

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI DE TIZI-OUZOU



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'Electrotechnique

Mémoire de Fin d'Etudes De MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Génie Electrique

Spécialité : MACHINES ELECTRIQUES

Présenté par

Belaid AIT IZEM

Sofiane AZRARAK

Thème

Calcul d'un moteur asynchrone monophasé à condensateur transformer d'un moteur Asynchrone triphasé

Mémoire soutenu publiquement le 25 Septembre 2014 devant le jury composé de :

Mr Y.BOUTORA

MC-A, UMMTO, Président

Mr M T.BELASSEL

MC-A, UMMTO, Rapporteur

Mr A.KIMOUCHE

MC-A, UMMTO, Examineur

Mr R. KHALDI

MC-A, UMMTO, Examineur

Remerciements

Nous tenons à remercier bon dieu le tout puissant de nous avoir donné le courage et la santé pour réaliser ce modeste travail dans la sérénité.

*Nous remercions également monsieur **Mr BELASSEL.M.T**, notre promoteur, de nous avoir encadré, précieux conseil et orientation ainsi que la confiance qui a placé en nous tout au long de la préparation de ce projet.*

Nous remercions et gratitude s'adressent aussi aux messieurs le président et les membres de jury d'avoir accepté d'examiner notre travail.

Enfin, nous tenons à remercier tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de notre travail.

B.AIT IZEM

S.AZRARAKE

Cahier de charge

Cahier De Charge

<i>Puissance nominale</i>	0.37 Kw
<i>Tension nominale</i>	220 V
<i>Courant nominal</i>	2.5 A
<i>Vitesse nominale</i>	2850tr/min
<i>Nombre de paire de pole</i>	1
<i>Fréquence de réseau d'alimentation</i>	50Hz
<i>Facteur de puissance</i>	0.8
<i>Rendement</i>	0.7
<i>Nombre de phase</i>	1
<i>Classe d'isolation</i>	B
<i>Degré de protection</i>	IP 44
<i>Hauteur d'axe</i>	h = 71mm

Résumé

Les moteurs électriques à courant alternatif et en particulier les moteurs à induction sont actuellement les plus utilisés vus leur cout d'exploitation modéré, leurs robustesses et leur entretien très limité.

Ce moteur présente à l'instar des moteurs monophasés l'inconvénient de ne pas pouvoir démarrer seul, ainsi qu'une perte de puissance lors du passage de triphasé au monophasé, pour cela on appelé dimensionnement un condensateur appelé le condensateur de démarrage et inséré en série avec la phase auxiliaire.

Dans notre travail, il est nous confier le calcul d'un moteur monophasé à condensateur obtenu à partir d'un moteur triphasé de même puissance.

De ce fait les moteur asynchrones de petites puissance sont réalisable de préférence en version monophasé car les moteur son triphasé exigent une somme du courant comportant trois phases sources que l'on trouve peut dans les installations domestiques.

Compte tenu des résultats obtenus qui s'avèrent optimistes et admissible pour les deux moteur, on constate qu'on a enfin atteint notre but qui était la transformation d'un moteur triphasé au monophasé.

D'autre par, comme n'est évidemment pas possible de satisfaire simultanément toutes les exigences, on est amené à faire des compromis les différents paramètres.

Mont clef : MASMC, CMASAC, DMASM, CNMASM

Sommaire

Sommaire

Introduction Générale.....	1
Chapitre I : Rappels sur les moteurs asynchrones	
I-1-Moteur asynchrone triphasé.....	2
I-1-1-Introduction.....	2
I-1-3-Constitution.....	3
I-1-4-Utilisation.....	5
I-4-1-Moteur asynchrone.....	5
I-4-2-Générateur asynchrone.....	5
I-1-5-Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone.....	5
I-1-6-Glisement d'une machine asynchrone.....	6
I-1-7- Bilan de puissances.....	7
I-2-Moteur asynchrone monophasé.....	7
I-2-1-Introduction.....	7
I-2-2-Généralités sur les moteurs asynchrones monophasés.....	7
I-2-3-Description de la machine asynchrone monophasée.....	8
I-2-4-Vitesse synchrone.....	9
I-2-5-Principe de fonctionnement.....	9
I-2-7-Classification des machines asynchrones monophasées.....	10
Chapitre II : Dimensionnement du moteur asynchrone triphasé	
II-1-Calcul électromagnétique.....	15
II-2-Dimensionnement de l'enroulement statorique.....	16
II-3-Dimensionnement de la feuille statorique.....	18
II-6-Dimensionnement de la feuille rotorique.....	26
II-7-Dimensionnement de l'anneau :.....	29
II-8-Calcul le circuit magnétique :.....	30
II-8-1-Circuit magnétique statorique.....	30
II-8-2-Circuit magnétique rotorique :.....	31
II-8-4-Calcul des coefficients de saturation :.....	32
II-8-4-1- Coefficient de la saturation de la machine.....	32
II-8-5-Courant magnétique :.....	32

II-8-6-La réactance de magnétique :	32
II-8-7-Coefficient de dispersion magnétique du stator :	33
II-8-8-Force électromotrice à vide :	33
II-9-Calcul les paramètres de la machines à courant alternatif :	34
II-9-1-Paramètres statorique :	34
II-9-2-Paramètres rotorique :	36

Chapitre III : Moteur asynchrone à condensateur

III-1-Introduction :	40
III-2- La méthode des composantes symétriques.....	40
III-3-Moteurs asynchrones universels.....	41
III-4-Moteur asynchrone à condensateur	42
III-5-Caractéristique de fonctionnement.....	43

Chapitre IV : Calcul les paramètres du moteur monophasé

IV-1-Introduction	47
IV-2-Calcul les paramètres du schéma équivalent du moteur monophasé.....	47
IV-3-Paramètres du schéma équivalent en T (Phase principale).....	48
IV-4-Paramètres du schéma équivalent en T (Phase auxiliaire).....	49
IV-6-Paramètres du schéma équivalent en L du moteur.....	50
IV-7-Transformation des schémas équivalents :	50
IV-8-Calcul les courant et les tensions	52
IV-9-Calcul la capacité de condensateur	52
IV-10-calcul le circuit magnétique du moteur monophasé.....	52

Chapitre -V : Présentation de la méthode des éléments finis

V-Introduction.....	57
V-1-Présentation de la méthode des éléments finis	57
V-2-Formulations des équations d'électromagnétique	58
V-3-Formulation du problème électromagnétique.....	61
V-4-Formulation magnétostatique	62
V-5-Condition aux limites.....	64
V-6-Discretisation et approximation.....	65
V-7-Formulation intégrale	66
V-Technique de prise en compte du mouvement.....	67
V-8-Formulation éléments finis	67
V-9- Conclusion	67

Chapitre -VI : Simulation avec logiciel FEMM

VI-1-Introduction	68
VI-2-Présentation du logiciel FEMM	68
VI-5-Exploitation du logiciel du calcul (FEMM).....	70
VI-6-Présentation de la structure de la machine	71
VI-7-Le maillage.....	72
VI-8- Visualisation les lignes de champs.....	73
VI-10-L'évolution du potentiel, l'induction et champ magnétique.....	74
VI-11-Moteur monophasé.....	76
VI-11- La structure du moteur monophasé.....	76
VI-11-1- Distribution des lignes de champs	77
VI-12-L'évolution du potentiel, l'induction et champ magnétique.....	78
Conclusion générale	79

Introduction
Générale

Introduction Générale

Le domaine de la construction des machines électrique est très complexe, en raison de la multitude des paramètres intervenant dans le calcul et la nécessité de faire des compromis.

Il existe d'ailleurs plusieurs méthodes de calcul, ces méthodes différent d'un constructeur à un autre, ce qui a fait dire à éminent électrotechnicien que «la construction n'est pas une science exacte mais plutôt un art ».

Les moteurs électriques à courant alternatif et en particulier les moteurs à induction sont actuellement les plus utilisés vus leur cout d'exploitation modéré, leurs robustesses et leur entretien très limité.

Dans notre travail, il est nous confier le calcul d'un moteur monophasé à condensateur obtenu à partir d'un moteur triphasé de même puissance.

Ce moteur présente à l'instar des moteurs monophasés l'inconvénient de ne pas pouvoir démarrer seul, ainsi qu'une perte de puissance lors du passage de triphasé au monophasé, pour cela on appelé dimensionnement un condensateur appelé le condensateur de démarrage et inséré en série avec la phase auxiliaire.

Notre étude est repartie en six chapitres précédés par le premier chapitre concerné rappels sur les machines asynchrones en générale et le moteur monophasé en particulier.

Le deuxième chapitre est concerné au calcul des dimensions principales du moteur triphasé en utilisé les donné de la plaque signalétique et qui sera suivi par le chapitre trois qui concerne sur les moteurs asynchrones à condensateur.

Dans le chapitre quatre nos passerons au Calcul les paramètres du moteur monophasé, le choix et le calcul de condensateur, le cinquième chapitre sera consacré à la présentation de la méthode des éléments finis. Dans le seizième chapitre, il sera sur la simulation avec logiciel FEMM.

Nous terminerons notre travail par une conclusion générale.

Chapitre – I

Rappels sur les Moteurs asynchrones

I-1-Moteur asynchrone triphasé :**I-1-1-Introduction :**

La machine asynchrone, connue également sous le terme « anglo-saxon » de machine à induction, est une machine électrique à courant alternatif sans connexion entre le stator et le rotor. Les machines possédant un rotor « en cage d'écureuil » sont aussi connues sous le nom de machines à cage ou machines à cage d'écureuil.

Le terme asynchrone provient du fait que la vitesse de rotation du rotor de ces machines n'est pas exactement déterminée par la fréquence des courants qui traversent leur stator.

La machine asynchrone a longtemps été fortement concurrencée par la machine synchrone dans les domaines de forte puissance, jusqu'à l'avènement de l'électronique de puissance. Elle est utilisée dans de nombreuses applications, notamment dans le transport (métro, trains, propulsion des navires, automobiles électriques), dans l'industrie (machines-outils), dans l'électroménager. Elle était à l'origine uniquement utilisée en moteur mais, toujours grâce à l'électronique de puissance, elle est de plus en plus souvent utilisée en génératrice, par exemple dans les éoliennes.



Figure (I-1-1) : Machine asynchrone avec puissance de 8KW

I-1-2-Symbole:

La machine asynchrone peut être représentée par son symbole normalisé générale qui précise si elle fonctionne en moteur ou en générateur.

Le symbole peut être apporté des précisions sur la nature de la machine :

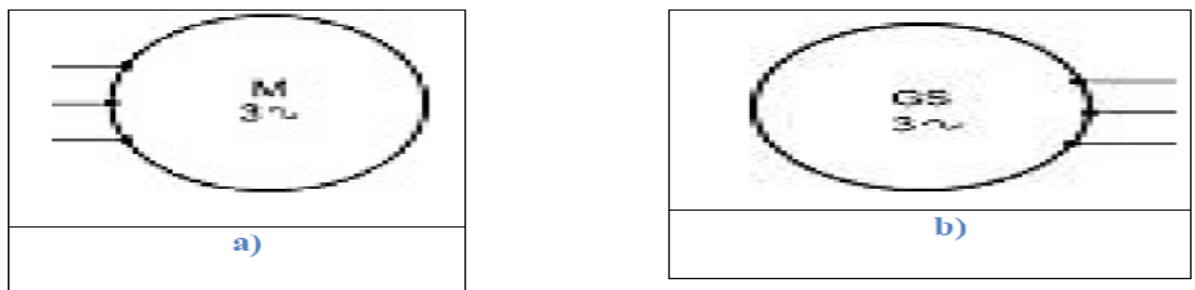


Figure (I-1-2) : Symbole générale d'un moteur et générateur asynchrone triphasé

I-1-3-Constitution:

L'organisation d'une machine asynchrone triphasée est montrée sur la figure (I-1-3), elle est constituée d'une partie fixe (stator) et d'une partie tournante (rotor) magnétiquement couplées.

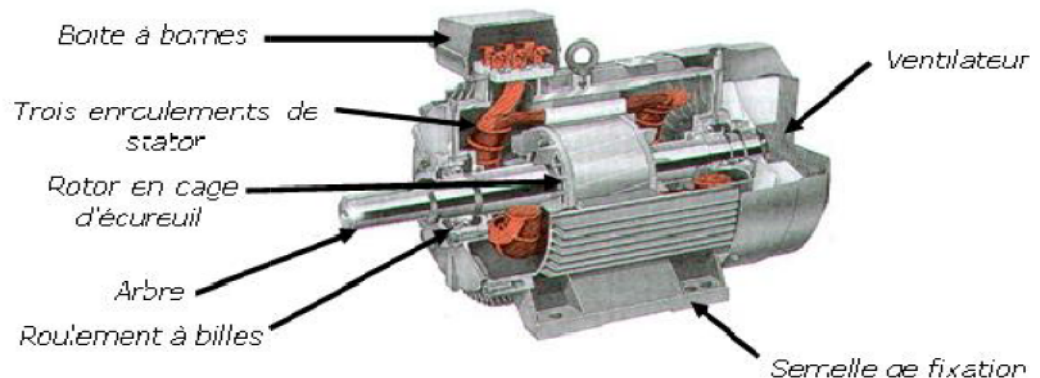


Figure (I-1-3): Coupe d'un moteur triphasé

I-1-3-1-Stator :

Le stator contient un bobinage triphasé constitué de trois enroulements identiques correctement disposés le long d'un entrefer de telle sorte que leurs axes forment des angles de 120° entre eux.

