrones monophasés est elliptique. Par conséquent les amplitudes de l'induction et de la fmm et respectivement leur degré de saturation selon les différents axes différent.
Ceci se répercute en premier lieu sur la non linéarité des paramètres inductifs (L ,L_m) du stator et du rotor. La négligence de ce phénomène entraîne des erreurs grossières dans le calcul des caractéristiques électromécaniques.

$E_{max} = E_1 + E_2$;
$E_{min} = E_1 - E_2$;

$I_{\mu max} = I_{\mu 1} + I_{\mu 2}$
$I_{\mu min} = I_{\mu 1} - I_{\mu 2}$
La réactance mutuelle pour l'harmonique fondamental selon les deux demi axes de l'ellipse
$x_{m1\,min} = E_{max} / I_{\mu\,max} = x_{m0} / k_{\mu\,max}$
$x_{m1\,max} = E_{min} / I_{\mu\,min} = x_{m0} / k_{\mu\,min}$

Pour la composante directe
$x_{m11} = E_1 / I_{\mu\,1} = x_{m0} / k_{\mu\,1}$

Pour la composante inverse
$x_{m12} = E_2 / I_{\mu 2} = x_{m0} / k_{\mu\,2}$
x_{m0}- réactance mutuelle avec la supposition $\mu_{Fer} = \infty$ (k_μ=1).

La précision des coefficients de saturation $k_{\mu\,1}$ et $k_{\mu\,2}$ et des réactances inductives mutuelles correspondantes x_{m11} et x_{m12} intervenant dans le modèle mathématique exprimé par les courants est obtenue la méthode itérative.
Nous supposons que pour les harmoniques supérieurs d'espace :
$k_{\mu\,\nu 1} = k_{\mu\,\nu\,2} = k_{\mu\,\nu\,12}$.
Après la résolution du modèle mathématiques et l'obtention des courants, les étapes de calcul sont les suivantes :
$\dot{E}_1 = j(\dot{I}_{A1} + \dot{I}_{RA11})\, x_{m11}$;
$\dot{E}_2 = j(\dot{I}_{A2} + \dot{I}_{RA12})\, x_{m12}$.

$k_{\mu 1} = (E_{max}\, k_{\mu\,max} + E_{min}\, k_{\mu\,min}) / 2E_1$;
$k_{\mu 2} = (E_{max}\, k_{\mu\,max} - E_{min}\, k_{\mu\,min}) / 2E_2$.

$k_{\mu 1}$ et $k_{\mu 2}$ sont utilisés pour la précision des paramètres x_{m11}et x_{m12} lors du calcul itératif.
La résolution pour les champs de dispersion suite à l'influence du champ elliptique est analogique.

$E_\sigma = 7.9 f.l_S\, \lambda_M\, I_{eR} = 7.9\, f.l_S\, (0.3\, I_{eR} + 1.12.10^3 h_{FR})$
Les courants des encoches rotoriques.
$I_{eR\,max} = I_{eR1} + I_{eR2}$

$I_{eR\ min} = I_{eR1} - I_{eR2}$

$I_{eR1,2}$ – les courants réduits des encoches rotoriques pour l'harmonique fondamental directs et inverses.

$I_{eR1} = I_{R11} .(mW_{SA}. K_{bA}/Z_R)$
$I_{eR2} = I_{R12} .(mW_{SA}. K_{bA}/Z_R)$

$E_{\sigma max} = 7.9\ f.l_S\ (\ 0.3\ I_{eRmax} + 1.12.10^3 h_{FR})$
$E_{\sigma min} = 7.9\ f.l_S\ (\ 0.3\ I_{eRmin} + 1.12.10^3 h_{FR})$

$E_{\sigma 1} = E_{\sigma max} + E_{\sigma min} = 7.9\ f.l_S\ (\ 0.3\ I_{eR1} + 1.12.10^3 h_{FR})$
$E_{\sigma min} = E_{\sigma max} - E_{\sigma min} = 7.9\ f.l_S\ (\ 0.3\ I_{eR2}).$

Pour le cas des encoches rotoriques fermées le coefficient de perméance directe.
$\lambda_{M1} = 0.3 + 1.12.10^3 h_{FR}/I_{eR1}$
et inverse
$\lambda_{M2} = 0.3.$
Pour les harmoniques supérieurs des courants on peut supposer
$\lambda_{M\,\nu} = \lambda_{M2} = 0.3$
La précision de la valeur de λ_{M1} pendant la résolution du système d'équation des courants est établie par la voie itérative.

2. Calcul du champ magnétique dans l'entrefer avec la considération de la denture de part et d'autre du stator et du rotor.

La conception automatisée des micromoteurs asynchrones monophasés exige la résolution d'une série de problèmes tels que le calcul des couples et des pertes dues aux harmoniques supérieurs ainsi que les forces électromagnétiques parasites (vibration)

Une précision assez significative est atteinte uniquement si on tient compte de l'effet de la denture des deux armatures de part et d'autre de l'entrefer pendant la détermination des paramètres inductifs basée sur le calcul du champ magnétique dans l'entrefer .
Ce calcul est très délicat mais peut être résolu par des méthodes utilisant l'analyse numérique et faisant appel à l'ordinateur . Ces méthodes telles que la méthode des éléments fini(Flux 2D) ou par la méthode des différences finis avec des conditions aux limites particulières se sont développées considérablement ces dernières années.
Dans ce qui suit nous étudions le calcul du champ du contour de la denture du micromoteur asynchrone par la méthode des différences finies.
La largeur indispensable du domaine de calcul du champ magnétique du contour dentaire dans la direction tangentielle des divisions dentaires est

$$\beta = (k_\delta/\pi.t_{Z.}).\ln (2\ k_\delta\ .\delta) / (\ \pi.t_Z.g)$$

avec $g = 0.01 \div 0.001.$
Cette largeur constitue deux à quatre divisions dentaires.
Le calcul du champ du domaine sans courant de l'entrefer est décrit par l'équation de Laplace.

$$\partial^2\varphi/\partial x^2 + \partial^2\varphi/\partial y^2 = 0$$

Après le choix des CL du potentiel scalaire magnétique (φ=1 et φ= 0) et des maillages rectangulaire et triangulaire .
L'équation des différences finies pour le maillage rectangulaire s'exprime

$$[(\varphi_1+ \varphi_3) + k^2(\varphi_2+ \varphi_4)] /2 / (1+k^2) – \varphi_0 = 0$$

Le système d'équations algébriques linéaire peut être résolu par la méthode de Lehmann.
Pour la détermination des paramètres inductifs, il est indispensable d'évaluer le flux du vecteur intensité du champ H circulant à travers la surface de l'élément rectangulaire (par exemple ABCD)

$$\Phi_{ABCD} = \int_{ABCD} \mu_0 H_e \, dS$$

- Et la surface triangulaire

$$\Phi_{RST} = \int_{RST} \mu_0 H_e \, dS$$

- La perméance entre les contours de la denture du stator et du rotor

$$\Lambda_{SR} = \Phi_{ABCD} / \varphi_m$$

- Et entre les contours de voisinage rotorique

$$\Lambda_{RR} = \Phi_{RST} / \varphi_m$$

Φ_m – le potentiel du contour d'excitation.

Le calcul est conduit pour les différents positionnements mutuels des contours d'excitation statorique et rotorique et on déduit les relations de Λ_{SR} et Λ_{RR} en fonction de l'angle α exprimant le déplacement des axes des contours du stator et du rotor.

3. Modèle mathématique exprimé par les paramètres relatifs et incluant l'influence des pertes fer.

$$\begin{vmatrix} 1 \\ 0 \\ 1/k \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \rho_s+\rho_0 & \rho_s+\rho_0 & -(\xi_s+\xi_0) & -(\xi_s+\xi_0) & \rho_0 & \rho_0 & -\xi_0 & -\xi_0 \\ \xi_s+\xi_0 & \xi_s+\xi_0 & \rho_s+\rho_0 & \rho_s+\rho_0 & \xi_0 & \xi_0 & \rho_0 & \rho_0 \\ -(\xi_s+\xi_0-\xi_c) & \xi_s+\xi_0-\xi_c & \rho_s+\rho_0+\rho_c & \rho_s+\rho_0+\rho_c & -\xi_0 & \xi_0 & -\rho_0 & \rho_0 \\ \rho_s+\rho_0+\rho_c & -(\rho_s+\rho_0+\rho_c) & -(\xi_s+\xi_0-\xi_c) & \xi_s+\xi_0-\xi_c & \rho_0 & -\rho_0 & -\xi_0 & \xi_0 \\ \rho_0 & 0 & -\xi_0 & 0 & \rho_0+1/g & 0 & -(\xi_0+\xi_R) & 0 \\ \xi_0 & 0 & \rho_0 & 0 & -\xi_0+\xi_R & 0 & \rho_0+1/g & 0 \\ 0 & \rho_0 & 0 & -\xi_0 & 0 & \rho_0+1/2-g & 0 & -(\xi_0+\xi_R) \\ 0 & \xi_0 & 0 & \rho_0 & 0 & \xi_0+\xi_R & 0 & \rho_0+1/2-g \end{vmatrix} x \begin{vmatrix} I_{a1} \\ I_{a2} \\ I_{r1} \\ I_{r2} \\ I_{aR1} \\ I_{aR2} \\ I_{rR1} \\ I_{rR2} \end{vmatrix}$$

- Les composantes des courants rotoriques

$i_{aR1,2} = I_{aR1,2}. r_{RA} / U_n$;
$i_{rR1,2} = I_{rR1,2}. r_{RA} / U_n$;