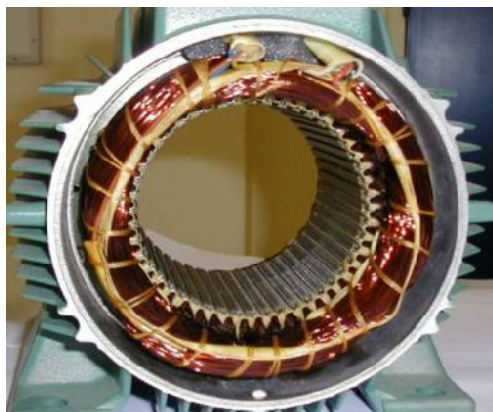


Figure (I-1-4): Stator d'un moteur asynchrone triphasé

I-1-3-2-Rotor :

Le rotor est réalisé de deux façons :

a) Rotor à cage : il est constitué par un empilement de tôles percées de trous, dans les quelles, on loge des barres conductrices. Ces barres sont court-circuitées à leurs extrémités par des couronnes conductrices, ce qui constitue une véritable cage d'écureuil.

b) Rotor bobiné : au lieu de loger des barres dans le fer du rotor, on peut disposer des conducteurs dans les encoches et réaliser un bobinage polyphasé (généralement triphasé) similaire à celui du stator.



(a)



(b)

Figure (I-1-5) : Types de rotors

I-1-4-Utilisation:**I-4-1-Moteur asynchrone:**

Le moteur asynchrone est le moteur industriel par excellence, les moteurs asynchrones ont, pour leur grande majorité, un rotor à cage. Les progrès accomplis ces dernières années dans l'alimentation et la commande des machines n'ont fait que réduire la part des moteurs asynchrone à rotor bobiné par rapport à leurs homologues à cage d'écureuil.

I -4-2-Générateur asynchrone:

Le générateur asynchrone est beaucoup plus rare que l'alternateur, mais on le trouve dans quelques applications de puissance limitée comme les microcentrales hydrauliques, il occupe surtout la plus grande part du marché des éoliennes, le plus souvent avec des machines à cage d'écureuil pour les puissances modestes ,mais aussi avec des machines à rotor bobiné pour les installations plus importantes.

I-1-5-Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone:

Les courants statoriques créent un champ magnétique tournant dans le stator. La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques, c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique, la vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme.

L'enroulement au rotor est donc soumis à des variations de flux (du champ magnétique). Une force électromotrice induite apparaît qui crée des courants rotorique. Ces courants sont responsables de l'apparition d'un couple qui tend à mettre le rotor en mouvement afin de s'opposer à la variation de flux : loi de Lenz.

Le rotor se met donc à tourner pour tenter de suivre le champ statorique. Sur les moteurs asynchrones triphasés, le champ tournant est produit par trois bobinages fixes géométriquement décalés de 120° , et parcourus par des courants alternatifs présentant le même décalage électrique.

Les trois champs alternatifs qu'ils produisent se composent pour former un champ tournant d'amplitude constante comme il est présenté dans cette figure (I-1-6).

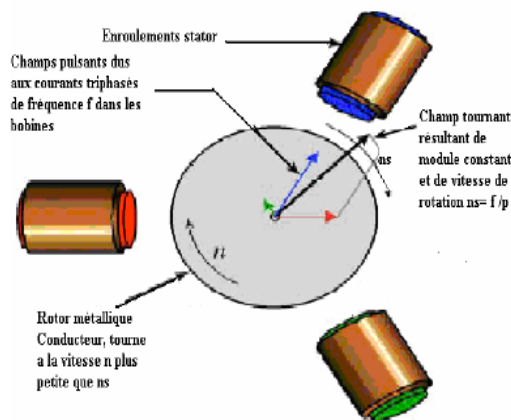


Figure (I-1-6) : Principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone

I-1-6-Glisement d'une machine asynchrone :

L'ensemble des forces agissant sur les conducteurs produit un couple qui met rapidement le moteur en mouvement quand il est libre de tourner. Le rotor se met à tourner, sa vitesse graduellement, mais elle n'atteint pas celle du champ tournant.

$$g_n = n_s - n \text{ Avec : } n_s = \frac{60f}{p}$$

Par ailleurs, le glissement g d'un moteur asynchrone est la différence entre la vitesse synchrone et celle du rotor, exprimée relativement à la vitesse synchrone. On peut donc écrire :

$$g = \frac{n_s - n}{n_s}$$

Avec :

- g : Glissement
- n_s : Vitesse synchrone [tr/min] ;
- n : Vitesse du glissement [tr/min] ;
- f : La fréquence d'alimentation [Hz] ;
- p : Le nombre de paire de pôles.

I-1-7- Bilan de puissances :

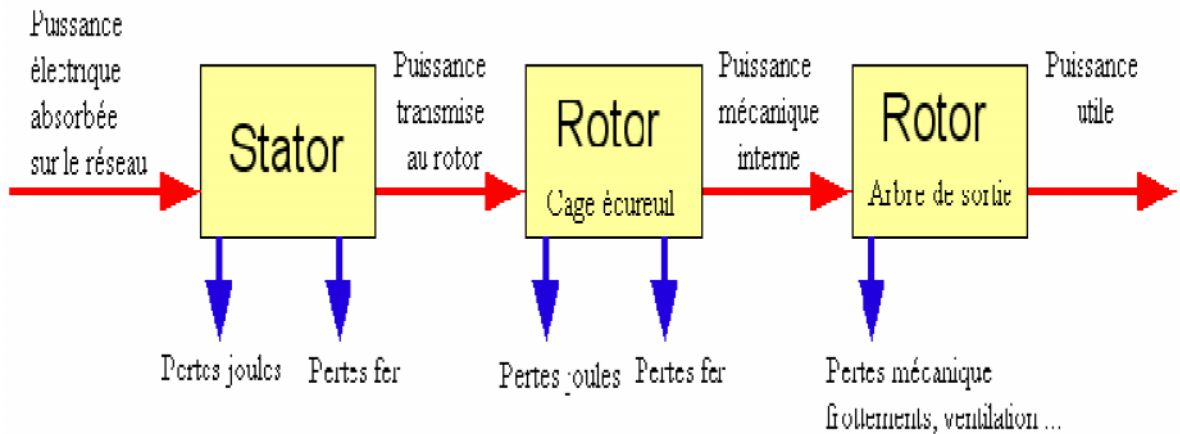


Figure (I-1-7) : Bilan de puissances

I-2-Moteur asynchrone monophasé :

I-2-1-Introduction :

L'intérêt de l'utilisation des machines électrique à courant alternatif est d'éliminer les inconvénients des machines à courant continu (présence de balais, maintenance coûteux prix élevé) tout en gardant les avantages (la simplicité de la commande de flux et le couple à partir l'excitation et du courant).

Dans cette section après présentation du principe de la machine asynchrone triphasé nous envisageons de fonctionnement de la machine asynchrone monophasé.

I-2-2-Généralités sur les moteurs asynchrones monophasés :

Les moteurs asynchrones monophasés sont des moteurs utilisés pour des applications de pite puissance .La vitesse de rotation d'un moteur monophasé est toujours inférieure à la vitesse du synchronisme. Ces moteurs ont généralement une puissance à 1KW, ils sont utilisés dans l'industrie et les installations domestiques ou ils équipent une bonne partie des appareils électroménagers.

I-2-3-Description de la machine asynchrone monophasée :

La machine asynchrone monophasée est composée d'un stator muni d'un bobinage à (P) pairs de pôles et d'un rotor à cage d'écureuil. L'enroulement du stator est raccordé à une alimentation monophasée. Le champ magnétique crée oscille entre deux positions électriques à 180 degrés l'une de l'autre au lieu de tourner dans le stator comme le champ magnétique de la machine asynchrone triphasée.

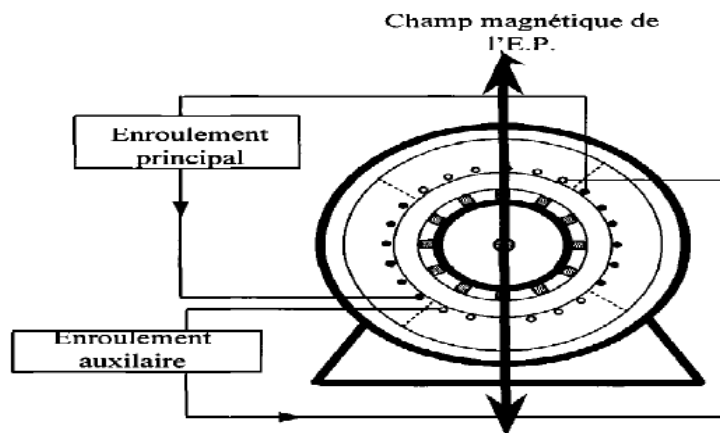


Figure (I-2-1) : Disposition des enroulements de la machine monophasée

Ce champ magnétique est appelé champ pulsé. Il est équivalent à deux champs tournants en sens inverse. Tous les conducteurs sont soumis à l'action de deux forces électromagnétiques égales et de sens contraire. Le couple résultant engendré par ces forces sur l'arbre de la machine est nul. La machine ne peut donc pas démarrer.

Si la machine est mise en rotation par un moyen mécanique extérieur, le rotor produit un couple qui fait accélérer la machine dans le sens initial de sa rotation. Mais le fait qu'elle ne démarre pas toute seule constitue un inconvénient majeur. Afin de remédier à cela, un enroulement auxiliaire (EA) est ajouté à la machine. Cet enroulement est décalé de 90 degrés dans l'espace et possède le même nombre de pôles que l'enroulement principal.

Il en résulte la création de deux flux. Afin de produire un champ magnétique tournant, il faut que les deux flux soient déphasés l'un par rapport à l'autre. Le déphasage entre les courants des phases principale et auxiliaire est produit par variation de la résistance, et le nombre de spires ou par insertion des condensateurs en série avec l'enroulement auxiliaire.

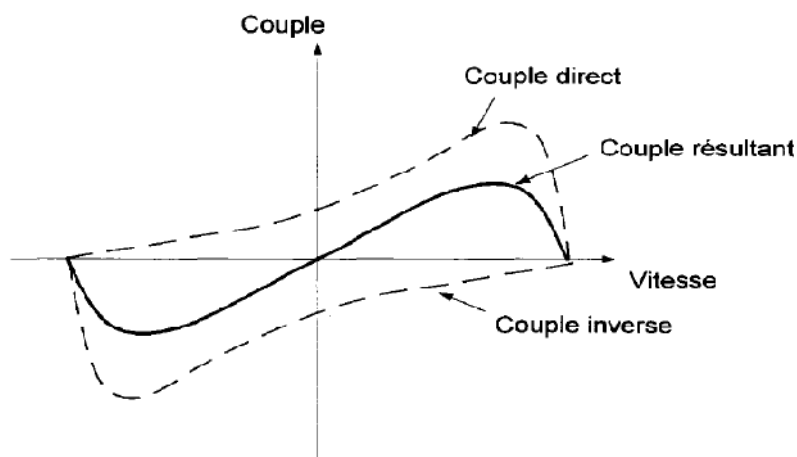


Figure (I-2-2) : Variation du couple dans MASM en fonction de la vitesse

I-2-4-Vitesse synchrone :

Tout comme pour les moteurs polyphasés, la vitesse synchrone d'un moteur asynchrone monophasé est exprimée par la formule :

$$n_s = \frac{120f}{p}$$

Avec :

- n_s = vitesse synchrone du moteur [r/min] ;
- f = fréquence de la source [Hz] ;
- p = nombre de pôles ;

I-2-5-Principe de fonctionnement :

La théorie du fonctionnement du moteur asynchrone monophasé assez complexe et nous en donnons ci-après une version simplifiée.

Aussitôt que le moteur tourne, un champ tournant prend naissance; ce champ résulte de l'action combinée de la FMM du stator et de la FMM produite par le courant circulant alors dans le rotor. En se rapportant à la (Fig. I-b-11), on voit qu'au moment où le moteur commence à tourner, une tension est induite dans chacun des conducteurs des sections (abc) et (adc) du rotor parce qu'ils coupent les lignes de force du flux Φ_s produit par la FMM du stator.

Étant donné que tous les conducteurs sont court-circuités dans une cage d'écureuil, il s'ensuit que des courants de circulation I_r traversent les conducteurs de la cage et créent une FMM produisant un flux Φ_r . C'est l'action combinée de ces flux Φ_s et Φ_r qui donne naissance au champ tournant. En effet, ces flux n'atteignent pas leurs valeurs maximales en même temps et comme ils sont décalés de 90° dans l'espace, ils produisent un champ tournant comme celui d'un moteur diphasé.

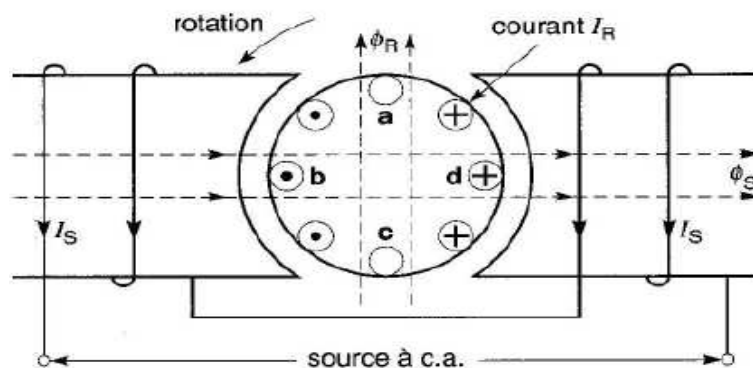


Figure (I-2-3) : Lorsque le rotor tourne, le flux Φ_s provenant du stator est coupé par les barres du rotor, ce qui engendre des courants I_r . Ces courants produisent un flux Φ_r , en quadrature avec le flux Φ_s , produisant ainsi un champ tournant.