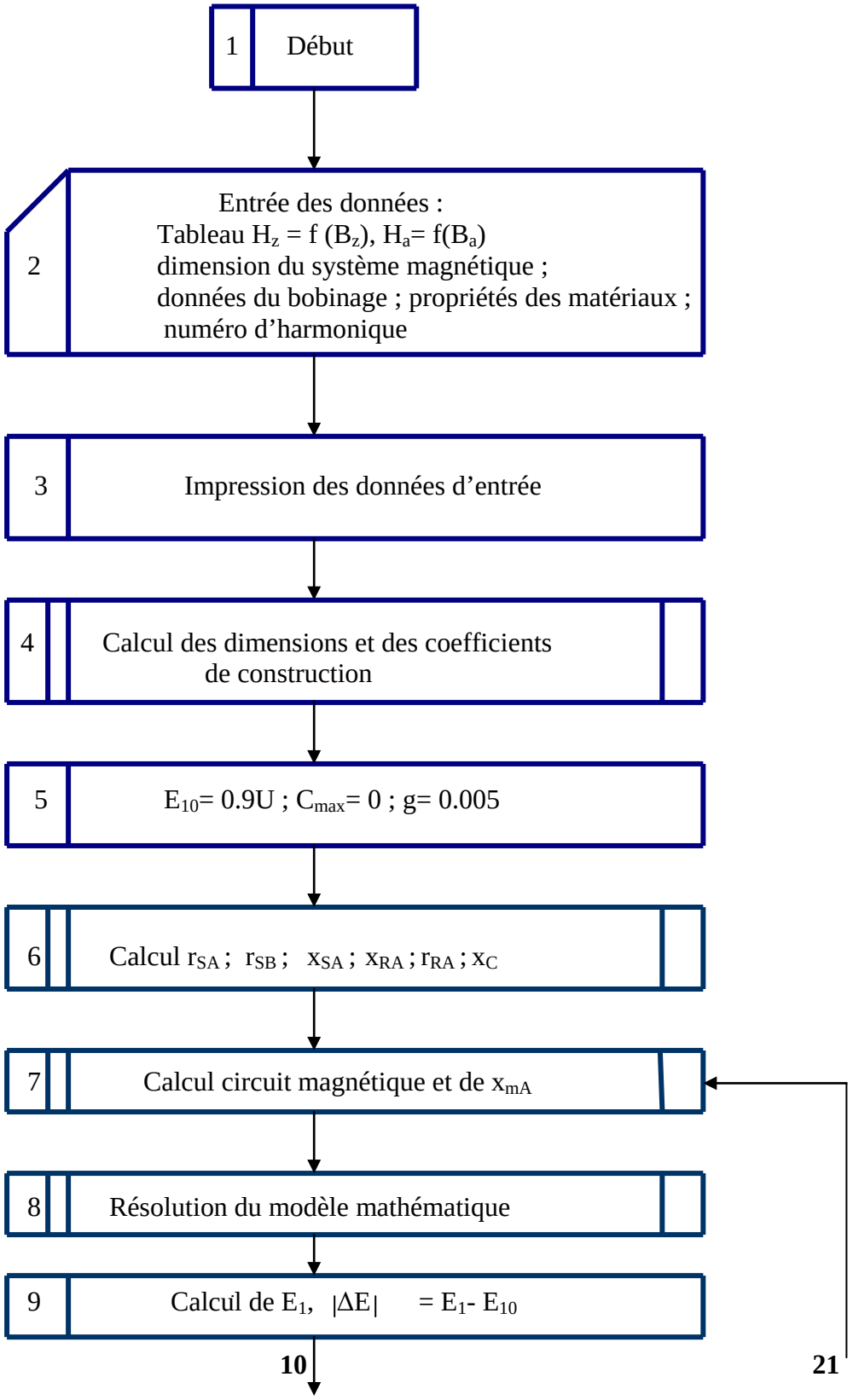
- Les paramètres relatifs.

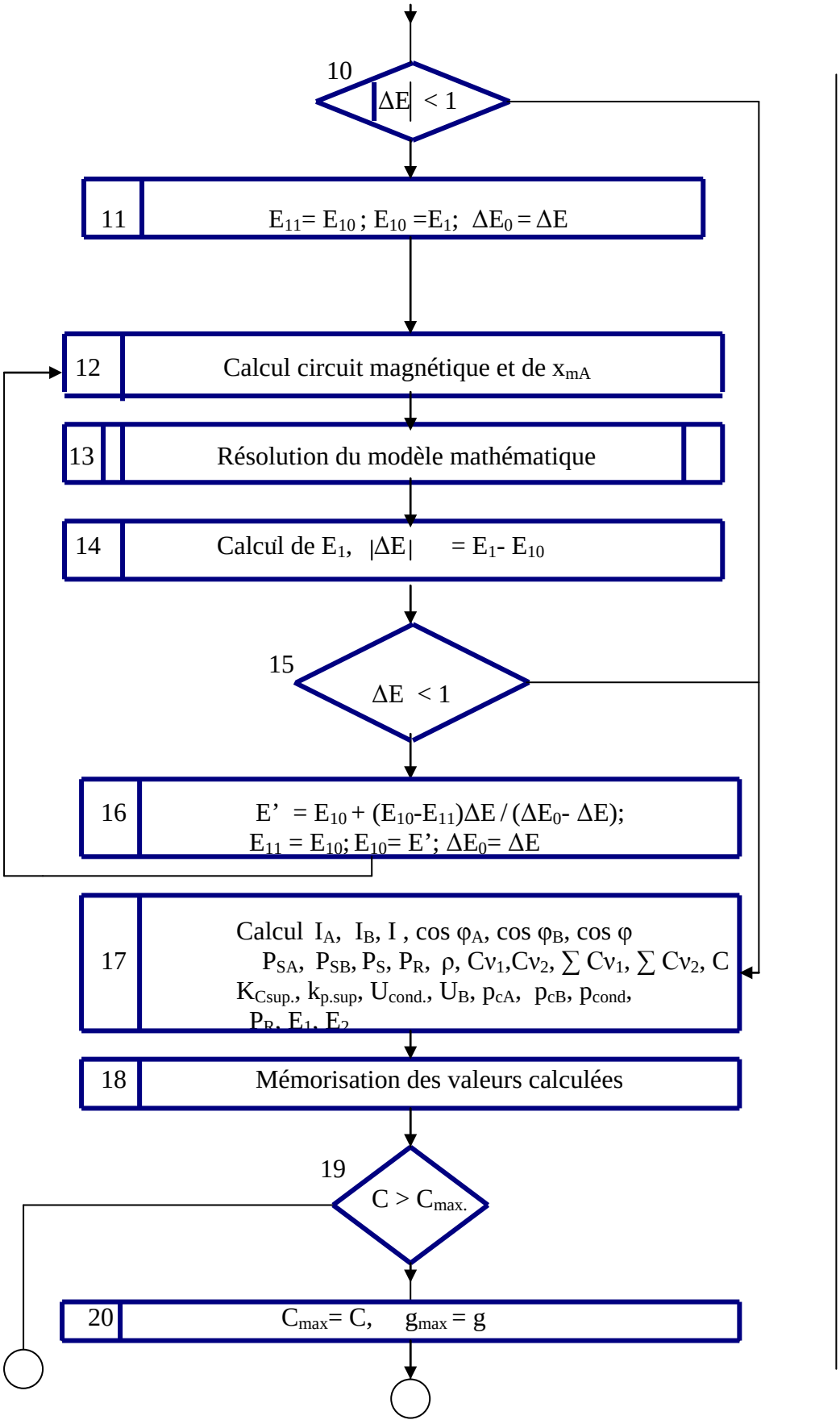
$\rho_s = r_{SA} / r_{RA;}$ $\xi_S = x_{SA}/ r_{RA}$; $\xi_R = x_{RA}/ r_{RA}$;

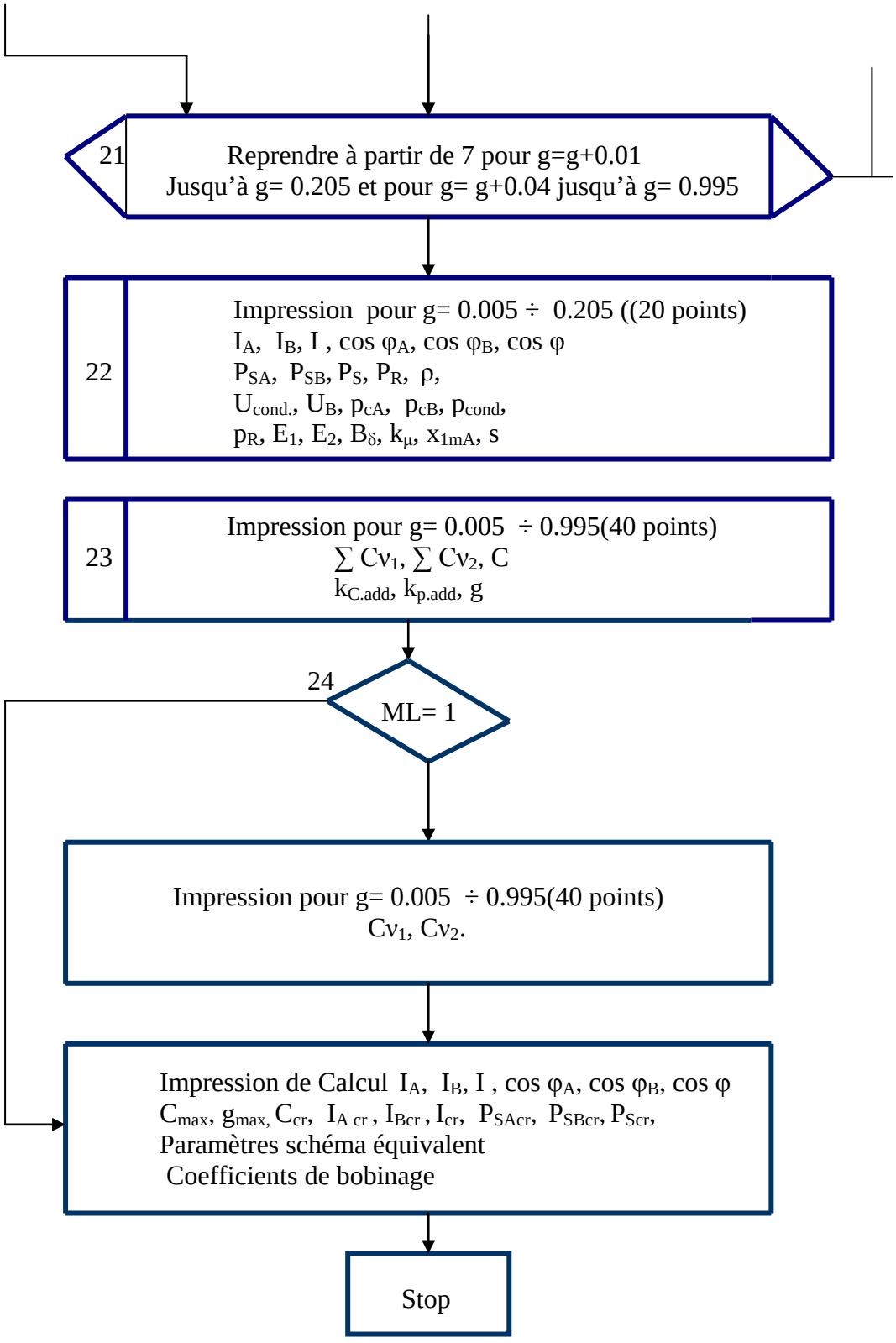
$\rho_0 = r_{OA} / r_{RA} = r_{OB} / r_{RB}$; $\xi_0 = x_{OA}/ r_{RA} = x_{OB}/ r_{RB}$.

$r_{OA} = x^2_{mA} r_{mA} / r^2_{mA} + x^2_{mA}$
$x_{OA} = x_{mA} r^2_{mA} / r^2_{mA} + x^2_{mA}$

4. Schéma de l'algorithme du programme principal pour le calcul des performances (caractéristiques) du micro moteur asynchrone monophasé.