I-2-6-Classification des machines asynchrones monophasées

Les machines asynchrones monophasées se classifient en trois catégories selon le type de l'enroulement auxiliaire. Nous distinguons ainsi les machines à enroulement auxiliaire :

1. Résistif.
2. Avec condensateur de démarrage.
3. Avec condensateur de démarrage et condensateur permanent.

I-2-7-Machine asynchrone monophasée à enroulement auxiliaire :

Le fonctionnement du moteur que nous venons d'étudier est satisfaisant une fois qu'il est en marche, mais le fait qu'il ne démarre pas seul constitue un grave inconvénient. C'est pourquoi on place sur le stator un enroulement auxiliaire qui rend possible le démarrage du moteur.

Comme on l'a vu, cet enroulement possède le même nombre de pôles que l'enroulement principal, mais ses pôles sont décalés dans l'espace de 90° électriques par rapport aux pôles de l'enroulement principal (Fig. I-2-4).

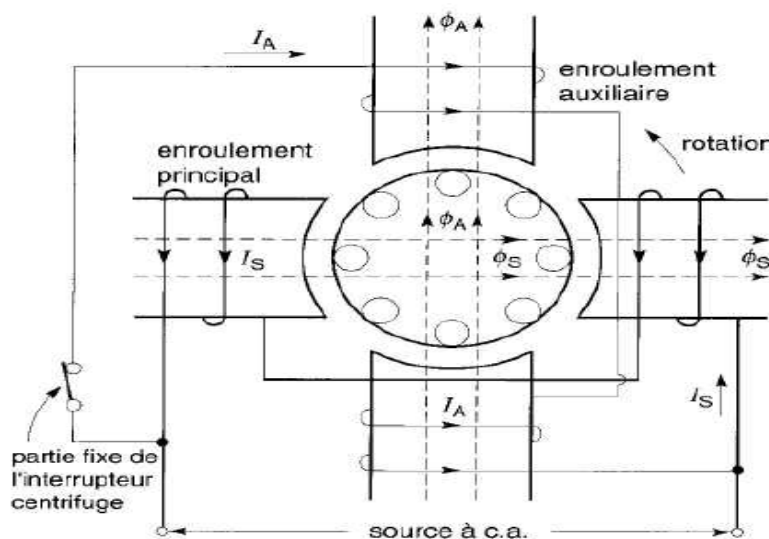


Figure (I-2-4) : Courants et flux pendant le démarrage d'un moteur monophasé les enroulements principal et auxiliaire produisent ensemble un champ tournant.

L'enroulement auxiliaire est généralement débranché au moyen d'un interrupteur centrifuge qui s'ouvre dès que la vitesse du moteur atteint approximativement 75 % de sa vitesse nominale (Fig. I-2-5).

Quand l'enroulement principal et l'enroulement auxiliaire sont raccordés en parallèle à une source de tension alternative, l'enroulement principal produit un flux Φ_S et l'enroulement auxiliaire, un flux Φ_A . Si ces deux flux sont déphasés l'un par rapport à l'autre, il en résulte un champ tournant. On obtient un champ tournant parfait quand Φ_S et Φ_A sont égaux et déphasés de 90° .

Dans ces conditions, le couple de démarrage atteint sa valeur maximale et le moteur fonctionne en moteur diphasé. Cependant, comme on le verra plus loin, le déphasage est généralement inférieur à la valeur idéale de 90° .

Dès que le démarrage est effectué et que l'enroulement auxiliaire est mis hors tension, le champ tournant se maintient, comme dans le cas d'un moteur lancé à la main.

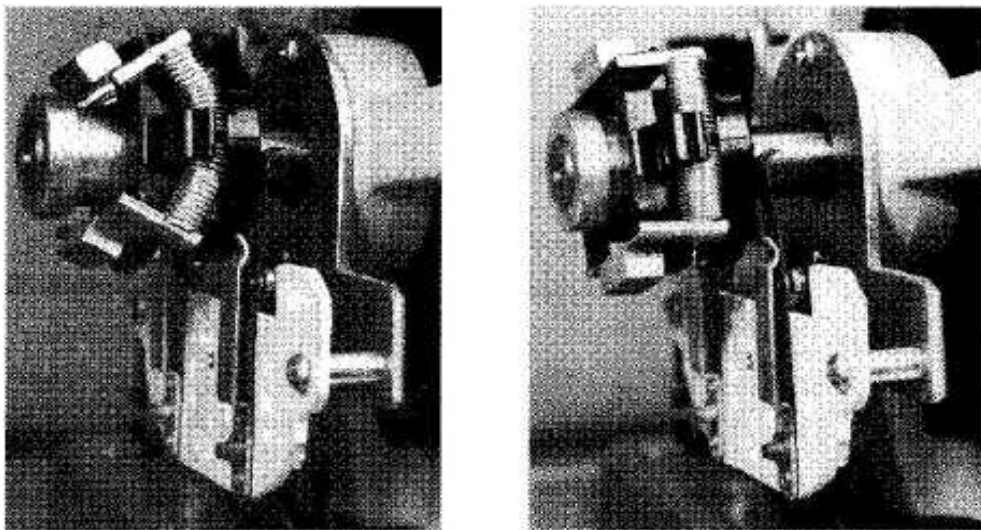


Figure (I-2-5) : À gauche : position de l'interrupteur centrifuge au repos. Dans cette position, le contact stationnaire en série avec l'enroulement auxiliaire est fermé .À droite : position de l'interrupteur centrifuge après le déclenchement.

I-2-7-1- Moteur à phase auxiliaire résistive :

Dans le moteur à phase auxiliaire résistive (Fig. I-2-6), l'enroulement principal comporte un nombre considérable de spires de gros fil. Sa réactance inductive est donc élevée et sa résistance est faible ; le courant I_S qui y circule est donc fortement en retard sur la tension E . D'autre part, l'enroulement auxiliaire compte un nombre moindre de spires de fil fin. Sa résistance est donc plus élevée et sa réactance inductive plus faible que pour l'enroulement principal ; le courant I_a qui parcourt l'enroulement auxiliaire est presque en phase avec la tension E de la source.

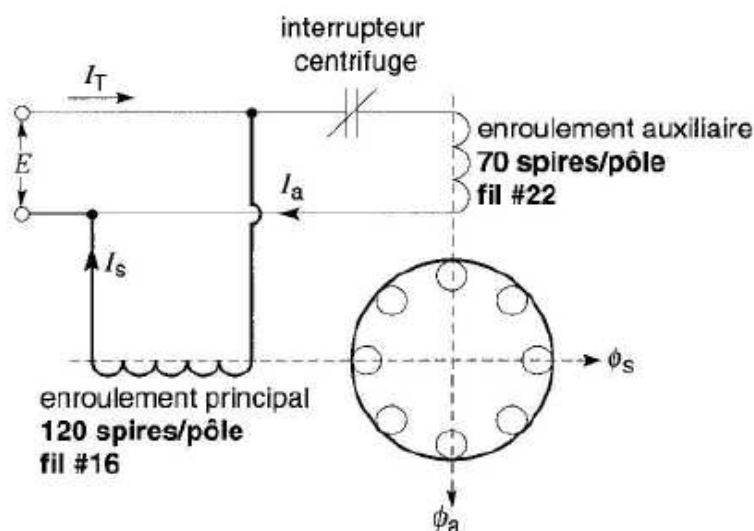


Figure (I-2-6) : moteur à phase auxiliaire résistive.

Sur le diagramme vectoriel de la (Fig. I-2-7), on remarque que les courants I_s et I_a , ainsi que les flux correspondants, sont bien déphasés. Ces deux flux peuvent donc produire le champ tournant nécessaire au démarrage du moteur. Le courant de démarrage I_T tiré de la ligne est égal à la somme vectorielle des courants I_s et I_a .

Sa valeur est de 6 à 7 fois celle du courant nominal du moteur. En raison de la faible section du conducteur, la densité de courant dans l'enroulement auxiliaire est extrêmement élevée. Son échauffement est donc rapide.

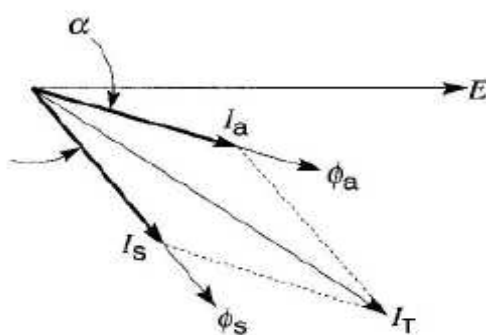


Figure (I-2-7) : Moteur monophasé à phase auxiliaire résistive.

I-2-7-2- Moteur à démarrage par condensateur :

Le moteur à démarrage par condensateur (Fig. I-2-8) ressemble au moteur à démarrage par phase auxiliaire résistive. Cependant, son enroulement auxiliaire a pratiquement autant de spires mais de fil plus petit que l'enroulement principal. De plus, un condensateur est connecté en série avec l'enroulement auxiliaire.

Un interrupteur centrifuge met la phase auxiliaire hors circuit lorsque la vitesse atteint environ 75 % de la vitesse nominale. La réactance capacitive du condensateur est choisie de façon que le courant I_a dans la phase auxiliaire soit déphasé en avance sur la tension appliquée E . Le courant dans la phase principale est évidemment en retard sur la tension (Fig. I-2-9). On réussit ainsi à obtenir un déphasage α entre les courants I_a et I_s (donc entre les flux Φ_A et Φ_S) plus grand que dans le cas du moteur à phase auxiliaire résistive.

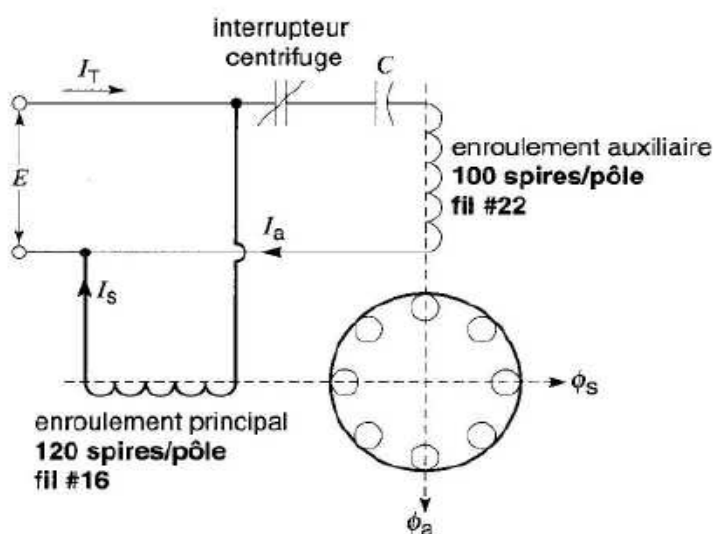


Figure (I-2-8) : Moteur monophasé à phase auxiliaire résistive démarrage par condensateur.

Le couple de démarrage est donc plus fort, ce qui diminue la durée du démarrage, ainsi que le temps pendant lequel l'enroulement auxiliaire demeure en circuit. De plus. Comme le courant I_a est plus petit, le facteur d'échauffement est beaucoup plus faible que pour le moteur à phase auxiliaire résistive. Son enroulement auxiliaire chauffe donc moins. On se souviendra que lorsqu'un courant circule pendant une courte période, c'est le facteur I^2t qui détermine l'échauffement d'un conducteur. Le moteur à démarrage par condensateur offre donc le double avantage de produire un plus grand couple de démarrage et de tirer un plus petit courant de démarrage. Ce courant I_T représente seulement 4 ou 5 fois le courant de pleine charge. Le démarrage peut donc se faire dans des conditions plus difficiles qu'avec le moteur à phase auxiliaire résistive. Seules les caractéristiques de démarrage de ce moteur sont supérieures à celles du moteur à phase auxiliaire résistive ; en marche normale, les deux types de moteurs ont exactement les mêmes caractéristiques car seul l'enroulement principal du stator reste actif.

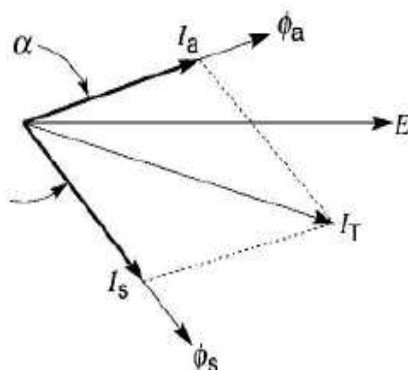


Figure (I-2-9) Moteur à démarrage par condensateur

I-2-7-3- Moteur à démarrage par condensateur permanent :

Le moteur à condensateur permanent est essentiellement un moteur diphasé ; il comporte un enroulement auxiliaire en série avec un condensateur à papier imprégné d'huile (Fig. I-2-10). La phase auxiliaire, aussi bien que la phase principale, reste alimentée par la source tant que le moteur est en marche. On emploie ce moteur particulièrement silencieux dans les hôpitaux, les studios radiophoniques, etc. ., pour entraîner des charges constantes. Son facteur de puissance est très bon et sa construction mécanique est plus simple que celle des moteurs à phase auxiliaire et à démarrage par condensateur car il ne comporte pas d'interrupteur centrifuge. Son couple de démarrage est généralement faible.