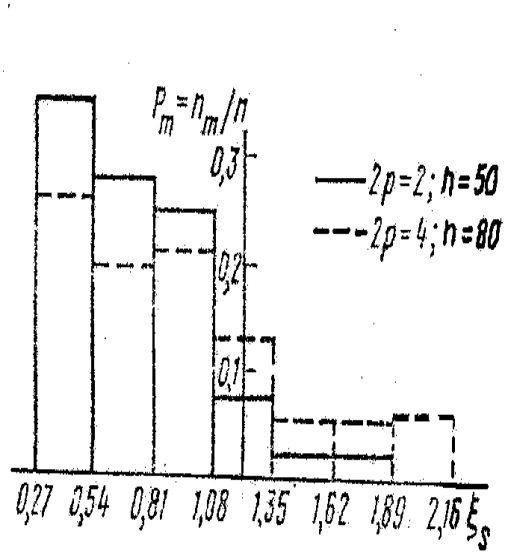



10
|ΔE| < 1
11
E11= E10 ; E10 =E1; ΔE0 = ΔE
12
Calcul circuit magnétique et de xmA
13
Résolution du modèle mathématique
14
Calcul de E1, |ΔE| = E1- E10
15
ΔE < 1
16
E' = E10 + (E10-E11)ΔE / (ΔE0- ΔE);
E11 = E10; E10= E'; ΔE0= ΔE
17
Calcul IA, IB, I , cos φA, cos φB, cos φ
PSA, PSB, PS, PR, ρ, Cν1,Cν2, ∑ Cν1, ∑ Cν2, C
KCsup., kp.sup, Ucond., UB, pcA, pcB, pcond,
PR, E1, E2
18
Mémorisation des valeurs calculées
19
C > Cmax.
20
Cmax= C, gmax = g

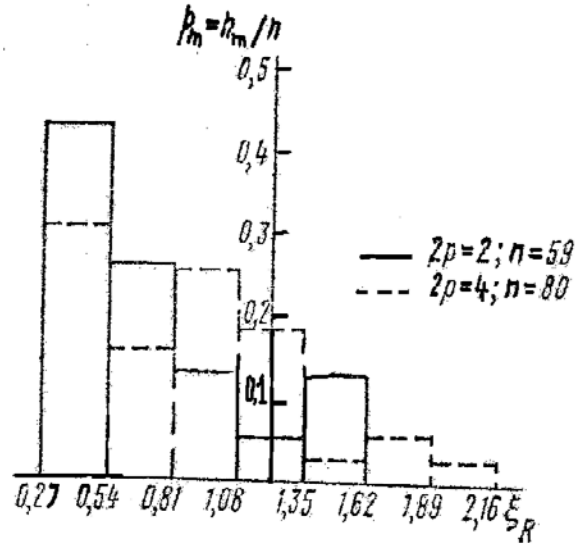

21
Reprendre à partir de 7 pour g=g+0.01
Jusqu'à g= 0.205 et pour g= g+0.04 jusqu'à g= 0.995
22
Impression pour g= 0.005 ÷ 0.205 ((20 points)
I_A, I_B, I , cos φ_A, cos φ_B, cos φ
P_{SA}, P_{SB}, P_S, P_R, ρ,
$U_{cond.}$, U_B, p_{cA}, p_{cB}, p_{cond},
p_R, E_1, E_2, B_δ, k_μ, x_{1mA}, s
23
Impression pour g= 0.005 ÷ 0.995(40 points)
$\sum Cv_1$, $\sum Cv_2$, C
$k_{C.add}$, $k_{p.add}$, g
24
ML= 1
Impression pour g= 0.005 ÷ 0.995(40 points)
Cv_1, Cv_2.
Impression de Calcul I_A, I_B, I , cos φ_A, cos φ_B, cos φ
C_{max}, $g_{max,}$ C_{cr}, $I_{A\,cr}$, I_{Bcr} , I_{cr}, P_{SAcr}, P_{SBcr}, P_{Scr},
Paramètres schéma équivalent
Coefficients de bobinage
Stop

ANNEXE IV

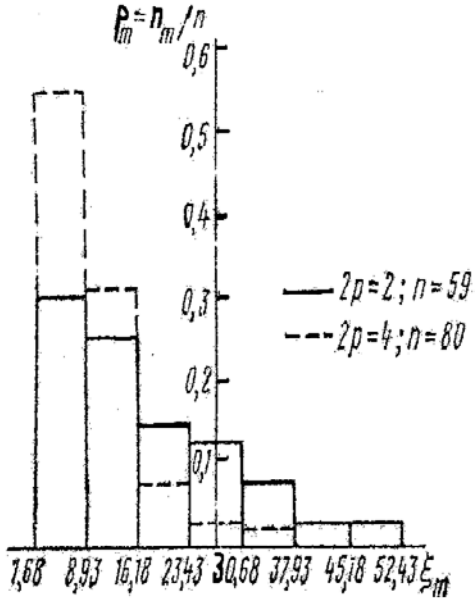
Les histogrammes des paramètres relatifs construits à l'aide des données des micromoteurs asynchrones les plus répandus .



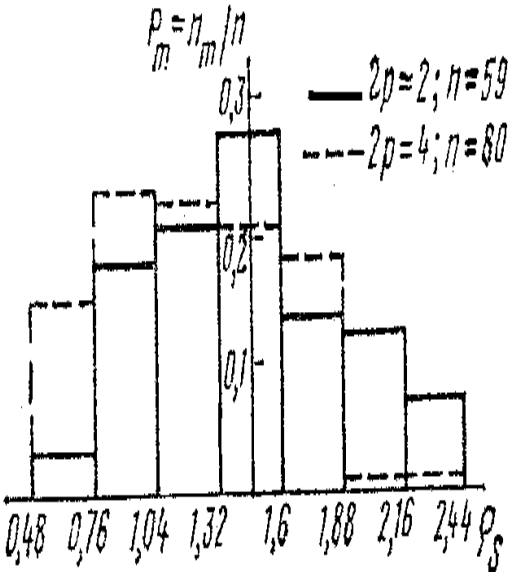
Histogramme d ξ_S



Histogramme de ξ_R .



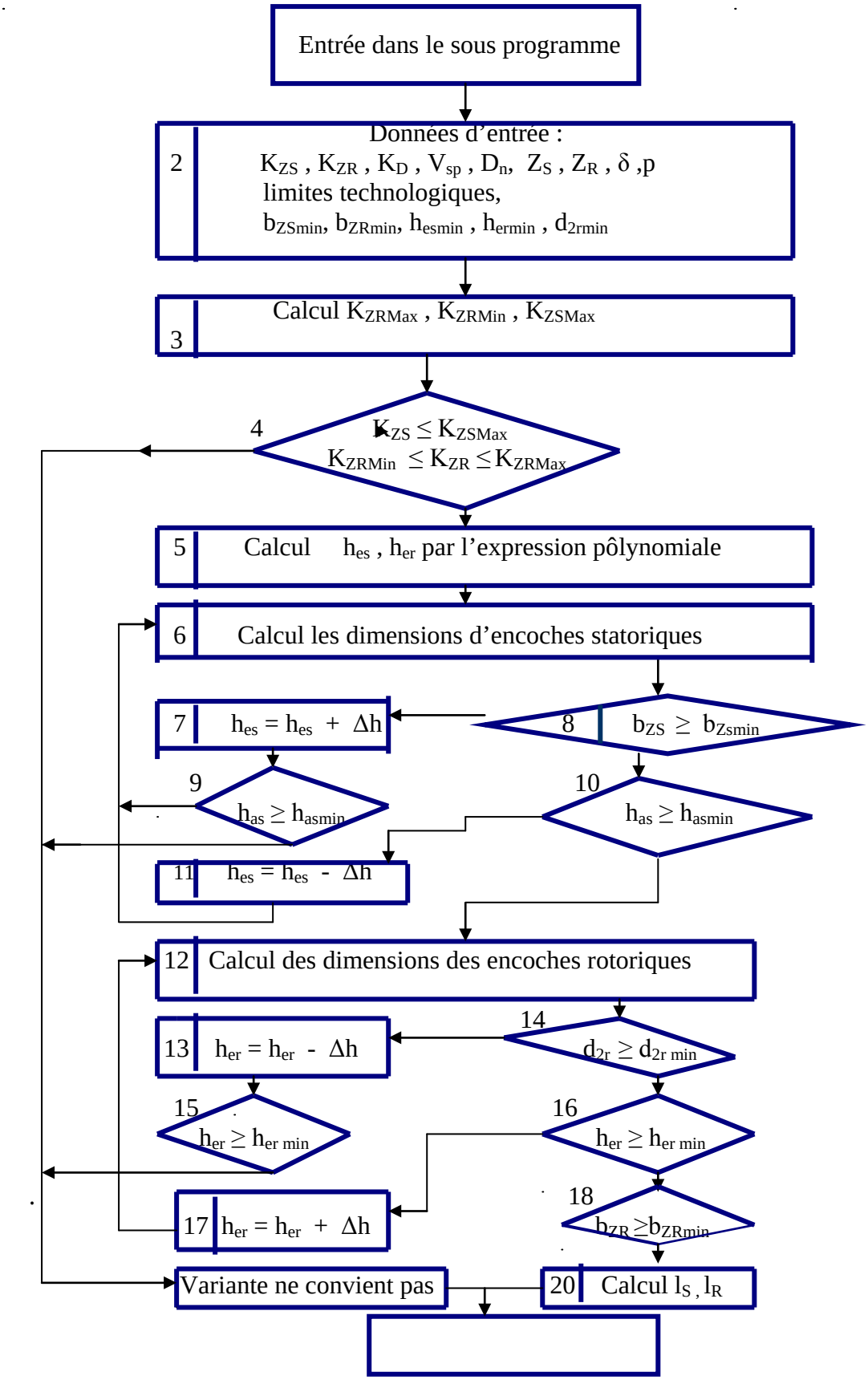
Histogramme de $\xi_{m.}$



Histogramme de ρ_S.