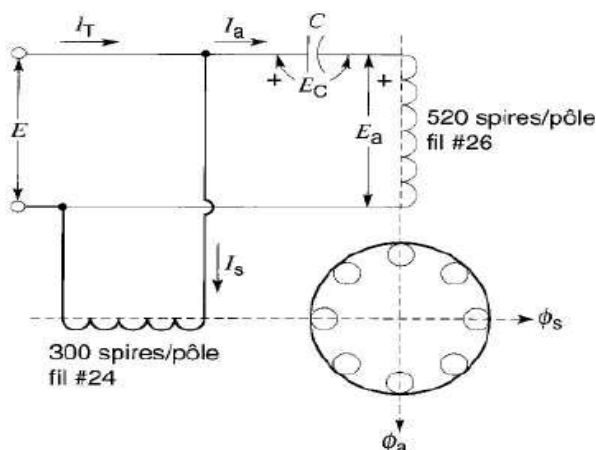


Figure (I-2-10) Moteur à démarrage par condensateur permanent

Le moteur agit comme un véritable moteur diphasé seulement lorsqu'il fonctionne à pleine charge. Dans ces circonstances, les flux Φ_A et Φ_s créés par les deux enroulements sont égaux et déphasés de 90° . Par conséquent, pour ce type de moteur, la vibration qui caractérise les moteurs monophasés est éliminée lorsqu'il fonctionne à pleine charge. Cependant, la vibration réapparaît aux faibles charges.

Chapitre – II

Dimensionnement Du moteur asynchrone Triphasé

II-1-Calcul électromagnétique :

Nous déterminons les dimensions géométriques des différentes parties du moteur toutes en respectant les critères techniques exigés et on tenant compte des contraintes électromagnétique.

II-1-1- Dimensionnement du stator :

Les dimensions principales d'une machine électrique à courant alternatif sont :

- La longueur virtuelle du stator L_i
- Le diamètre intérieur du stator D_1

II-1-1-1-Puissance électromagnétique :

C'est la puissance transmise du stator vers le rotor à travers l'entrefer, elle donnée par la formule suivant :

$$P_e = m_1 \cdot E_1 \cdot I_{1n} \cdot 10^3 = m_1 \cdot K_e \cdot I_n \cdot U_n = K_e \cdot S_n \quad [\text{Kw}] \quad (\text{II-1})$$

$$P_e = K_e \cdot \frac{P_n}{\eta \cdot \cos \varphi} \quad [\text{Kw}] \quad (\text{II-2})$$

Avec :

- $k_e = 0.9$: coefficient de majoration de la f.e.m.
- P_n : Puissance nominale.
- $\cos \varphi$: Facteur de puissance.
- η : Rendement en charge nominale.

II-1-1-2-Longueur virtuelle de l'induit :

Elle est donnée par :

$$L_i = \frac{6,1 \cdot 10^{12} \cdot P_e}{\alpha_i \cdot K_f \cdot K_{enr1} \cdot A_1 \cdot B_\delta \cdot D_1^2 \cdot N} \quad [\text{mm}] \quad (\text{II-3})$$

Avec :

- α_i : Coefficient de recouvrement polaire.
- K_f : Coefficient de forme de la f.e.m de courbe d'induction dans l'entrefer.
- K_e : Coefficient de majoration de la f.e.m.
- D_1 : Diamètre intérieur du stator.
- A_1 : Charge linéaire.
- B_δ : Induction magnétique dans l'entrefer.
- N : Vitesse de synchronisme.
- K_{enr1} : Facteur de bobinage de l'enroulement statorique, il donné par :

$$K_{enr1} = K_{d1} \cdot K_{r1} \quad (\text{II-4})$$

❖ K_{d1} : Coefficient de distribution, donné par :

$$K_{d1} = \frac{\sin \frac{\alpha}{2}}{q1 \cdot \sin \frac{\alpha}{q1.2}} \quad (\text{II-5})$$

❖ K_{r1} : Coefficient de raccourcissement polaire, donné comme suit :

$$K_{r1} = \sin \frac{\beta\pi}{2} \quad (\text{II-6})$$

➤ β : Rapport raccourcissement.

II-1-1-3-Coefficient de longueur :

Est le rapport entre la longueur virtuelle et le diamètre intérieur de la tôle du stator, il est donné par la formule suivant :

$$\lambda = L_i / D_1 \quad (\text{II-7})$$

II-2-Dimensionnement de l'enroulement statorique :

II-2-1-Données sur les dimensions statorique :

Le nombre d'encoches $Z_1=24$ encoches.

II-2-2-Pas polaire en nombre d'encoche :

$$\tau_p = \frac{Z_1}{2.p} \quad (\text{Encoche}) \quad (\text{II-8})$$

Avec :

- Z_1 : Le nombre d'encoche, $Z_1=24$ encoches
- P : Nombre de paire de pôles

II-2-3-Pas polaire en mm :

Le pas polaire en millimètre est donné par :

$$\tau_{p1} = \frac{\pi.D_{int1}}{2.p} \quad [\text{mm}] \quad (\text{II-9})$$

II-2-4-Pas dentaire :

Le pas dentaire s'exprime comme suite :

$$t_1 = \frac{\pi.D_1}{Z_1} \quad [\text{mm}] \quad (\text{II-10})$$

II-2-5-Courant nominal dans une phase du stator :

Le courant nominal de la phase statorique est donné par la relation suivant :

$$I_{n1} = \frac{P_n \cdot 10^3}{m1 \cdot U_n \cdot \cos \varphi \cdot \eta} \quad [A] \quad (II-11)$$

Avec :

- P_n : Puissance nominal en (Kw).
- U_n : Tension simple en (v).
- $\cos \varphi$: Facteur de puissance nominal.
- η : Rendement nominal.
- $m1$: Nombre de phase nominal.

II-2-6-Nombre de conducteur effectif :

Le nombre de conducteur effectif dans une encoche est donné par :

$$U_{enc1} = \frac{t_1 \cdot A_1 \cdot a_1 \cdot 10^{-30}}{I_{1n}} \quad (\text{Conducteurs}) \quad (II-12)$$

Avec :

- $a_1 = 1$: Nombre de vois parallèles.

II-2-7-Nombre d'encoche par pole et par phase :

Le nombre d'encoche par pole par et par phase est donné par la relation suivant :

$$q_1 = \frac{Z_1}{2 \cdot p \cdot m} \quad (\text{encoche}) \quad (II-13)$$

II-2-8-Nombre de spires par phase :

Il est donné par la formule suivante :

$$W_1 = \frac{p \cdot q_1 \cdot U_{enc1}}{a_1} \quad (\text{spires}) \quad (II-14)$$

II-2-9-Charge linéaire :

$$A_1 = \frac{U_{enc1} \cdot I_{1n} \cdot Z_1}{\pi \cdot D_1 \cdot a_1 \cdot 10^{-3}} \quad (II-15)$$

II-2-10-Induction dans l'entrefer :

Il est donné par la formule suivante :

$$B_\delta = \frac{6,1 \cdot 10^{12} \cdot P_e}{\alpha_i \cdot k_f \cdot k_{enr1} \cdot A_1 \cdot l_i \cdot D_1^2 \cdot n} \quad [T] \quad (II-16)$$

II-2-11-Angle électrique :

L'angle électrique s'exprime comme suit :

$$\gamma = \frac{p \cdot 360}{Z} \quad (\text{° électrique}) \quad (\text{II-17})$$

II-2-12-Pas d'enroulement :

$$y_1 = \left(\frac{Z_1}{2 \cdot p} \right) - \varepsilon \quad (\text{encoche}) \quad (\text{II-18})$$

II-2-13-Section effective d'un conducteur :

$$S_{\text{eff}} = \frac{I_{1n}}{a_1 \cdot J_1} \quad [\text{mm}^2] \quad (\text{II-19})$$

Avec :

- J_1 : Densité de courant dans l'enroulement statorique, dans notre cas

$$J_1 = 12 \text{ (A/mm}^2\text{)}$$

- NB : Si la section effective calculer est supérieur à 1.8 mm², il est recommander de la subdiviser en plusieurs section élémentaire, et comme la section des conducteurs étant normalisée, on choisira la section standard la plus proche de celle calculée.

$$S_{\text{el1}} = \frac{S_{\text{eff}}}{N_{\text{el1}}} \quad (\text{II-20})$$

- N_{el1} : Nombre de conducteur élémentaires.

II-3-Dimensionnement de la feuille statorique :

II-3-1-Induction maximal dans la dent statorique :

L'induction de la dent est calculée en se basant sur la loi de la conservation du flux à travers le pas dentaire, elle donnée comme suit :

$$B_{z1} = \frac{t_1 \cdot B_\delta}{K_{\text{fer}} \cdot b_{z1}} \quad [\text{T}] \quad (\text{II-21})$$

Avec :

- t_1 : Pas dentaire.
- B_δ : Induction dans l'entrefer
- K_{fer} : Coefficient de remplissage de paquet statorique et rotorique.
- $K_{\text{fer}} = 0.95$; pour l'isolation par oxydation
- B_{z1} : Induction maximale dans la dent statorique et rotorique

II-3-2-Induction du dos du stator :

L'induction du dos du stator est donnée par la formule suivante :

$$B_{c1} = 0,5 \cdot \frac{\alpha_i \cdot \tau_{p1} \cdot B_\delta}{K_{fer} \cdot h_{c1}} \quad [T] \quad (II-22)$$

Avec :

- τ_{p1} : Pas polaire.
- B_δ : Induction dans l'entrefer.
- B_{c1} : Induction magnétique dans le dos du stator.
- α_i : Coefficient de recouvrement polaire.

II-3-3-Hauteur de la dent :

La hauteur de la dent donnée géométriquement par la formule suivante :

$$h_{z1} = 0.5 \cdot (D_{ex1} - D_1) - h_{c1} \quad [mm] \quad (II-23)$$

Avec :

- D_{ex1} : Diamètre extérieur du stator.
- D_1 : Diamètre intérieur du stator.

II-3-4-Largeur minimal de l'encoche :

La largeur minimale de l'encoche est donnée par l'expression suivante :

$$b_{enc12} = \frac{\pi \cdot (D_1 + 0.2 \cdot h_{z1})}{Z_1} - b_{z1} \quad [mm] \quad (II-24)$$

Avec :

- Z_1 : Nombre d'encoche statorique.
- h_{z1} : Hauteur de la dent.

II-3-5-Largeur maximale de l'encoche :

La largeur maximale de l'encoche est donnée par la relation suivante :

$$b_{enc11} = \frac{\pi \cdot (D_1 + 2 \cdot h_{z1})}{Z_1} - b_{z1} \quad [mm] \quad (II-25)$$

II-3-6-Hauteur de l'encoche :

La hauteur de l'encoche est donnée par la formule suivante :

$$h_{enc1} = h_{z1} - (h_{kf} + h_{f1}) \quad [mm] \quad (II-26)$$

Avec :

- h_{f1} : La hauteur de la fente de l'encoche statorique, elle varie entre (0.8-1.2) [mm]
- h_{kf} : La largeur de la clavette.

II-3-7-Section de l'encoche statorique :

La section nette occupée par les conducteurs est donné par la formule suivante :

$$S_{enc1} = 0.5 \cdot (b_{enc11} + b_{enc12}) \cdot h_{enc1} - S_{iso} \quad [mm^2] \quad (II-27)$$

Avec :

- S_{iso} : La section occupée par l'isolation de l'encoche.

$$S_{iso} = e_1(b_{enc11} + b_{enc12} + 2 \cdot h_{enc1}) + e_2 \cdot \frac{b_{enc11} + b_{enc12}}{2} + e_3 \cdot b_{enc11} [mm^2] \quad (II-28)$$

- e_1 : Épaisseur de revêtement de l'encoche. $e_1 = 0.37-0.40$ mm.
- e_2 : Épaisseur de l'isolation de la clavette $e_2 = 0.4$ mm.
- e_3 : Épaisseur de la cale du milieu $e_3 = 0.4$ mm.

II-3-8-Coefficient de remplissage :

On définit le coefficient de remplissage par la relation suivante :

$$K_{rem} = \frac{U_{enc1} \cdot N_{el} \cdot (d_{is})^2}{S_{enc1}} \quad (II-29)$$

Avec :

- U_{enc1} : Nombre de conducteur dans l'encoche.
- N_{el} : Nombre de conducteur élémentaire dans l'encoche.
- S_{enc1} : Section occupée par les conducteurs.
- d_{is} : Diamètre du conducteur avec isolation [tab-1].

Résultats du dimensionnement de la feuille statorique :

<i>Paramètres</i>	<i>Sources</i>	<i>Valeurs</i>	<i>Désignations</i>
P_e	II-2	0.641	Puissance électromagnétique (KW)
L_i	II-3	49.00	Longueur virtuelle de l'induit (mm)
K_{enr1}	II-4	0.96	Facteur de bobinage statorique
K_{d1}	II-5	0.96	Coefficient de distribution
K_{r1}	II-6	01.00	Coefficient de raccourcissement
λ	II-7	1.047	Coefficient de longueur
τ_p	II-8	12	Pas polaire en (N –ENC)
τ_{p1}	II-9	73.513	Pas polaire (mm)
t_1	II-10	6.126	Pas dentaire (mm)
I_{n1}	II-11	1.001	Courant nominal (A)
U_{enc1}	II-12	148	Nombre de conducteur effectif
q_1	II-13	4.00	Nombre d'encoche
W_1	II-14	592	Nombre de spires par phase
A_1	II-15	242×10^2	Charge linéaire (A/mm ²)
B_δ	II-16	0.73	Induction dans l'entrefer (T)
γ	II-17	15	Angle électrique (°)
y_1	II-18	12	Pas d'enroulement
S_{eff}	II-19	0.083	Section effective (mm ²)
B_{z1}	II-21	1.758	Induction dans la dent statorique (T)
B_{c1}	II-22	1.53	Induction du dos du stator (T)
h_{z1}	II-23	9.75	Hauteur de la dent (mm)
b_{enc12}	II-24	3.68	Largeur minimal de l'encoche
b_{enc11}	II-25	5.98	Largeur maximale de l'encoche (mm)
h_{enc1}	II-26	7.85	Hauteur de l'encoche (mm)
S_{enc1}	II-27	27.77	Section de l'encoche statorique (mm ²)
S_{iso}	II-28	10.144	Section occupée par l'isolation (mm ²)
K_{rem}	II-29	0.73	Coefficient de remplissage

II-3-9- Construire l'enroulement et la courbe FMM du stator :

❖ Enroulement concentrique à une seule couche

$$Z_1=24, m=3, 2p=2$$

- $q_1 = \frac{Z_1}{2p \cdot m} \Rightarrow q_1 = \frac{24}{2 \cdot 3} = 4$
- $\beta = \frac{y_1}{\tau_p}$ avec $\tau_p = \frac{Z_1}{2p} = \frac{24}{2} = 12$
- $y_1 = \left(\frac{Z_1}{2p}\right) - \varepsilon$ ($\varepsilon = 0 \Rightarrow$ pas de raccourcissement)
- $y_1 = \frac{Z_1}{2p} = \frac{24}{2} = 12 \Rightarrow \beta = \frac{12}{12} = 1$
- $\alpha = q_1 \cdot \gamma \Rightarrow \gamma = \frac{p \cdot 360}{Z} = \frac{1 \cdot 360}{24} = 15 \Rightarrow \alpha = 15 \cdot 4 = 60$

❖ Calcul les courants :

$$I_{\max 0} = \sqrt{2} \cdot I_{n0} \cdot U_{\text{enc1}}$$

Avec :

- I_{n0} : Courant nominal à vide ;
 - U_{enc1} : Nombres de conducteurs effectifs ;
- $I_{A0} = I_{\max 0} \Rightarrow I_{X0} = -I_{\max 0}$
 - $I_{B0} = I_{C0} = -\frac{1}{2} I_0$
 - $I_{Y0} = I_{Z0} = \frac{1}{2} I_{\max 0}$

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24
A	A	A	A	B	B	B	B	C	C	C	C	X	X	X	X	Y	Y	Y	Y	Z	Z	Z	Z

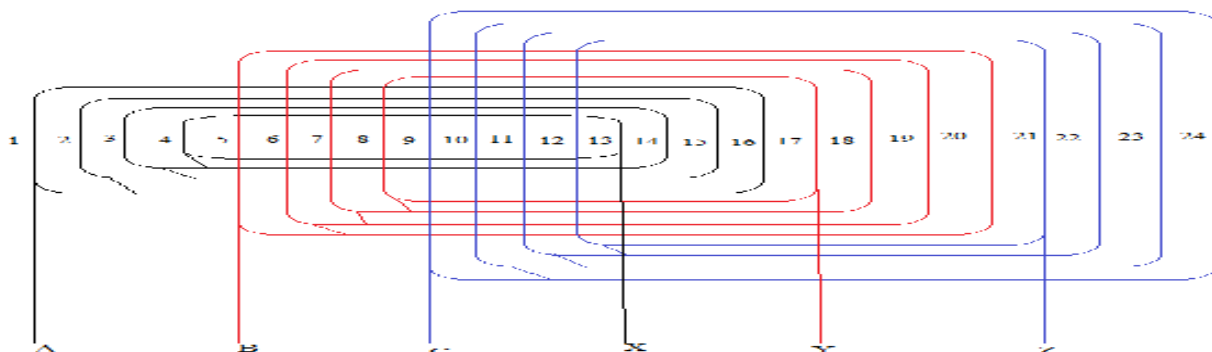


Figure II-1 : Enroulement triphasé statorique concentrique

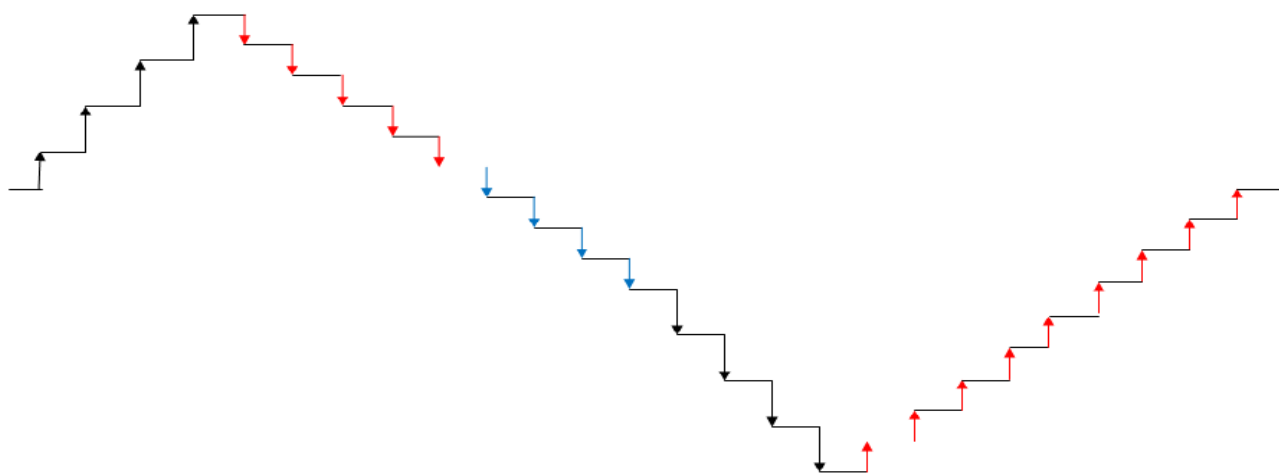


Figure II-2 : L'allure de la FMM due au courant statorique (moteur triphasé)

II-3-10-Vérification des charges électromagnétiques :

Après avoir définitivement choisi les valeurs de conducteurs effectifs et de la section normalisée, on passera à la vérification de la charge linéaire A_1 , induction magnétique B_δ et le flux ϕ . Les différences relatives entre les valeurs vérifiées et les valeurs préliminaires ne doivent pas excéder les 10%.

II-3-10-1-Charge linéaire :

La charge linéaire est le nombre d’ampères par mètre sur la périphérie d’induit.

$$A_1 = \frac{U_{enc1} \cdot I_{1n} \cdot Z_1}{\pi \cdot D_1 \cdot a_1 \cdot 10^{-3}} \quad [\text{A/m}] \quad (\text{II-30})$$

II-3-10-2-Induction dans l’entrefer :

Induction magnétique dans l’entrefer caractérise l’utilisation électrique.

$$B_\delta = \frac{\phi}{\alpha_i \cdot l_i \cdot \tau \cdot 10^{-6}} \quad [\text{T}] \quad (\text{II-31})$$

II-3-10-3-Flux sous un pôle :

$$\phi = \frac{K_e \cdot U}{4 \cdot K_f \cdot f_1 \cdot K_{en1} \cdot W_1} \quad [\text{Web}] \quad (\text{II-32})$$

II-4-Choix de l’entrefer :

Dans les moteurs asynchrones l’entrefer doit être aussi petite que possible afin d’avoir un bon facteur de puissance, un courant magnétique minimale et bon rendement .Comme il doit être grand que possible afin de réduire les pertes supplémentaires et d’augmenter la fiabilité de fonctionnement des moteurs.

II-5- Dimensionnement du rotor :

II-5-1-Choix de nombre d’encoche :

Le nombre d’encoches rotorique doit être choisi de façon qu’il soit différent de celui du stator ($Z_1 \neq Z_2$) et ceci pour éliminer :

- les couples parasites, criés par les harmoniques des forces électromotrices.
- les couples de vibration et bruit magnétique qui criés par l’attraction entre les dents du stator et les dents du rotor.
- pulsation périodique du flux.

II-5-2-Diamètre extérieur du rotor

Le diamètre extérieur est donnée par :

$$D_2 = D_1 - 2 \cdot \delta_e \quad [\text{mm}] \quad (\text{II-33})$$

Avec :

- δ_e : Épaisseur de l'entrefer

II-5-3-Diamètre intérieur du rotor :

Il est donné approximativement par :

$$D_{\text{int}2} \approx (0.30 \div 0.35)D_2 \quad [\text{mm}] \quad (\text{II-34})$$

II-5-4-Facteur de bobinage :

Il est produit du facteur de distribution par le facteur de raccourcissement.

$$K_{\text{enr}2} = K_{d2} \cdot K_{r2} \quad (\text{II-35})$$

Avec :

- $K_{\text{enr}2}$: coefficient de l'enroulement du stator
- K_{d2} : Coefficient de distribution.
- K_{r2} : Coefficient de raccourcissement.

- ❖ K_{d2} : Coefficient de distribution :

$$k_{d2} = \frac{\sin\left(\frac{\alpha_2}{2}\right)}{q_2 \cdot \sin\left(\frac{\alpha_2}{2 \cdot q_2}\right)} \quad (\text{II-36})$$

- ❖ Zone de phase :

$$\alpha_2 = q_2 \cdot \gamma \quad (\text{II-37})$$

- ❖ Nombre d'encoches par pole et par phase, il donné par :

$$q_2 = \frac{Z_2}{2p \cdot m_2} \quad (\text{II-38})$$

Avec :

- Z_2 : Nombre d'encoche rotorique
- m_2 : Nombre de phase rotorique

II-5-5-L'angle électrique :

Il est donné par :

$$\gamma = \frac{p.360}{Z_2} \quad (II-39)$$

❖ K_{r2} : Coefficient de raccourcissement :

$$K_{r2} = \sin \frac{\beta.\pi}{2} \quad (II-40)$$

❖ β –Pas relatif, il est donné par :

$$\beta = \frac{y_2}{\tau_2} \quad (II-41)$$

Avec :

- y_2 : Pas d'enroulement.
- τ_{p2} : Pas polaire.

II-5-6-Pas dentaire :

Le pas dentaire est défini comme étant la distance entre deux axes de deux encoches voisines, il est donné par :

$$t_2 = \frac{\pi.D_2}{Z_2} \quad [\text{mm}] \quad (II-42)$$

Avec :

- Z_2 : Le nombre d'encoches rotorique.
- D_2 : Diamètre extérieur du rotor.

II-5-7-Courant dans la barre :

Le courant dans une phase (barre) de l'enroulement rotorique est donnée par :

$$I_2 = 1,11. \frac{6.I_{1n}.W_1.K_{en1}.\cos \varphi}{Z_2} \quad [\text{A}] \quad (II-43)$$

Avec :

- I_{1n} : Courant nominale d'une phase statorique en (A)
- K_{en1} : Facteur de bobinage statorique.

II-6-Dimensionnement de la feuille rotorique :

II-6-1-Induction de la culasse rotorique :

L'induction de la culasse rotorique est donnée par :

$$B_{c2} = 0.5. \frac{\alpha_i.\tau_{p2}.B_\delta}{K_{fer}.h_{c2}} \quad [\text{T}] \quad (II-44)$$

Avec :

- h_{c2} : Hauteur de la culasse rotorique.

II-6-2-Hauteur de la dent :

La hauteur de la dent est donnée par l'expression suivant :

$$h_{z2} = 0,5. (D_2 - D_{2int}) - h_{c2} \quad [\text{mm}] \quad (\text{II-45})$$

Avec :

- D_{2int} : Diamètre intérieur du rotor (diamètre de l'arbre du moteur), pour un calcul préliminaire on peut utiliser l'expression suivant :

$$D_{2int} = (0.3 \div 0.35). D_2$$

II-6-3-Induction dans la dent du rotor :

L'induction de la dent rotorique est donnée par

$$B_{z2} = \frac{t_2 \cdot B_\delta}{K_{fer} \cdot b_{z2}} \quad [\text{T}] \quad (\text{II-46})$$

46)

Avec :

- b_{z2} : La largeur de la dent.

II-6-4-Diamètre supérieur de l'encoche :

Le diamètre supérieur de l'encoche est exprimé par l'expression suivant :

$$d_{en21} = \frac{[\pi \cdot (D_2 - 2 \cdot h_{f2}) - Z_2 \cdot b_{z2}]}{(Z_2 + \pi)} \quad [\text{mm}] \quad (\text{II-47})$$

(II-47)

Avec :

- $h_{f2} = 0.7(\text{mm})$: Hauteur de la fente de l'encoche rotorique

II-6-5-Diamètre inférieur de l'encoche :

Le diamètre inférieur de l'encoche est exprimé par l'expression suivant :

$$d_{en22} = \frac{[\pi \cdot (D_2 - 2 \cdot h_{z2}) - Z_2 \cdot b_{z2}]}{(Z_2 - \pi)} \quad [\text{mm}] \quad (\text{II-48})$$

(II-48)

II-6-6-Hauteur de l'encoche :

La hauteur de l'encoche est donnée comme suite :

$$h_{enc2} = h_2 + 0,5. (d_{en21} + d_{en22}) \quad [\text{mm}] \quad (\text{II-49})$$

(II-49)

Avec :

- ❖ h_2 : Distance entre les centres des diamètres des encoches du rotor :

$$h_2 = h_{z2} - h_{f2} - 0,5. (d_{en21} + d_{en22}) \quad [\text{mm}] \quad (\text{II-50})$$

(II-50)

II-6-7-La largeur de l'encoche :

Elle donnée par :

$$b_{enc2} = \frac{\pi.(D_{ext2} - 2.h_{z2})}{Z_2} - b_{z2} \quad [mm] \quad (II-51)$$

II-6-8-Section de la barre (encoche) :

Elle donnée en fonction de dimensions de l'encoche par l'expression suivant :

$$S_b = 0,125. (d_{en21}^2 + d_{en22}^2)\pi + 0,5. (d_{en21} + d_{en22}). h_2 \quad [mm^2] \quad (II-52)$$

II-6-9-Densité de courant :