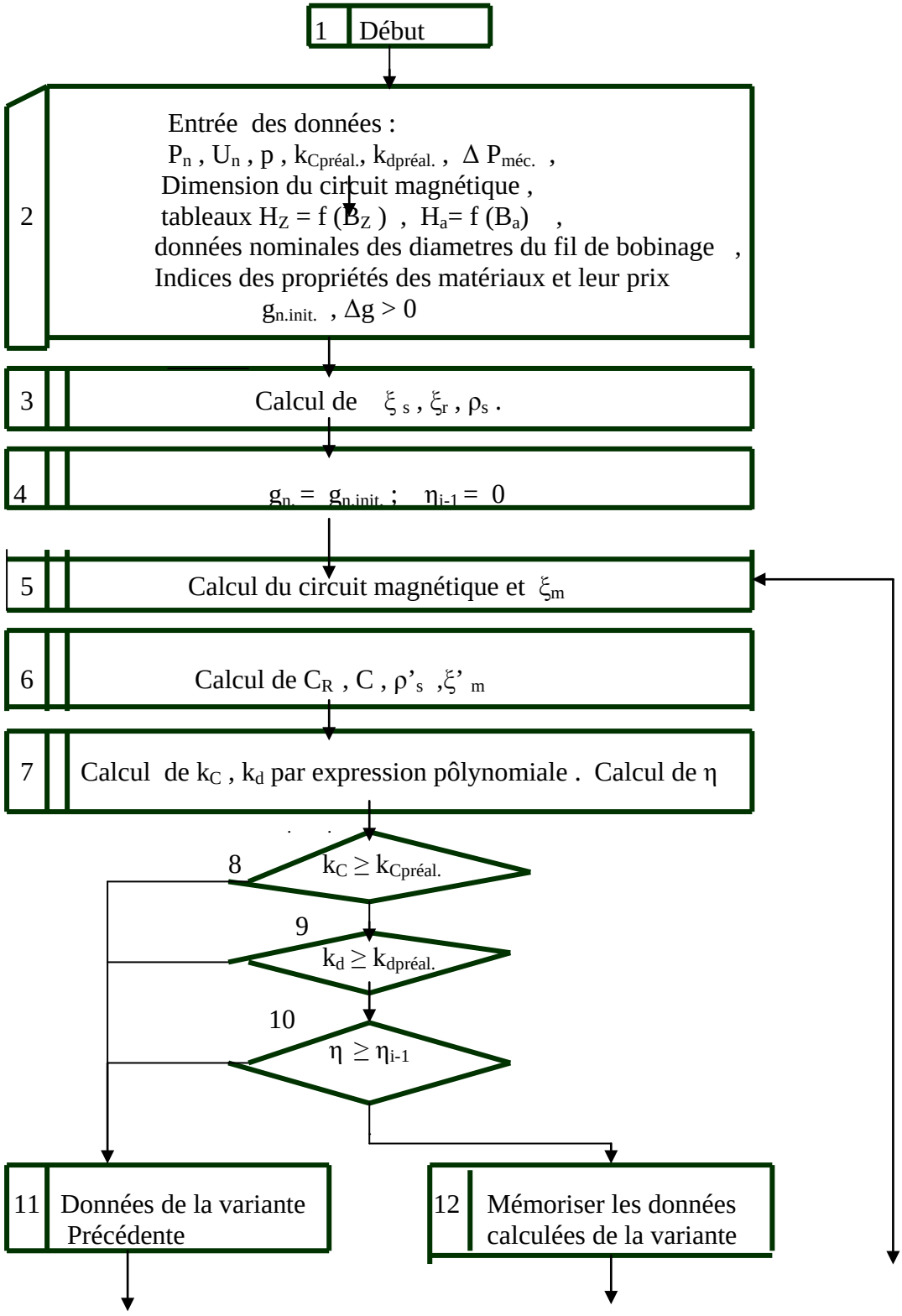
ANNEXE V.

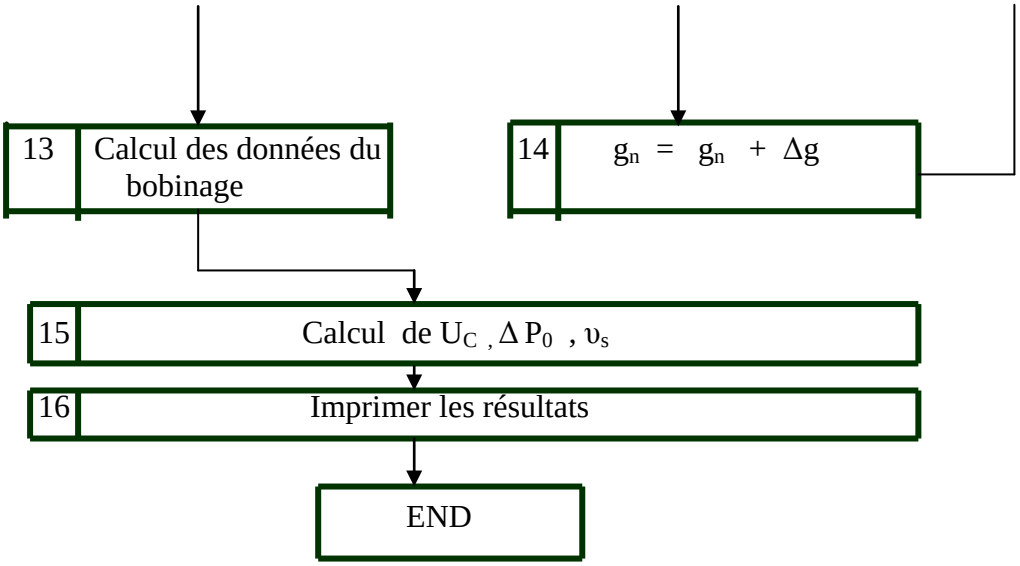
1. Algorithme de calcul optimal des encoches statoriques et rotoriques



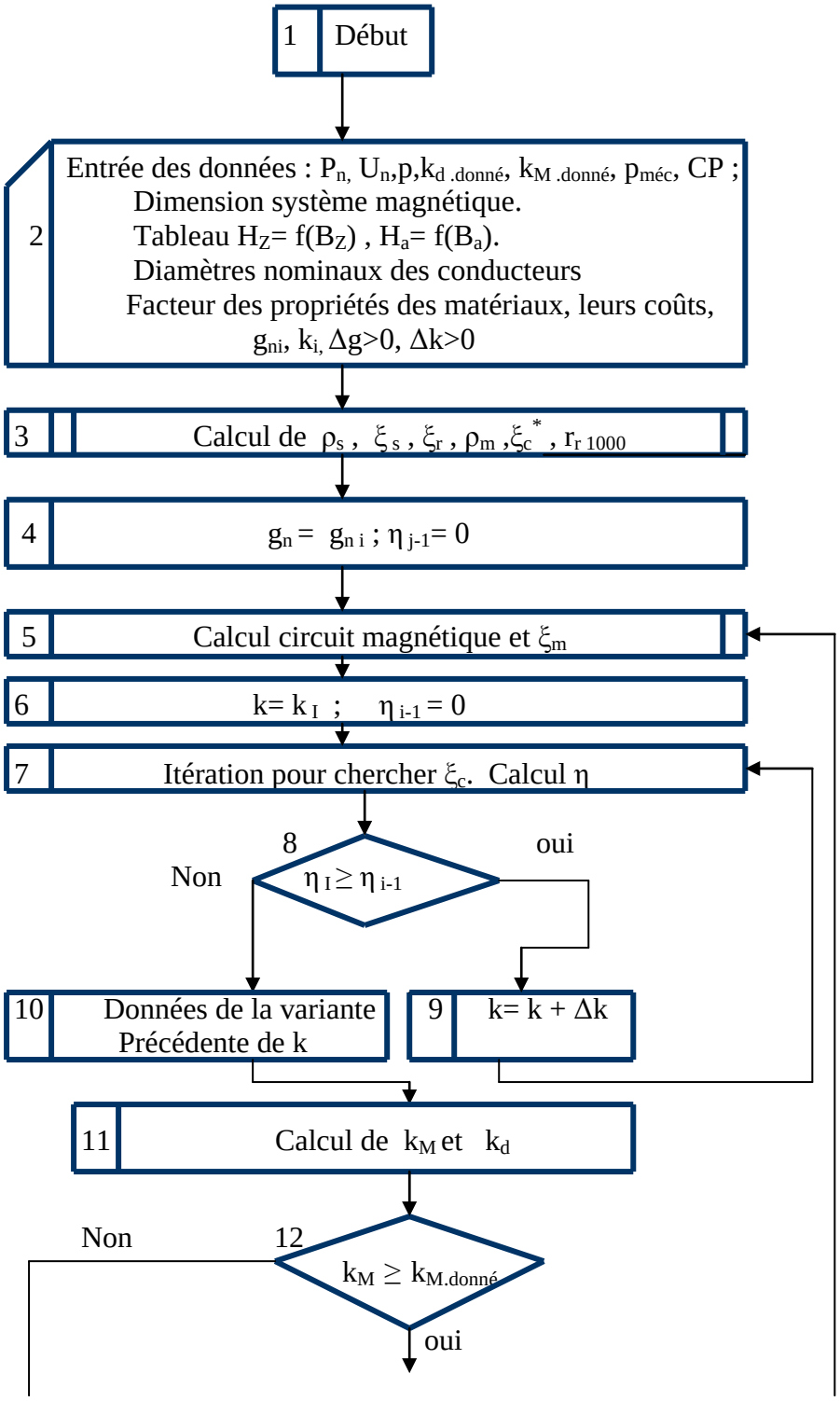
Sortie du S /Programme

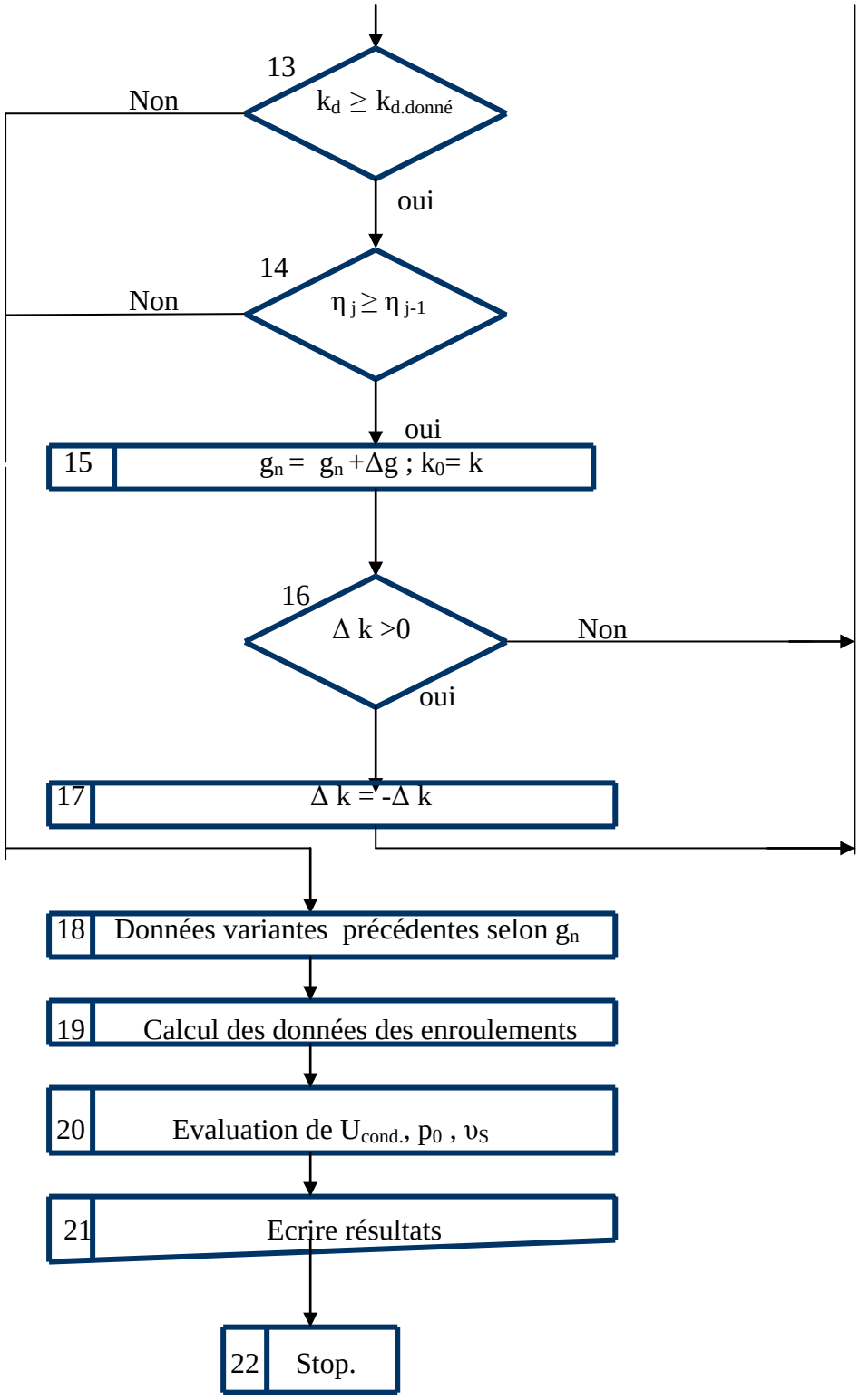
2. Algorithme du calcul optimal des données du bobinage pour un champ circulaire en régime nominal.