Elle donnée par la formule suivant :

$$J_b = \frac{I_b}{S_b} \quad [A/mm^2] \quad (II-53)$$

Résultats du dimensionnements de la feuille rotorique

<i>Paramètres</i>	<i>Sources</i>	<i>Valeurs</i>	<i>Désignations</i>
D ₂	II-33	46.00	Diamètre extérieur du rotor [mm]
D _{int2}	II-34	16.10	Diamètre intérieur du rotor [mm]
K _{enr2}	II-35	0.96	Facteur de bobinage
k _{d2}	II-36	1.00	Coefficient de distribution
α ₂	II-37	45.00	Zone de phase
q ₂	II-38	3.00	Nombre d'encoches par pole et par phase
γ	II-39	20.00	L'angle électrique (°)
β ₂	II-41	1.00	Coefficient de raccourcissement
t ₂	II-42	08.029	Pas dentaire [mm]
I ₂	II-43	168.405	Courant dans la barre [A]
B _{c2}	II-44	1.847	Induction de la culasse rotorique [T]
h _{z2}	II-45	5.25	Hauteur de la dent [mm]
B _{z2}	II-46	1.777	Induction dans la dent du rotor [T]
d _{en21}	II-47	3.558	Diamètre supérieur de l'encoche (mm)
d _{en22}	II-48	3.266	Diamètre inférieur de l'encoche (mm)
h _{enc2}	II-49	4.25	Hauteur de l'encoche [mm]
b _{enc2}	II-51	2.748	La largeur de l'encoche [mm]
S _b	II-52	12.02	Section de la barre (encoche) [mm ²]
J _b	II-53	14.01	Densité de courant [A/mm ²]

II-7-Dimensionnement de l’anneau :

II-7-1-Section de l’anneau :

La section de l’anneau set donnée par la formule suivant :

$$S_{an} = (0.35 \div 0.45) \cdot \frac{Z_2 \cdot S_b}{2 \cdot p} \quad [mm^2] \quad (II-54)$$

II-7-2-Hauteur de l’anneau :

La hauteur de l’anneau s’exprime comme suit :

$$h_{an} = (1.1 \div 1.25) \cdot h_{z2} \quad [mm] \quad (II-55)$$

II-7-3-Largeur de l’anneau :

La largeur de l’anneau s’exprime comme suit :

$$b_{an} = \frac{S_{an}}{h_{an}} \quad [mm] \quad (II-56)$$

II-7-4-Diamètre moyenne de l’anneau :

Le diamètre de l’anneau s’exprime comme suit :

$$D_{an,moy} = D_2 - h_{an} \quad [mm] \quad (II-57)$$

II-7-5-Densité de courant dans l’anneau :

Elle s’exprime comme suite :

$$J_{an} = \frac{I_{an}}{S_{an}} \quad [A/mm^2] \quad (II-58)$$

- ❖ I_{an} : Courant dans l’anneau, il est donné par la relation suivant :

$$I_{an} = \frac{I_b}{K_{red}} \quad [A] \quad (II-59)$$

- ❖ K_{red} : Coefficient de réduction du courant de l’anneau au courant de la barre qui est donné par l’expression suivante :

$$K_{red} = 2 \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot P}{Z_2}\right) \quad (II-60)$$

Résultats du calcul de l’anneau

Paramètres	Sources	Valeurs	Désignations
S_{an}	II-54	48.681	Section de l’anneau $[mm^2]$
h_{an}	II-55	6.563	Hauteur de l’anneau $[mm]$
b_{an}	II-56	7.418	L’arguer de l’anneau $[mm]$
$D_{an,moy}$	II-57	39.438	Diamètre moyenne de l’anneau $[mm]$
J_{an}	II-58	9.961	Densité de courant dans l’anneau $[A/mm^2]$
I_{an}	II-59	484.902	Courant dans l’anneau $[A]$
k_{red}	II-60	0.347	Coefficient de réduction du courant

II-8-Calcul le circuit magnétique :

Le circuit magnétique des machines à courant alternatif et les machines asynchrones en particulier, doit canaliser les lignes de forces du champ magnétique tournant. L'objet de ce calcul consiste à déterminer les forces magnétomotrices (fmm) qui nous permettra de calculer le courant magnétique et déduire par la suite la réactance magnétique.

Le principe de ce calcul est basé sur la loi de circulation du champ magnétique.

$$F = \oint H \cdot dl$$

Pour faciliter ce calcul, on subdivise le circuit magnétique en tronçons élémentaires de sorte que la valeur du champ dans chaque élément soit constante, l'intégrale se ramène à la somme suivant :

$$F = H_i \cdot L_i$$

Avec :

- H_i : Intensité du champ magnétique dans ce tronçon.
- L_i : La longueur moyenne des lignes du champ magnétique du tronçon choisi.

Le calcul sera fait pour une paire de pôle.

Le circuit magnétique de la machine est constitué de cinq tronçons :

- Entrefer.
- La culasse statorique.
- La culasse rotorique.
- Les dents statorique.
- Les dents rotorique.

II-8-1-Circuit magnétique statorique

II-8-1-1-Force magnétomotrice dans la culasse statorique :

Elle est donnée par :

$$F_{c1} = L_{c1} \cdot H_{c1} \cdot 10^{-3} \quad [\text{A}] \quad (\text{II-61})$$

Avec :

- H_{c1} : Intensité du champ magnétique correspondant à l'induction dans la culasse, elle donnée par le tableau 2
- L_{c1} : La longueur des linge du champ dans la culasse statorique, elle est donnée par l'expression suivant :

$$L_{c1} = \frac{\pi(D_{\text{ext1}} - h_{c1})}{2 \cdot p} \quad [\text{mm}] \quad (\text{II-62})$$

II-8-1-2-Force magnétomotrice de la dent statorique :

Elle donnée par :

$$F_{z1} = h_{z1} \cdot H_{z1} \cdot 10^{-3} \quad [A] \quad (II-63)$$

Avec :

- H_{z1} : Intensité du champ magnétique dans la dent qui correspondant à B_{z1} .
- h_{z1} : Hauteur de la dent du stator.

Les valeurs des intensités du champ correspondant à celle des inductions sont données par le tableau 4.

II-8-2-Circuit magnétique rotorique :

II-8-2-1-Force magnétomotrice dans la culasse rotorique :

Elle s'exprime par la relation suivante :

$$F_{c2} = L_{c2} \cdot H_{c2} \cdot 10^{-3} \quad [A] \quad (II-64)$$

Avec :

- H_{c2} : Intensité du champ magnétique correspondant à l'induction(B_{c2}).
- L_{c2} : La longueur des linges du champ dans la culasse rotorique, elle est donnée par l'expression suivant :

$$L_{c2} = \frac{1}{2 \cdot p} (D_2 - 2 \cdot h_{z2} - h_{c2}) + h_{c2} \quad [mm] \quad (II-65)$$

II-8-2-2-La force magnétomotrice dans l'entrefer :

La force magnétomotrice dans l'entrefer est donné par :

$$F_{\delta} = 0.8 \cdot B_{\delta} \cdot \delta \cdot K_{\delta} \cdot 10^{-3} \quad [A] \quad (II-66)$$

Avec :

- K_{δ} : Coefficient de CARTER (d'entrefer), il donné par la relation suivante :

$$K = K_{i1} \cdot K_{i2}$$
- $K_{\delta1} K_{\delta2}$: Coefficients pour les encoches semi-fermées et semi-ouvertes du stator et du rotor respectivement sont donnés par les formules suivantes :

$$K_{\delta1} = 1 + \frac{b_{f1}}{(t_1 - b_{f1} + \frac{5 \cdot \delta \cdot t_1}{b_{f1}})} \quad K_{\delta2} = 1 + \frac{b_{f2}}{(t_1 - b_{f2} + \frac{5 \cdot \delta \cdot t_2}{b_{f2}})}$$

Avec :

- b_{f1} et b_{f2} : Sont respectivement les largeurs des fentes des dents statorique et rotorique.

II-8-2-3-Force magnétomotrice de la dent rotorique :

La force magnétomotrice dans la dent du rotor est donné par :

$$F_{z2} = H_{z2} \cdot (h_{z2} - 0,4 \cdot d_{en22}) 10^{-3} \quad [A] \quad (II-67)$$

Avec :

- H_{z2} : Intensité du champ magnétique dans la dent rotorique correspondant à B_{c2} .

II-8-3-Force magnétomotrice totale :

La somme magnétique totale est la somme des forces magnétiques partielles du circuit, elle est donnée par la relation suivant :

$$F_t = \sum F_i = 2 \cdot F_\delta + 2 \cdot F_{z1} + 2 \cdot F_{z2} + F_{c1} + F_{c2} \quad [A] \quad (II-68)$$

II-8-4-Calcul des coefficients de saturation :

II-8-4-1- Coefficient de la saturation de la machine

Le Coefficient de la saturation de la machine s'exprime comme suite :

$$K_\mu = \frac{\sum F_i}{2 \cdot F_i} \quad (II-69)$$

Il est donné par :

$$K_{\mu z} = \frac{(F_i + F_{z1} + F_{z2})}{F_i} \quad (II-70)$$

II-8-5-Courant magnétique :

Le courant magnétique représente la partie réactive du courant à vide. Il est donné par la relation suivant :

$$I_\mu = \frac{p \cdot F}{0,9 \cdot m_1 \cdot W_1 \cdot K_{enr1}} \quad [A] \quad (II-71)$$

Avec :

- p : Nombre de paire de pole.
- m_1 : Nombre de phase de stator.
- W_1 : Nombre de spires d'une phase statorique.
- K_{enr1} : Coefficient d'enroulement statorique.

II-8-6-La réactance de magnétique :

La réactance de magnétique est exprimée par :

$$X_m = \frac{K_e \cdot U_n}{I_\mu} \quad [\] \quad (II-72)$$

Avec :

- K_e : le facteur de majoration, il vari entre 0.9 et 0.98.

II-8-7-Coefficient de dispersion magnétique du stator :

Il est donné par :

$$\sigma_{\mu} = \frac{X_1}{X_m} \tag{II-73}$$

➤ X_1 : Réactance inductive de dispersion de l’enroulement statorique

II-8-8-Force électromotrice à vide :

Elle est donnée par la relation suivant :

$$E_0 = \frac{U_n}{(1+\sigma_{\mu})} \quad [V] \tag{II-74}$$

Résultats du calcul le circuit magnétique du moteur triphasé :

Paramètres	Sources	Valeurs	Désignations
F_{c1}	II-61	71.982	Force magnétomotrice dans la culasse statorique [A]
L_{c1}	II-62	122.836	La longueur des lings [mm]
F_{z1}	II-63	12.967	Force magnétomotrice de la dent [A]
F_{c2}	II-64	133.1	Force magnétomotrice dans la culasse [A]
L_{c2}	II-65	50.227	Longueur des lings du champ dans la culasse [mm]
F_{δ}	II-66	335.068	Force magnétomotrice dans l’entrefer [A]
F_{z2}	II-67	5.521	Force magnétomotrice de la dent [A]
F_t	II-68	912.19	Force magnétomotrice totale [A]
K_{μ}	II-69	1.361	Coefficient de la saturation de la machine
I_{μ}	II-71	0.594	Courant magnétique [A]
x_m	II-72	358.974	Réactance de magnétique []
σ_{μ}	II-73	0.046	Coefficient de dispersion
E_0	II-74	210.324	Force électromotrice à vide [V]

II-9-Calcul les paramètres de la machines à courant alternatif :

II-9-1-Paramètres statorique :

II-9-1-1-Résistance active de phase statorique :

Elle est donnée par :

$$r_1 = \rho_{cuT} \cdot \frac{W_1 \cdot l_{w1} \cdot 10^3}{a_1 \cdot n_{ell} \cdot q_{el1}} \quad [\] \quad (II-75)$$

Avec :

- a_1 : Nombre de voies parallèles de l'enroulement.
- W_1 : Nombre de spires d'une branche parallèles de l'enroulement statorique.
- n_{ell} : Nombre de conducteur élémentaires.
- q_{el1} : Section d'un conducteur élémentaire de l'enroulement statorique.
- ρ_{cuT} : Résistivité du cuivre à la température T, elle est donnée pour :

$$T = 20^\circ \quad \rho_{cuT} = 17,2 \cdot 10^{-9} \quad [\text{.m}]$$

$$T = 75^\circ \quad \rho_{cuT} = 21,3 \cdot 10^{-9} \quad [\text{.m}]$$

$$T = 115^\circ \quad \rho_{cuT} = 24,4 \cdot 10^{-9} \quad [\text{.m}]$$

- ❖ l_{w1} : Longueur moyenne d'une spire de l'enroulement statorique, elle est calculée comme suite :

$$L_{w1} = 2 \cdot (L_i + L_{f1}) \quad [mm] \quad (II-76)$$

Avec :

- L_i : Longueur virtuelle de l'induit.
- L_{f1} : Longueur moyenne de la partie frontale d'une demi spire, tel que : $L_{f1} = (1.16 + 0.14 \cdot P) \cdot b_{1moy} + 15 \quad [mm]$ (II-77)
- P : Nombre de paire de pole
- b_{1moy} : Largeur moyenne d'une section, elle donnée par :

$$b_{1moy} = y_{1moy} \cdot t_{1moy} \quad [mm] \quad (II-78)$$

- y_{1moy} : Pas moyenne d'un groupe de section.

$$t_{1moy} = \frac{\pi \cdot (D_1 + h_{z1})}{Z_1} \quad [mm] \quad (II-79)$$

t_{1moy} : Pas dentaire moyenne.

II-9-1-2-Réactance de dispersion d'une phase de l'enroulement statorique :

La réactance de fuite globale du stator est déterminée par les types de dispersion suivant :

- Dispersion d'encoche.
- Dispersion différentielle.
- Dispersion frontale.

II-9-1-2-1-Réactance de fuite d’encoche :

Elle est due aux flux de fuite qui ce reforment autour de l’encoche, elle est donnée par :

$$X_{enc1} = \frac{1,58 \cdot f_1 \cdot l_i \cdot W_1^2}{P \cdot q_1 \cdot 10^{+8}} \cdot \lambda_{enc1} \quad [\] \quad (II-79)$$

II-9-1-2-1-1-Coefficient de dispersion de l’encoche

Le coefficient de dispersion d’encoche est donné par :

$$\sigma_{enc1} = \frac{h_1}{3 \cdot b'_{enc1}} \cdot K_{B1} + \left(\frac{h_1}{b_{enc1}} + \frac{3 \cdot h_{K1}}{b_{enc1} + 2 \cdot b_{f1}} + \frac{h_{f1}}{b_{f1}} \right) \cdot k_{B1} \quad (II-80)$$

Avec :

➤ K_{B1}, k_{B1} : Coefficient données suivant la figure (voir annexe),

$K_{B1} = k_{B1} = 1$ pour l’enroulement concentrique.

II-9-1-2-2- Réactance de fuite différentielle :

La réactance de fuite différentielle est due au flux de fuite qui se referme d’une dent à une autre à travers l’entrefer, au flux différentielle de phase, et au flux différentielle de l’encoche, elle donnée par :

$$X_{1d} = \frac{1,58 \cdot f_1 \cdot l_i \cdot W_1^2}{P \cdot q_1 \cdot 10^{+8}} \cdot \lambda_{1d} \quad [\] \quad (II-81)$$

II-9-1-2-2-1-Coefficient de dispersion différentielle :

Elle donnée comme suit :

$$\lambda_{1d} = \frac{0,9 \cdot t_1 \cdot (q_1 \cdot K_{enr1})^2}{K_\delta \cdot \delta} \cdot K_{rr1} \cdot K_{dd1} \cdot K_{r1} \quad (II-82)$$

Avec :

$$\diamond K_{rr1} = 1 - \left(\frac{0,033 \cdot b_{f1}^2}{\delta \cdot t_1} \right) \quad (II-83)$$

- K_{rr1} : Coefficient qui dépend de donnée par le tableau (voir l’annexe)
- K_{dd1} : Coefficient de fuite différentielle donnée par le tableau en fonction $\frac{Z_2}{P}$ et q_1 (voir l’annexe)

II-9-1-2-3-Réactance de fuite frontale :

C’est la réactance présenté par les parties des enroulements situées dans l’air à chaque extrémité du paquet des tôles. Elle est donnée par la formule semi empirique suivant :

$$X_{1f} = \frac{1,58 \cdot f_1 \cdot l_i \cdot W_1^2}{P \cdot q_1 \cdot 10^{+8}} \cdot \lambda_{1f} \quad [\] \quad (II-84)$$

II-9-1-2-3-1-Coefficient de dispersion frontale :

Il est donné par :

$$\lambda_{1f} = 0.34 \cdot \frac{q_1}{l_1} \cdot (l_{f2} - 0,64 \cdot r_1 \cdot p_1) \quad (\text{II-85})$$

Avec :

- r_1 : Rapport du raccourcissement.
- p_1 : Pas polaire, en [mm].

II-9-1-2-4-Réactance totale :

Elle est donnée par :

$$X_1 = \frac{1,58 \cdot f_1 \cdot l_1 \cdot W_1^2}{P \cdot q_1 \cdot 10^{+8}} \cdot \lambda_1 \quad [\] \quad (\text{II-86})$$

II-9-1-2-4-1- Coefficient de dispersion total de l'enroulement :

Il est la somme des coefficients calculés précédemment donné par :

$$\lambda_1 = \lambda_{1d} + \lambda_{enc1} + \lambda_{1f} \quad (\text{II-87})$$

II-9-2-Paramètres rotorique :

II-9-2-1-Résistance active :

II-9-2-1-1-Pas dentaire moyen :

$$t_{2moy} = \frac{\pi(D_{ex1} - h_{z2})}{Z_2} \quad [\text{mm}] \quad (\text{II-88})$$

II-9-2-1-2- Largeur moyenne d'une section :

$$b_{2moy} = t_{2moy} \cdot y_{2moy} \quad [\text{mm}] \quad (\text{II-89})$$

Avec :

- y_{2moy} : Pas moyenne d'un groupe.

II-9-2-1-3-Longueur moyenne d'une partie frontale d'une spire :

Elle donné par :

$$L_{f2} = \frac{b_{2moy}}{\sqrt{1 - \left[\frac{b_{enc2} + 3.5}{t_{2moy}} \right]^2}} + h_{z2} + 50 \quad [\text{mm}] \quad (\text{II-90})$$

II-9-2-1-4-Longueur moyenne d'une spire :

Elle est donnée par :

$$L_{2moy} = 2. (l_1 + L_{2f}) \quad [mm] \quad (II-91)$$

Donc la résistance active par phase de l'enroulement rotorique est :

$$r_{2i} = \frac{\rho_{cui(T)} \cdot W_2 \cdot L_{2moy} \cdot 10^{+3}}{S_{2el}} \quad [\] \quad (II-92)$$

Avec :

- R_{2i} : Résistance rotorique à la température $T=20^\circ$ c.
- ρ_{cui} : Résistivité du cuivre à la température : $\rho_{cuiT} = 17,2 \cdot 10^{-9} [\ .m]$
- S_{2el} : Section effective d'une barre en $[mm^2]$
- Z_2 : Nombre d'encoches rotoriques.

Et :

$$r_{2f} = \frac{\rho_{cuf(T)} \cdot W_2 \cdot L_{2moy} \cdot 10^{+3}}{S_{2el}} \quad [\] \quad (II-93)$$

Avec :

- R_{2f} : Résistance rotorique à la température $T=115^\circ$ c.
- ρ_{cuf} : Résistivité du cuivre à la température : $\rho_{cufT} = 24,4 \cdot 10^{-9} [\ .m]$

II-9-2-2-Résistance de l'anneau ramenée au stator:

La résistance de la cage ramenée à l'enroulement du stator est donnée par :

$$r_{rs} = k_{red1} \cdot r_{2f} \quad [\] \quad (II-94)$$

Avec :

- k_{red1} : Coefficient de réduction $-k_{red1} = \left[\frac{W_1}{W_2} \right]^2$

II-9-2-3-Réactance de fuite frontale :

Elle est donnée par :

$$r_{2f} = \frac{1,58 \cdot f_1 \cdot l_1 \cdot W_2^2}{P \cdot q_2 \cdot 10^{+8}} \cdot \lambda_{1f} \quad [\] \quad (II-95)$$

II-9-2-3-1-Coefficient de dispersion frontale :

Il est donné par :

$$r_{2f} = 0,34 \cdot \frac{q_1}{l_1} \cdot (l_{f2} - 0,64 \cdot r_2 \cdot p_2) \quad (II-96)$$

Avec :

- r_2 : Rapport du raccourcissement.
- p_2 : Pas polaire, en [mm].

II-9-2-4-Réactance de fuite différentielle:

Elle est donnée par la relation suivante :

$$X_{2d} = \frac{1,58 \cdot f_1 \cdot l_i \cdot W_2^2}{P \cdot q_2 \cdot 10^{+8}} \cdot \lambda_{2d} \quad [\] \quad (\text{II-97})$$

II-9-2-4-1-Coefficient de dispersion différentielle :

Elle donnée comme suit :

$$\lambda_{2d} = \frac{0,9 \cdot t_1 \cdot (q_2 \cdot K_{enr2})^2}{K_8 \cdot \delta} \cdot K_{f2} \cdot K_{rt2} \quad (\text{II-98})$$

Avec :

K_{f2} : Coefficient donné en fonction de dans le tableau (t8)

$$K_{f2} = \frac{0,033(b_{f2})^2}{t_2 \cdot \delta_e} \quad (\text{II-99})$$

II-9-2-5-Réactance de fuite de l'encoche:

Elle donnée par :

$$X_{enc1} = \frac{1,58 \cdot f_1 \cdot l_i \cdot W_1^2}{P \cdot q_1 \cdot 10^{+8}} \cdot \lambda_{enc1} \quad [\] \quad (\text{II-100})$$

II-9-2-5-1-Coefficient de dispersion de l'encoche :

Il est donné par :

$$\lambda_{enc2} = \frac{h_2 - h_{22}}{3 \cdot b'_{enc2}} \cdot K_{B2} + \left(\frac{h_{21}}{b_{enc2}} + \frac{3 \cdot h_{K2}}{b_{enc2} + 2 \cdot b_{f2}} + \frac{h_{f2}}{b_{f2}} \right) \cdot k_{B2} + \frac{H_{22}}{4 \cdot b_{enc2}} \quad (\text{II-101})$$

Avec :

- K_{B2} : Coefficient données suivant la figure (voir annexe), $K_{B2} = 1$ pour l'enroulement concentrique.

Et :

$$h_{22} = 1[\text{mm}] ; h_{21} = 1 [\text{mm}]$$

II-9-2-6-Réactance fuite totale par phase de l'enroulement rotorique :

Elle donnée par :

$$X_2 = \frac{1,58 \cdot f_1 \cdot l_i \cdot W_2^2}{P \cdot q_2 \cdot 10^{+8}} \cdot 2 \quad [\] \quad (\text{II-102})$$

II-9-2-6-1-Coefficient de dispersion totale de l’enroulement rotorique :

Il est donné par :

$$\lambda_2 = \lambda_{2d} + \lambda_{enc2} + \lambda_{2f} \quad (II-103)$$

II-9-2-7-Réactance de fuite du rotor ramenée au stator :

Elle donnée par :

$$x_{rs} = k_{red1} \cdot x_2 \quad [\] \quad (II-104)$$

Résultats du calcul les paramètres du moteur triphasé

Paramètres	Sources	Valeurs	Désignations
r_1	II-75	24.434	Résistance active de phase statorique []
L_{w1}	II-76	341.72	Longueur moyenne d’une spire [mm]
L_{f1}	II-77	121.86	Longueur moyenne de la partie frontale [mm]
b_{1moy}	II-78	82.2	Largeur moyenne d’une section [mm]
λ_{enc1}	II-80	2.654	Coefficient de dispersion de l’encoche
λ_{1d}	II-82	0.475	Coefficient de dispersion différentielle
λ_{1f}	II-85	1.21	Coefficient de dispersion frontale
x_1	II-86	14.719	Réactance totale []
λ_1	II-87	4.34	Coefficient de dispersion total
t_{2moy}	II-88	14.809	Pas dentaire moyen [mm]
b_{2moy}	II-89	133.282	Largeur moyenne d’une section [mm]
L_{2f}	II-90	203.584	Longueur moyenne d’une partie frontale d’une spire [mm]
r_{rs}	II-94	23.046	Résistance de l’anneau ramenée au stator []
λ_{2f}	II-96	3.275	Coefficient de dispersion frontale
λ_{2d}	II-98	0.012	Coefficient de dispersion différentielle
λ_{enc2}	II-101	1.602	Coefficient de dispersion de l’encoche
λ_2	II-103	4.889	Coefficient de dispersion totale
x_{rs}	II-104	11.573	Réactance de fuite du rotor ramenée au stator []

Chapitre – III

Moteur asynchrone à Condensateur

III-1-Introduction :

Nous présentons de ce chapitre une description sur les moteurs monophasés et la méthode du calcul des différents paramètres du moteur.

III-2- La méthode des composantes symétriques :

Résume essentiellement au fait que le système à deux phases déséquilibrée se divise en deux système symétrique: de l'avant et vers l'arrière, dont chacune crée son propre champ magnétique circulaire tournant dans la direction avant ou arrière. Méthode a reçu la plus haute reconnaissance dans les œuvres. La grande majorité des moteurs ont sur les enroulements de stator des deux décalées dans l'espace de 90° , qui est motivé par le désir d'obtenir le champ circulaire maximale avec des courants minimaux dans les bobines. Cependant, il est rarement possible de déplacer les courants dans les bobines d'un angle égal dans le temps. Par conséquent, dans la pratique, ont souvent à faire face à des courants asymétriques des systèmes de temps, la force de magnétisation, de flux magnétique, etc. Selon la méthode des composantes symétriques tout système de deux vecteurs, et différent en taille, décalé dans le temps d'un angle arbitraire, peut être décomposé en deux composantes symétriques des vecteurs d'amplitude égale et décalés dans le temps de suite.

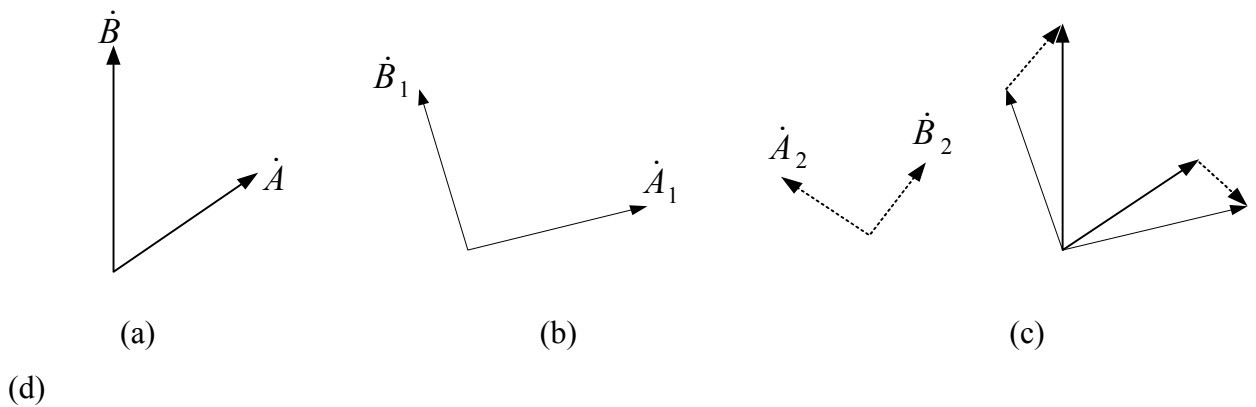


Figure (III-1) : Un système de vecteurs asymétriques (a) et son symétrique les composantes (b, c, d).