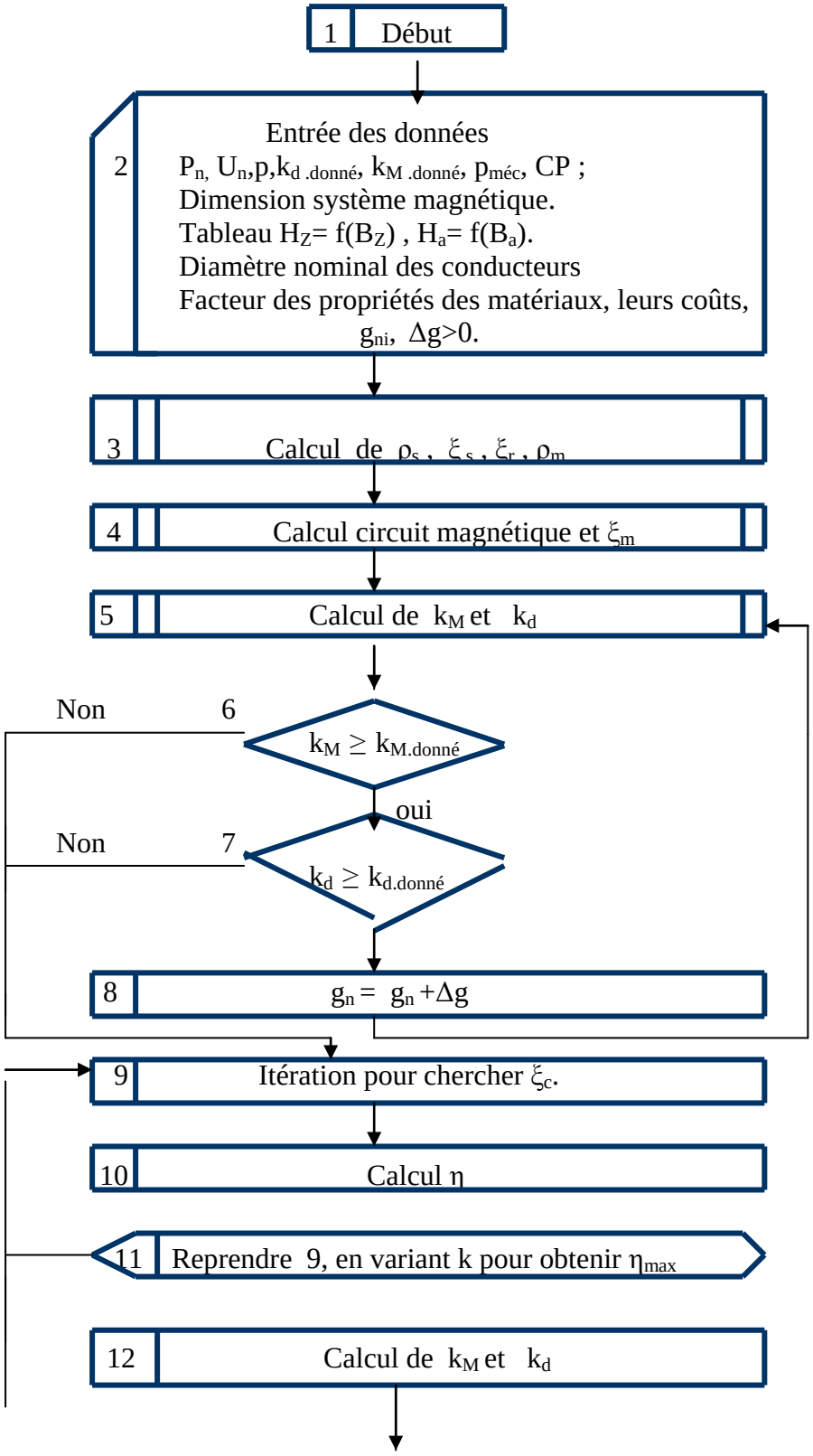

13
Calcul des données du bobinage
14
$g_n = g_n + \Delta g$
15
Calcul de U_C , ΔP_0 , υ_s
16
Imprimer les résultats
END

3. Organigramme programme optimisation des données du bobinage du MAC à branchement
parallèle des phases statoriques pour un champ inverse au régime nominal.

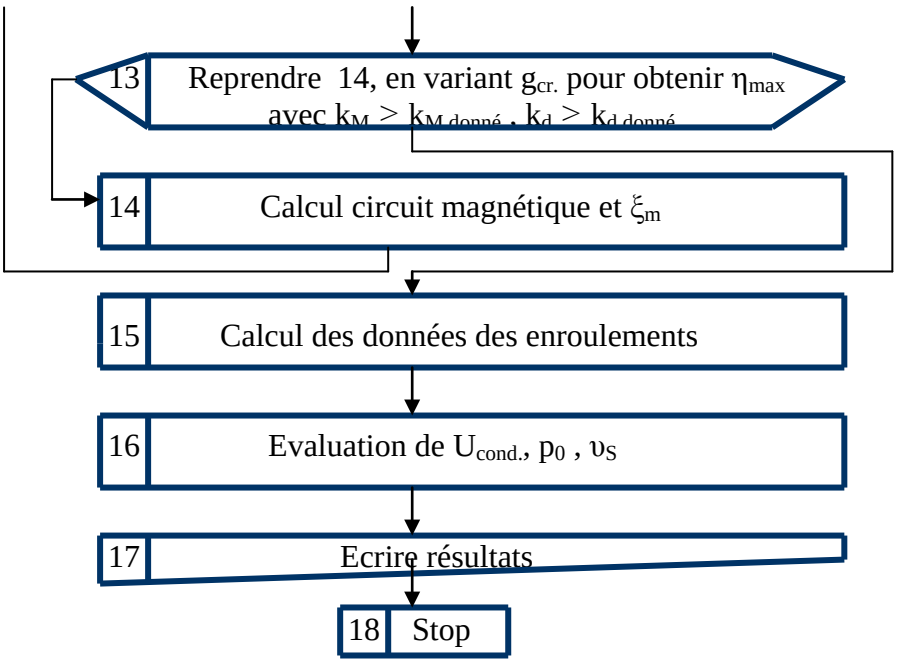



13
$k_d \geq k_{d.donné}$
Non
oui
14
$\eta_j \geq \eta_{j-1}$
Non
oui
15
$g_n = g_n + \Delta g$; $k_0 = k$
16
$\Delta k > 0$
Non
oui
17
$\Delta k = -\Delta k$
18
Données variantes précédentes selon g_n
19
Calcul des données des enroulements
20
Evaluation de $U_{cond.}$, p_0 , υ_S
21
Ecrire résultats
22
Stop.

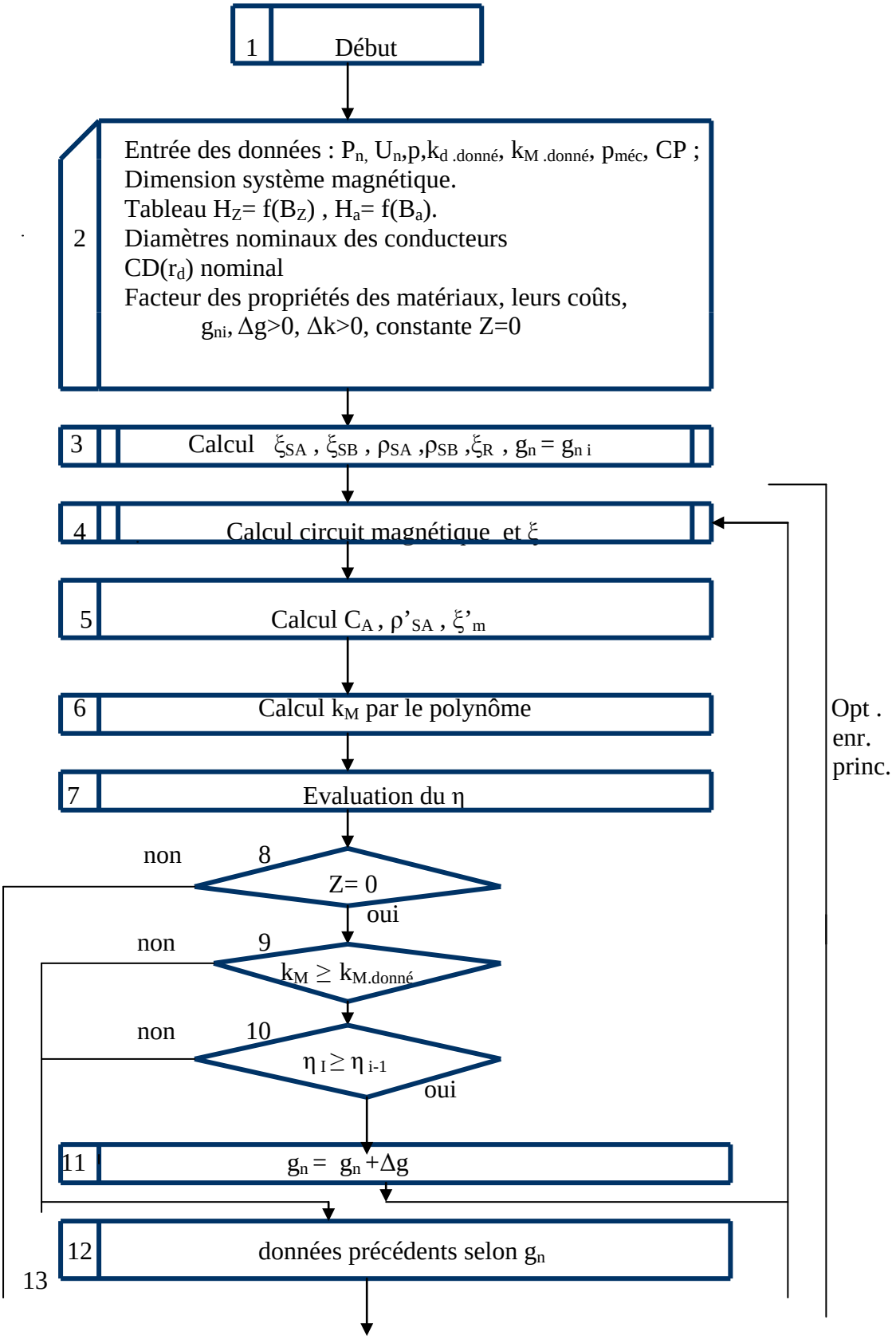
4. Organigramme optimisation des données des enroulements du MAC pour un champ inverse minimum en régime nominal exprimé par les polynômes.

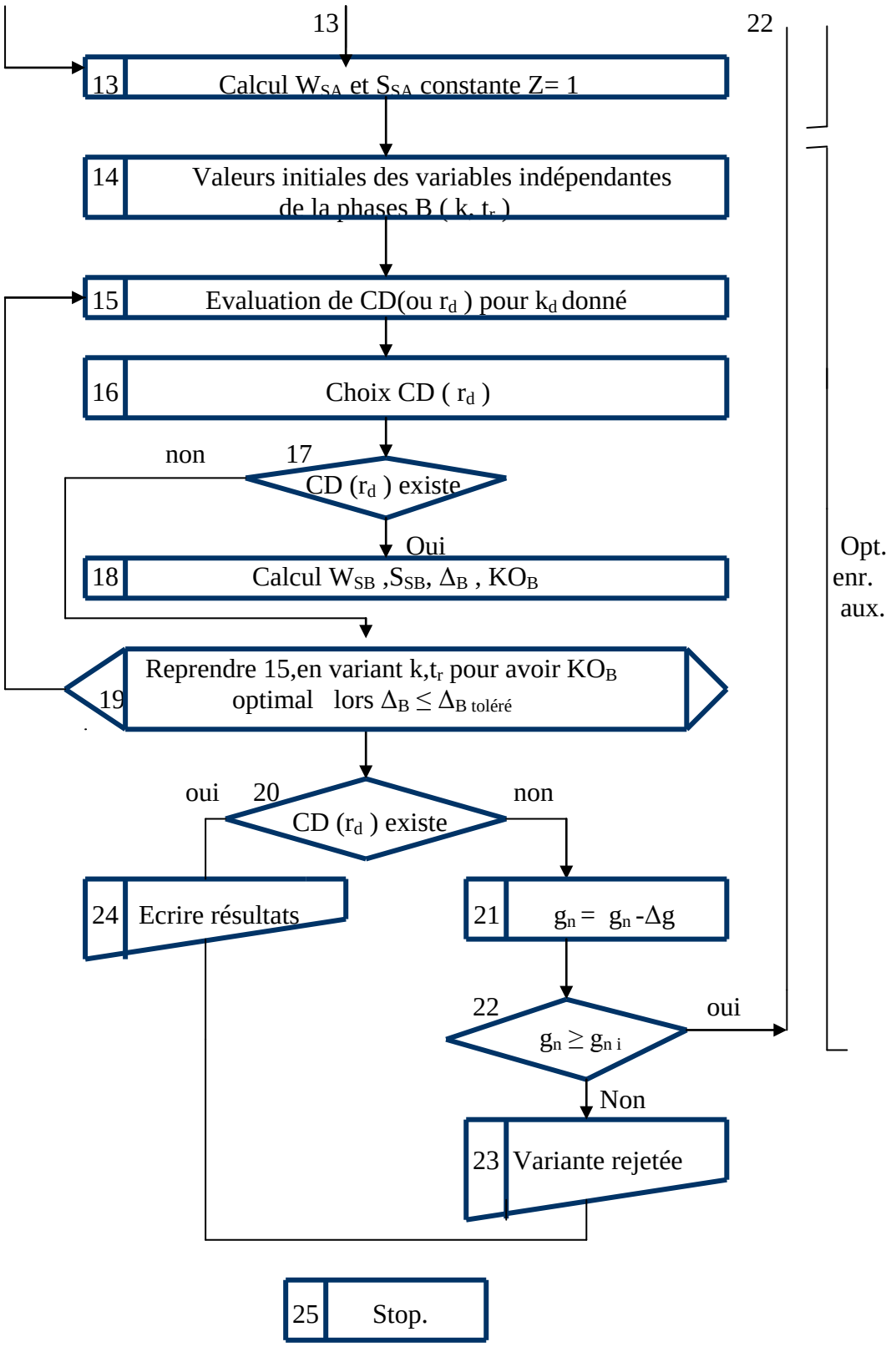


14 13

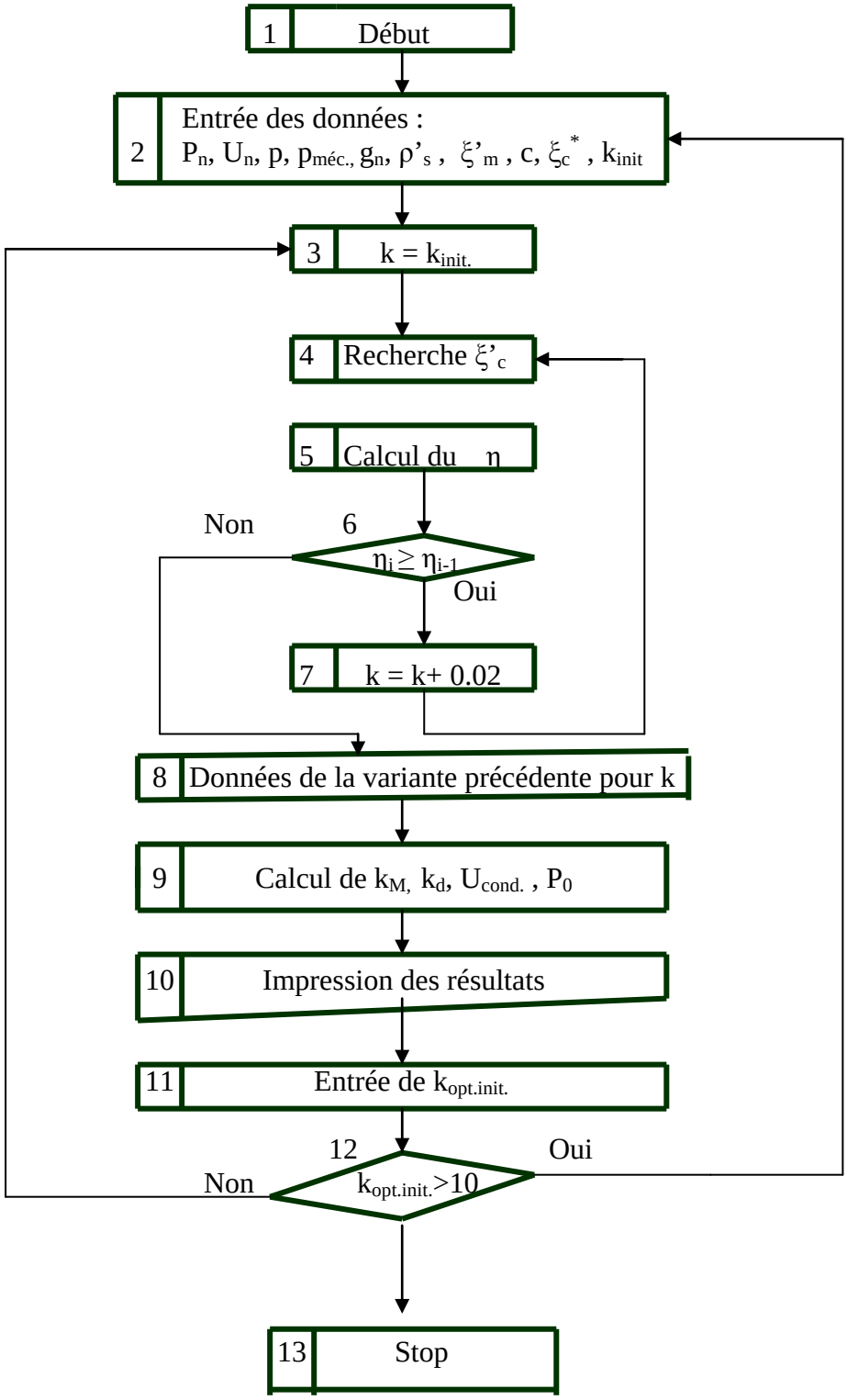

13
Reprendre 14, en variant $g_{cr.}$ pour obtenir η_{max}
avec $k_M > k_{M\,donné}$, $k_d > k_{d\,donné}$
14
Calcul circuit magnétique et ξ_m
15
Calcul des données des enroulements
16
Evaluation de $U_{cond.}$, p_0 , υ_S
17
Ecrire résultats
18
Stop

5. Organigramme du programme d'optimisation des données des enroulement d'un MAED




13
22
13 Calcul W_{SA} et S_{SA} constante Z= 1
14 Valeurs initiales des variables indépendantes de la phases B (k, t_r)
15 Evaluation de CD(ou r_d) pour k_d donné
16 Choix CD (r_d)
non
17 CD (r_d) existe
Oui
18 Calcul W_{SB} ,S_{SB}, Δ_B , KO_B
Opt. enr. aux.
19 Reprendre 15,en variant k,t_r pour avoir KO_B optimal lors $\Delta_B \leq \Delta_{B\ toléré}$
oui
20 CD (r_d) existe
non
24 Ecrire résultats
21 $g_n = g_n - \Delta g$
22 $g_n \geq g_{n\ i}$
oui
Non
23 Variante rejetée
25 Stop.

6. Organigramme du programme de recherche du coefficient de transformation optimal $k_{opt.}$. du MAC conditionné par un champ inverse minimum.



ANNEXE VI.

Caractéristiques des machines utilisées (MAC et MAED).

❖ Micromoteur 1

U= 220V 2p = 2 Z_S/Z_R= 16/23

f = 50Hz Z_S = 8

P=60W Z_R = 8

Plaque signalétique

Cos φ_n = 0.9 I_n 0.57 A

Vitesse 2770 min^{-1} η 52%

C= 18 / 4 µF

❖ Micromoteur 2

U= 220V 2p = 2 Z_S/Z_R= 24/17

f = 50Hz Z_A = 12

P= 50W Z_B = 12

Plaque signalétique

Cos φ_n = 0.93 I_n 0.4 A

Vitesse 2800 min^{-1} η 55%

C= 2 µF

❖ Micromoteur 3.

U= 220V 2p = 4 Z_S/Z_R= 24/17

f = 50Hz Z_A = 12

P= 25W $Z_B = 12$

Plaque signalétique

Cos $\varphi_n = 0.95$ I_n 0.27 A

Vitesse 1350 min^{-1} η 60%

C= 1.5 µF

❖ Micromoteur 4.

U= 220V 2p = 4 Z_S/Z_R= 16/22

f = 50Hz $Z_A = 8$

P= 16W $Z_B = 8$

Plaque signalétique

Cos $\varphi_n = 0.82$ I_n 0.32 A

Vitesse 1350 min^{-1} η 24 %

C= 2.2 µF

❖ Micromoteur 5.

U= 220V 2p = 2 Z_S/Z_R= 24/34

f = 50Hz $Z_A = 16$

P= 180W $Z_B = 8$

Plaque signalétique

Cos $\varphi_n = 0.71$ I_n 1.8 A

Vitesse 2850 min^{-1} η 71%

$C_{cap.d} = 80$ µF

Bibliographies

Chapitre I

[Krause,65] P.C.Krause and C.H. Thomas “Simulation of unsymetrical 2 phase induction machines” IEEE Trans. Power App Syst.Nov.1965

[Veinnott,59] C.G.Veinnott , ‘’Theory and design of small Induction Motors” Book, McGraw-Hill Book Company Inc New york,1959

[Jufer, 79] M. Jufer, ,’ «Electromécanique », Traité de l’école polytechnique fédérale de Lausanne, Ed. Georgi(1979)

[Veinnott, 70] C.G.Veinnott , ‘’Fraction and subfractional horse-power electric motors.”, McGraw-Hill Book Company Inc New york,1970.

[White, 59] D. C. White and H. H. Woodson. ‘’Electromécanical Energy Conversion ‘’ John Willey and Sons. New. York. 1959.

[R. Ritcher,52] Dimensions principales des machines électriques et utilisation des matériaux E.T.Z. Nov. 1952. p 705.

[Alger, 20] P. L. Alger et Eksergian . - Induction motors cores losses. A.I.E.E. 1920 p. 906-920

[Perret, 74] R. Perret and M. Poloujadoff – Influence of air gap shape on performance of single phase Induction motor . Iranian journal of Technology. 1974.

[Multon, 00] B. Multon « Motorisation des véhicules électriques », Technique de l’Ingénieur 2000.

[Lapoukhina, 61] E. M. Lapoukhina. -Calcul des micro moteurs asynchrone monophasé et triphasé . M. , 1961

[Ermoline, 67] Ermoline N.P. Les Machines électriques de petite puissance. Moscou.(1967).

[Hammond, 74] P.Hammond and G.J. Rogers, ‘’ Use of equivalent fields in electrical machine studies.Proc’’. I.EE. Vol. 121.N°6 p500-507. Juin 1974.

[HERSHBERGER, 69] D.D. HERSHBERGER and J. L. OLDENKAMP. A single phase induction motor with one distribuedwinding. I.E.E.E. TRANS.Vol. 87. N° 10.p.87. Oct. 1969.

[Kapélov ,73] I. P. Kapélov. Les convertisseurs électromécaniques d’énergie. Moscou . 1973.

[Michaëlb, 59] M. W. Michaëlb. Etude théorique du moteur à induction monophasé, sans et avec phase auxiliaire. Rev. Gén. d’électr. 1959.p 75-91.

[Stölting, 91] H. D. Stölting and A. Beisse. - Electrische Kleinmaschinen. B. G. Stuttgart. 1991.

[Kostenko, 69] M. Kostenko and L. Piotrovski. - Machines électriques. Editions Mir. Moscou. 1969.

[KAMEL , 73] S. KAMEL. ‘’Einfluβ der Parameteränderung auf das Betriebsverhalten von Spalmotoren mit zwei Hilfswicklungen je Hauptpol . ETZ A Bd 94 H1. p 6-10. 1973.

[G. Kron, 51] Equivalent circuits and their applications in designing the shaded pole motors . A.I.E.E. Trans. Vol. 70. pt I. p. 690-699. 1951.

[Adler, 76] Y. P Adler. And E. V. Markova. “ La planification des expériences pour la recherche des conditions optimales.. M. , 1976

[Alikhanian, 76] K. A. Alikhanian. “Problèmes de la conception des moteurs asynchrones de petites puissances ‘’, L. 1976.

[Lapoukhina, 78] E. M. Lapoukhina. And G. A. Sementchoukov. “ Optimisation des dimension des couches actives des micromoteurs asynchrones à condensateur au moyen de la MPE.

[Sabonadière, 93] J. C. Sabonadière.’’ Conception assistée par Ordinateur (CAO) en génie électrique ‘’.Méthode et technique D3585, Juin1993.

[Simon, 01] A.Simon, Y. Du Terail Couvat, A. Gagnoud, ‘’Finite element method adapted to steady-state AC problems ‘’, 13th Compumag Conference on the Computation of electromagnetic Fields, 2-5 July 2001, Evian, France, IV 106-107

[Glises, 02] R.Glises, D. Champagne, J.M. Kauffman, ‘’ Computation of the steady state thermal behaviour of a 4Kw asynchronous motor, 3D finite elements study ICEM 2002, 15th International Conference on Electrical Machines, Bruges, 25-28 août 2002.

[Wildi, 91] Théodore Wildi, ‘’ Electrotechnique 2ème édition, Les Presses de l’Université Laval, Edition EKSA 1991.

[Krause, 95] P.C. Krause, O. Wasynczuk, S.D. Sudhoff, ‘’ Analysis of Electrical Machinery’’, IEEE Press, Piscataway, 1995, 564p.

[Lesenne, 81] J. Lesenne, F. Notelet, G. Seguier. ‘’ Introduction à l’électrotechnique approfondie, Technique et Documentation, Paris, 1981, 247p.

[Laporte, 98] B. Laporte, ‘’ Enroulements des machines à courant alternatif’’ Cours de DEA PROTEE INPL, Nancy, 1998.

[Wurtz, 96] F. Wurtz, ‘’ Une nouvelle approche pour la conception sous contraintes de machines électriques’’. Thèse de doctorat- LEG. 1996.

Chapitre II

[LINDSAY, 72] J. F. LINDSAY AND T. H. Barton.- A modern approche to induction machine parameter identification. I.E.E.E. Trans. P. 51-59. July 1972.

[Adamenko , 69] A. I. Adamenko. Les méthodes d'étude des machines asynchrones asymétriques. Kiev. 1969.

[Poloujadoff, 60] M. Poloujadoff. - Les théories relatives au moteur d'induction monophasé . Leur principe . Leur établissement. Leur équivalence. Extrait du Bulletin de la société française des électriciens, 8ème série , Tome I, N° 9. Sept. 1960.

[Bretch, 58] E. Bretch. The Steinmtz conception of the single phase squirrel cage motor.A.I.E.E .Trans. Vol. III. Déc. 1958.

[Alger, 24] P.L. Alger. Single phase induction motor torque pulsation A.I.E.E. Trans.1924.

[R. Beatch, 26] A physicall conception of single phase induction motor operation. El Engng. T. 63 Fév. 1926.

[Button, 41] C. T. Button. Single phase motor theory. A correlation of the Cross field and revolving fields concepts. A.I.E.E. Trans. Vol..60. 1941.

[Razik ,03] Hubert Razik."Modelling of double star induction motor for diagnostis purpose".IEEE.2003

[Faucher ,00] J.Faucher and al. '' Modélisation de la machine asynchrone en vue du diagnostic''Journées SDSE-00-Lyon 2000.p.p 48-54

[Poloujadoff, 65] M. Poloujadoff, 65. ''Calcul du moment du couple dans les moteurs monophasé d'induction à cage d'écureuil par la méthode du champ tournant CR. Ac. des Sciences. T. 260. p. 4689-4691. 1965.

[Poloujadoff, 64] M. Poloujadoff, 64 Considération physique sur le moteur à induction monophasé. Rev.Gén.de l'électr. Tome 75. p. 217- 226. 1964.

[Ramzy, 03] R. Ramzy, ''Effect of Load on Detecting Mechanical Faults in Small Inductions Motors'' SDEMPED. Atlanta, GA, USA 24-26 August 2003.

[Defornel, 90] B. Defornel, ''Alimentation des machines synchrones'' D3620, Juin 1990.

[Ernst, 01] R.Ernst, ,''Principe du moteur asynchrone monophasé utilisé pour produire un brassage électromagnétique dans un creuset froid '', EF'2001, Nancy, France , 343-347.

Chapitre III

[Koslov , 85] B.A Koslov - Choix des paramètres des commandes et des machines domestiques. Electrotechnique N°6-1985.

[Muljadi, 93] Eduard Muljadi,'' Adjustable ac capacitor for a single –phase Induction Motor '' IEEE.Transactions on industry applications Vol. 29. N°3. May/june 1993.

[Terrance , 91] A. Terrance and Al . ''Single-Phase Induction Motor with an Electronically controlle capacitor'' Trans. AIEEE. Vol..27. N° 1. Janv/Fev.1991.

[Kluszczynski,84] K. Kluszczynski and R. Miksiewwicz. The general method of calculation of single phase capacitor motors. Przeglad Electrotechniczny, N°2. 1984/in Polish.

[Miyazaki, 93] H. Miyazaki, M. Ono (Toshiba Corp.) « A Speed Controll System for AC Induction Motor Appliances », PCIM'93, Proc. Intel.Motion, June1993, pp230-236.

[Veinnott, 77] C. G.Veinott.- Performance calculations on L- and T- connected tapped-winding capacitor motors. IEEE Trans. Vol.PAS-96 N° 4. July/August 1977.

[Veinnott, 77] CG. Veinott.- Performance calculations on the two-speed shunted capacitor motors . IEEE. Trans. Vol. Pas-96, N°4. July/August 1977.

[Ramarathnam, 71] R. Ramarathnam and B. G. Desai.- Optimization of polyphase induction motor design: a non linear programming approach. IEEE Trans. Vol. Pas-90 N°2. Mar/Apr. 1971.

(Ramamoorty, 72] MM. Ramamoorty and B. Ilango.- Application of state-space techniques to the steady- state analysis of controlled single phase induction motors. INT. J. Control. 1972.vol. 16. N°2.p.353-368.

[Collins, 90] E.R. Collins. Jr. , Torque and slip behavior of single phase induction motors driven from variable frequency supplies. In IEEE. IAS Annual Meeting Conferenc Record, pp61-66, 1990

[Collins, 90] E.R. Collins. Jr. ''Operating Characteristics of single phase capacitor motors Driven from variable frequency supplies''. IEEE.1991.

[Tolyat, 97] H. A. Tolyat, Nabil A. Al-Nuaim, ''A novel method for modelling dynamic air-gap eccentricity in synchronous machines based on modified winding function theory'', to be presented in PES summer meeting, July, 1997.

[Poloujadoff, 00] M. Poloujadoff . ''Machines asynchrones- Régime permanent et Machines asynchrones –Régimes quelconques. D385, 2000.

[Grellet, 89] G. Grellet. ''Pertes dans les machines tournantes '' D3450, déc. 1989.

[Ben Abdallah, 04] B. Ben Abdallah, R. Glises, J.P.Masson, ‘’Design of an experimental device to test an iron losses model by a thermal method, ‘’ EPJ Applied Physics, volume 28, December2004, pp347-353

[V.Lanfranchi, 04] V.Lanfranchi, D. Depemet, ‘’ Amélioration de la commande des machines asynchrones en vitesse variable’’. Revue internationale de Génie électrique, Volume 7, n° 1-2 /2004.

[Khenfer, 95] N. Khenfer, ,’ Machines asynchrones, ses modèles, son identification et sa commande, Thèse de doctorat de l’INP de Lorraine, 1995.

[Ong, 98] Chee-Mun Ong, ‘’ Dynamic Simulation of Electric Machinery using Matlab /Simuling’’. Ed. Prentice Hall- 1998.

[Ostovic, 89] V. Ostovic, ‘’ Dynamic of Saturated Electric Machines’’. Ed. Springer- Verlog-1989.

[Wang, 01] S. Wang, S. NA, J. Hong.’’Dynamic Analysis of Eddy Current Braking System using FEM’’ . COMPUMAG 2001, Vol.III. pp. 84-85.

[Minassian, 79] B. M. Minassian. Etude des couples additives dans les moteurs asynchrones à condensateurs de faibles puissances. M. 1979.

[Mezani, 04] S. Mezani. ‘’Modélisation électromagnétique et thermique des moteurs à Induction en tenant compte des harmoniques d’espace’’. Thèse de doctorat de l’INPL- Nancy-Juillet 2004.

Chapitre IV

[Schimmerling, 98] Paul. Schimmertling, J. C. Sisson, Ali Zaidi. ,'' Pratique des Plans d'Expérience'' Ed. Lavoisier Tec § Doc 1998.

[Zaoui, 00] F. Zaoui, C. Marchand, A. Razek, ''Une méthode de plans d'expérience pour la conception d'un système électromagnétique''.Revue Internationale de Génie électrique. Vol.3 N°4, 200,pp529-539.

[Lapoukhina, 69] E. M. Lapoukhina. G. A. Sementchoukoff. Les relations optimales dans les micromoteurs asynchrones à condensateur. M.E.I. 1969.

[Stepina,72] J. Stepina Théorie des asynchronismes mit elliptisher Bohrung. ETZ A. Bd 93. H4. p. 187-189. 1972.

[Morril, 29] W. J. Morril. ''The revolving field theory of the capacitor motor''. Trans. AIEEE vol. pp 614-629. Apr.1929.

[Longya, 92] Xu. Longya. "Dynamic Model of an integral-cycle Controlled Single Phase Induction Machine. Trans.. AIEEE. Vol. 7. N°4. Dec. 1992.

[Lapoukhina , 71] E. M Lapoukhina , **''**Méthode paramétrique pour l'étude de l'optimisation des micro machines asynchrones- Moscou I.E.M 1971

[Rabinovici, 94] R. Rabinovici. - Eddy current losses of permanent magnet motors. IEE. Proc. Electr. Power.
Vol. 141. N° 1. Janv. 1994.

[Adler, 76] Y. P. Adler. , Markova E. V. , Les plans d'expériences pour la recherche des conditions d'optimisation. Moscou. 1976.

[Govaert, 03] G. Govaert(Sous la dir.De), Analyse des données. Traité IC2-Information, Commande, Communication. Série traitement du signal et de l'image.Hermès, Paris 2003.

[Casimir, 03] R.Casimir, '' Utilisation de méthodes de reconnaissance des formes pour le diagnostic des machines asynchrones '' Conférence de Jeunes Chercheurs en Génie Electrique(JCGE'03), 245-250, Saint-Nazaire, 5 et 6 juin 2003.

[Lara, 95] S.C. De Lara Jayme, '' Identification des paramètres des machines électriques à courant alternatif ''Thèse de doctorat INP Toulouse 1995.

[Pinkowski, 97] B. Pinkowski, ''Principal Component analysis of speech spectrogram images''. Pattern recognition, Vol. 30, no.5, pp.777-787, 1997

[Minoux, 83] M. Minoux, ''Programmation mathématique. Théorie et Algorithmes'' Ed. Dunolds. Tome1. 1983.

[Benoist, 94] D. Benoist, I. Tourbier, S. G. Tourbier.''Plans d'Expériences: Construction et Analyse'' Ed. Lavoisier-Tec § Doc-1994.

Chapitre V

[Pardalos, 02] Panos M. Pardalos, Mauricio G.C. Resende, '' Handbook of Applied Optimization''. Ed.Oxford University Press. 2002.

[Lapoukhina, 83] E.M. Lapoukhina . and AL. -Amélioration du degré de qualité des moteurs asynchrones à condensateur avec mimisation des pertes au stade de la conception .Electrotechnika. N°1. 1983.

[Moreau, 99] S. Moreau, ''Contribution à la modélisation et à l'estimation paramétrique des machines électriques à courant continu : Application au diagnostic., « Thèse de doctorat , Université de Poitiers, Ecole supérieure d'ingénieurs de Poitiers, France, 1999.

[Bachir, 01] S. Bachir, S. Tnani, G. Champenois, J. Saint –Michel, « Modélisation et diagnostic des ruptures de barres rotoriques par identification paramétrique, « ELECTROTECHNIQUE du FUTUR'01, Graz, Autriche, Août 2001.

[Fiser, 98] R. Fiser and S Ferknij. " Development of Steady State Mathematical Model of Induction Motor with Rotor Cage Faults', in International Conference on ElectricalMachines, ICEM'98, Istambul, Turkey, vol.3/3,pp.2188-2191. September1998.

[Moczala, 87] H. Moczala et Al. "Small electric motors", IEE Power and Energy series,1987.

[Multon, 99] B. Multon, J. Bonal « Les entraînements électromécaniques directs : diversité, contraintes et solutions », REE n]10, novembre99, pp.67-80.

[Minotti, 98] P. Minotti, A. Ferre ira, " Les Micromachines" Hermes1998.

[Tolyat, 97] H. A. Tolyat, Performance Analysis of a single Phase Induction Motor Under Eccentric Conditions''. IEEE Industry Appl. Soc. Annual Meeting. New Orleans, Louisiana, October 5-9, 1997.

[Lapoukhina, 80] E.M. Lapoukhina . G. A. Sementchoukoff., B. I. Ilin. "Analyse des fonctions intégrales objectif et leur influence sur le choix de la variante optimale des micromoteurs asynchrones .Electrotechnique , 1980, N°2.

[Fassenet,04] M. Fassenet, T. Pera, D. Chamagn, J.M.Kauffman, ,''Optimal Design of small power DC PM commutator motors-Part I: Analytic model, '' Journal EPCS(Electric Power Components and Systems)- Volume 32. $N^0$10. pp997-998-Octobre 2004.

[Deavours, 87] David L. Deavours, James R. Jone, ''An engineers computer program for the economic evaluation and technical selection for application of induction motors'' Proceedings of the Nineteenth Annuals North American Power Symposium, 1987
Edmonton, Alberta , Canada Sponsored by : IEEE , Power Engineering Soc, New York, NY, USA IEEE New York, NY.USA p 297-306.

[Desai, 84] B.G. Desai, ,'' Selection and Application of Induction Motors to save Energy, Electricity Conservation Quarterly '' Jul- 1984 p 523.

[Binks, 78] N. Binks, '' Selection of AC Induction Motor for Pumps Drives'', N°146 .Nov 1978 p 535-538.

[Vivier,02] Stéphane Vivier. ''Stratégies d'optimisation par la méthode des plans d'expérience et Application aux dispositifs électrotechniques modélisés par éléments finis''. Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lille et USTL. 2002.

[Kone, 93] Abou Dramane Kone.'' Contribution à la conception des actionneurs électriques par formulation en termes d'optimisation'' Thèse de doctorat-ENSEEIHT-1993.

[Goupy, 96] J. Goupy. '' La méthode des plans d'expérience – Optimisation du choix des Essais et de l'Interprétation des Résultats''. Ed. Dunod-1996.

[Gillon, 98] F. Gillon, P. Brochet. ''Optimisation of a Brushless Permanent-Magnet Motor with the Experimental Design Method''. IEEE. Transactions on magnetics, Vol.34 N°5 Septembre 98.

[Gillon, 97] F. Gillon .'' Modélisation et Optimisation par plan d'expérience d'un moteur à commutation électronique. Thèse de doctorat –USTL-1997.

[Hassanah, 05] Rini Nur. Hassanah ,'' A Contribution Saving in Induction Motors.'' Thèse n° 3255- Ecole Polytechnique de Lausanne 2005.

Annexe.

[Liwschitz, 67] M. Liwschitz and L. Maret. " Calcul des machines électriques. Bibliothèque de l'ingénieur. Dunod-Paris. 1967.

[Soroker, 76] T.G. Soroker. Les machines asynchrones. Etude théoriques et expérimentales .Les calculs électromagnétiques. 1976. T.45.

[Poloujadoff, 62] M. Poloujadoff. Sur le calcul des moteurs d'induction à cage d'écureuil lorsque l'entrefer est périodique .CR. Ac. des Sciences. p. 656- 658..1962.

IEEE Transaction on industry Applications Vol.27.No.1.January/February 1991.

Performance analysis of a single phase induction motor ender eccentric conditions.

IEEE. Industry Application Society. New Orleans.Louisiane,october5/9,1997

Contribution personnelle

01 - Amélioration des performances technologiques des moteurs à condensateurs SNAPSEA' 98 . Novembre 1998.

02 - Evaluation de l'université Badji Mokhtar Annaba. JEP'98. Journée Nationale d'étude sur la Pédagogie. Mars 1998.

03 - Exploitation des machines électriques .Diagnostics et Remèdes. Séminaire Mittal Steel.Annaba 4 et 5 Mai 2004-

04 - Synthèse et diagnostic des défaillances des machines tournantes. 1J'EMI .Université de .Souk / Ahras .18-19 Mai 2004

05 - Contribution à l'amélioration de la qualité des micromoteurs . Symposium Internationale Qualité et Maintenance au service de l'entreprise QUALIMA' 01 '' Université Aboubakr Belkaid – Tlemcen 21-22 Nov 2004

06- Détection des défauts des machines électriques . Séminaire sur les transmissions de puissance .MITTAL STEEL ANNABA. 21 Mars 2005

07- Nouvel le approche pour l'amélioration des performances technologiques des micromoteurs asynchrones monophasés à condensateur. Séminaire international sur les Systèmes Electromécaniques. Annaba 22-23 Novembre 2005.

08- Analyse et Synthèse des défaillances simultanées au stator et au rotor pour la Technique de surveillance et du diagnostic des moteurs asynchrones. Séminaire international sur les Systèmes Electromécaniques. Annaba 22-23 Novembre2005.

09- Choix optimal d'un micro-moteur asynchrone monophasé pour une application

donnée. 2 SN' MI 29-30 Novembre 2005 .Université de .Souk / Ahras . ***Titre :***

Contribution à l'amélioration des performances technologiques des micromoteurs à condensateur

Mots clés : **Micromoteur asynchrone à condensateur – Conception- Qualité**

Résumé

Les micromoteurs électriques intégrés dans les accessoires de petite puissance qui nous assistent au quotidien sont rarement traités dans la littérature scientifique et technologique. En effet, ils ne font pas l'objet d'un enseignement dans les cours d'électrotechnique quelque soit le niveau. Ces actionneurs généralement discrets et de grande diffusion sont partout.

Les recherches théoriques et expérimentales sur les micromoteurs sont complexes. Bien qu'ils fonctionnent avec les mêmes principes physiques que les machines de grande et moyenne puissances, il se trouve que les effets technico–économiques négligeables pour ces dernières ne le sont plus pour eux . Ces difficultés sont aggravées par la précision dans le dimensionnement et les caractéristiques dynamiques ainsi que la recherche de meilleurs indices de qualité.

Devant la grande diversité de ces actionneurs, notre recherche va se limiter aux micromoteurs à induction monophasé à cage très prisés dans les applications de grande série. Ils sont à priori robustes, de fabrication simple et économique pour une longue durée de vie.

Notre approche repose sur la reprise du calcul de leurs performances technologiques avec la prise en compte de certaines non linéarités dans les modèles mathématiques.

Cependant, il arrive d'être confronté aussi à la question de la qualité lors du choix du type de micro moteurs pour l'entraînement d'une machine bien définie. Cette recherche se base sur l'évaluation des facteurs technologiques de construction (FTC) et des indices de qualité externes.

Afin de bien mener une analyse comparative des différents micromoteurs, des critères d'optimisation sont fixés pour chacun des types.