Exprimer les vecteurs (A) et (B) donnés et par les composantes symétriques :

$$\dot{A} = \dot{A}_1 + \dot{A}_2 \text{ et } \dot{B} = \dot{B}_1 + \dot{B}_2 \quad (\text{III-1})$$

$$\dot{B}_1 = j \dot{A}_1 \text{ et } \dot{B}_2 = -j \dot{A}_2 \quad (\text{III-2})$$

L'expression des composantes symétriques des vecteurs du système initial :

$$\dot{A}_1 = \frac{\dot{A} - j\dot{B}}{2} \quad \text{et} \quad \dot{A}_2 = \frac{\dot{A} + j\dot{B}}{2} \quad \text{(III-3)}$$

Figure. (III-1) effectuer une décomposition graphique du système asymétrique de vecteurs B et sur les composantes symétriques en utilisant les équations (III-2) et (III-2).

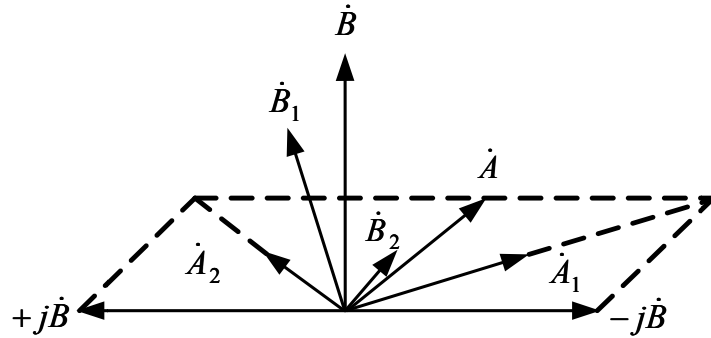
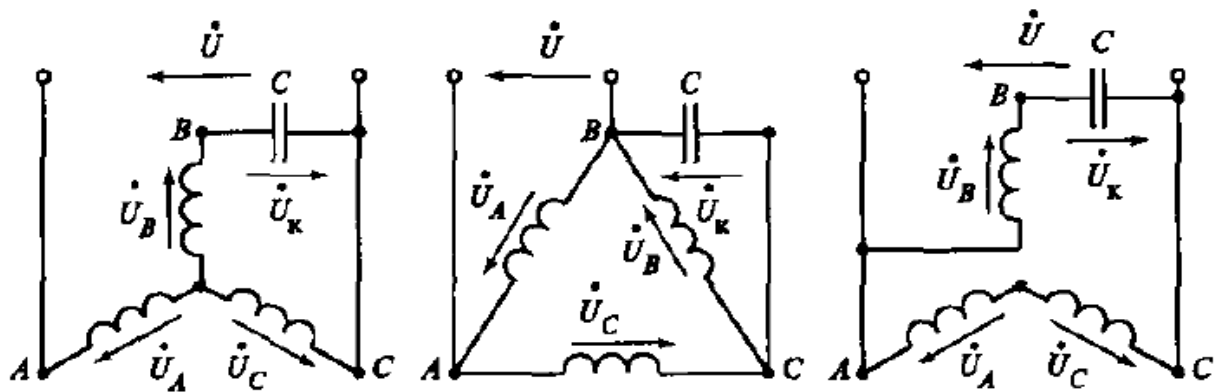


Figure (III-2) : Extension graphique d'un système déséquilibré de vecteurs en composantes symétriques.

La méthode des composantes symétriques vous permet de remplacer le domaine elliptique pour la somme de deux champs circulaires tournant dans des côtés opposés d'équations appropriées pour l'analyse de toutes les machines asymétriques avec deux bobines perpendiculaires Ils sont également appropriés pour l'analyse de machines monophasés.

III-3-Moteurs asynchrones universels :

Les différents schémas des moteurs asynchrones sur un réseau monophasé :



Figure(III-3) : Schémas des moteurs asynchrones universels.

III-4-Moteur asynchrone à condensateur :

Nous avons constaté précédemment le moteur asynchrone monophasé présente des inconvénients aux quels on ne peut faire abstraire qui sont :

- ❖ Impossibilité de démarrage seul.
- ❖ Couple de démarrage nul.

Pour y remédier on le transforme en moteur asynchrone biphasé destiné à fonctionner sur le réseau monophasé. L'une des phases branchée directement au réseau (phase-P) et l'autre (phase-A) à travers la capacité C calculer de manière obtenir au régime de fonctionnement nominal un champ tournant circulaire.

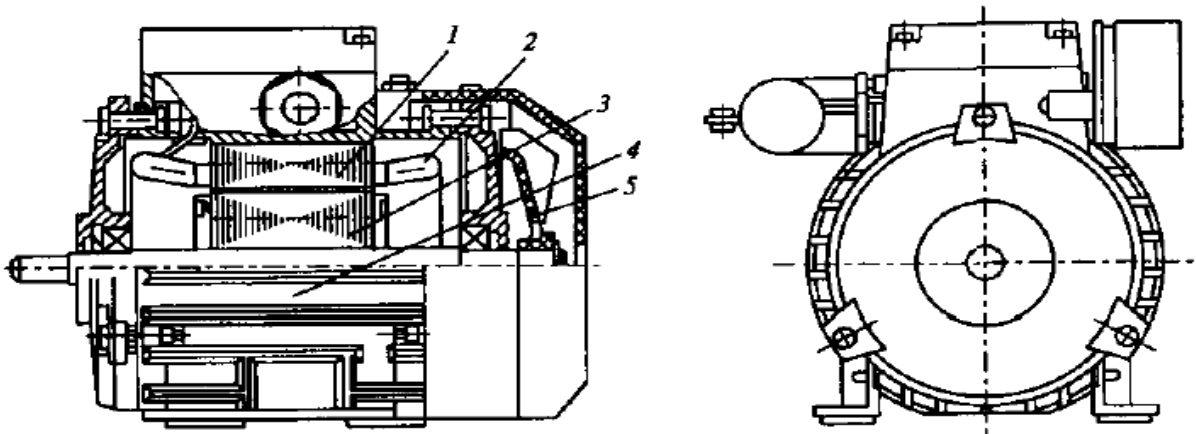
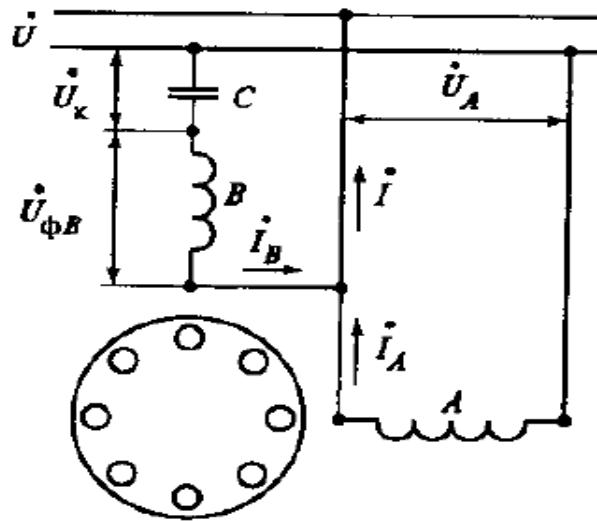


Figure (III-4) : Moteur asynchrone à condensateur.

- 1- Deux enroulements du stator
- 2-l'enroulement du rotor en court-circuit
- 3-Enroulement en aluminium conique rainure de court-circuit
- 4- Système de refroidissement
- 5-ventilateur en plastique

Utilisé dans des applications nécessitant une grande puissance indicateurs (η , $\cos\varphi$), et le couple de démarrage est faible (pour un fonctionnement continu).

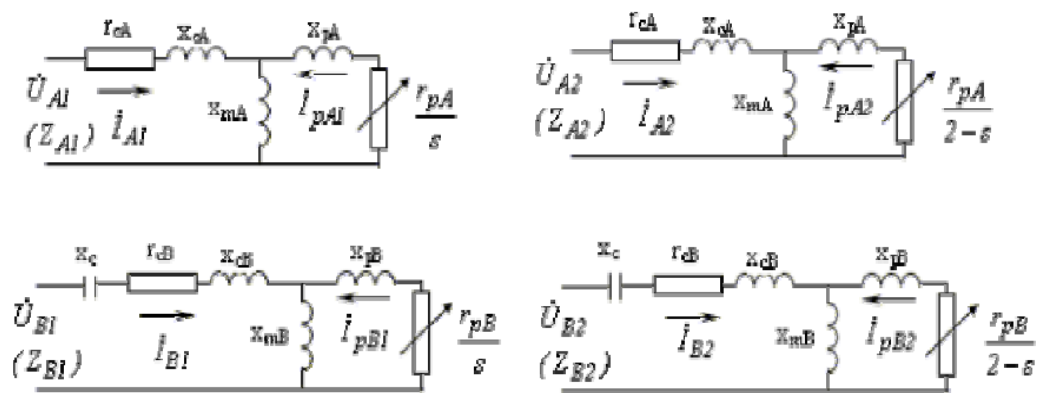


Figure(III-5) : Schéma d'un moteur monophasé à condensateur

III-5- Caractéristique de fonctionnement :

III-5-1- Conversion de circuits équivalents :

Pour étudier les deux phases machines asymétriques nécessaire d'utiliser quatre du circuit équivalent.

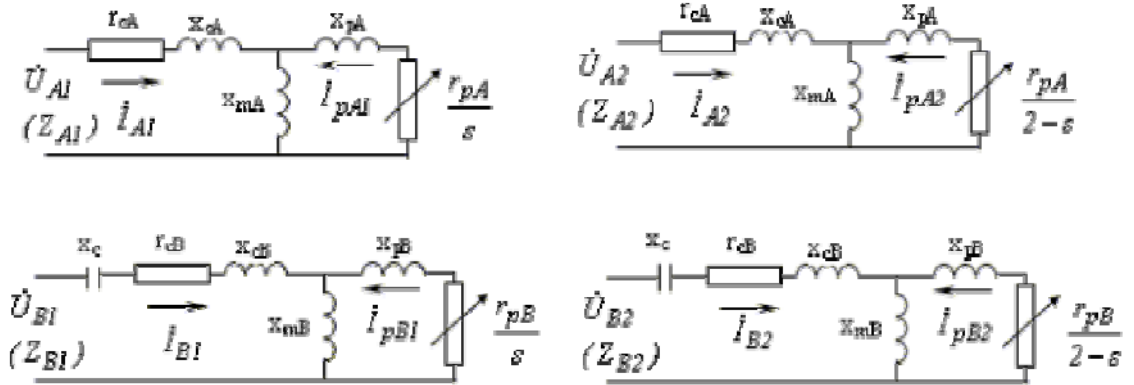


Figure(III-6) : Circuit équivalent des machines asymétriques à deux phases.

$$\dot{U}_A = \dot{U}_{A1} + \dot{U}_{A2} = I_{A1} \dot{Z}_{A1} + I_{A2} \dot{Z}_{A2} \tag{III-4}$$

$$\dot{U}_B = \dot{U}_{B1} + \dot{U}_{B2} = I_{B1} \dot{Z}_{B1} + I_{B2} \dot{Z}_{B2} \tag{III-5}$$

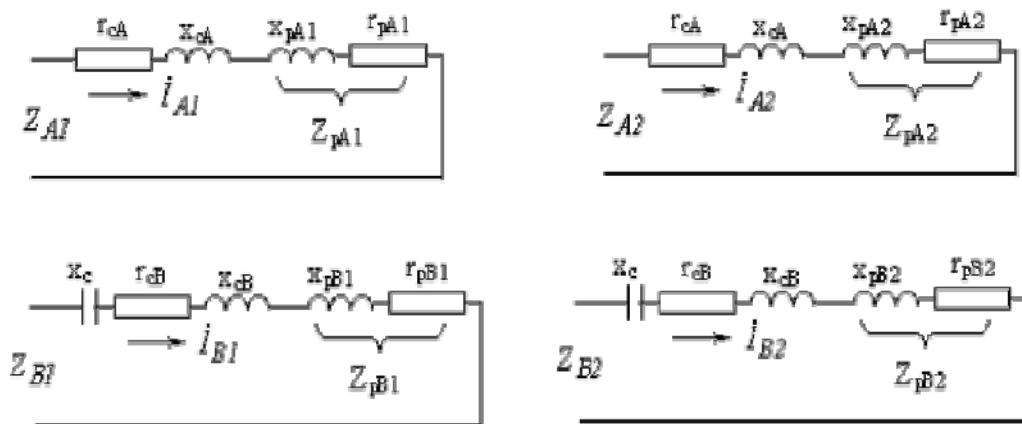
En conformité avec le modèle physique d'un support pour un asymétrique micromoteur deux phases peut construire 4 équivalents circuit: deux courants pour la marche avant et arrière séquences de la phase A, les deux courants de l'avant et en arrière des séquences de la phase B. Ces régimes sont présentés dans la figure (III-7).



Figure(III-7) : Circuit équivalent des machines asymétriques à deux phases.

Dans les circuits équivalents :

- $r_{cA}, r_{cB}, X_{cA}, X_{cB}$: Résistance et réactance des enroulements de stator respectivement , les phases A et B;
- $r_{pA}, r_{pB}, X_{pA}, X_{pB}$: Résistance et réactance du rotor;
- X_{mA}, X_{mB} : Inductances mutuelles entre le stator et le rotor, respectivement, phase A et phases B ;
- X_c :Réactance de condensateur ;



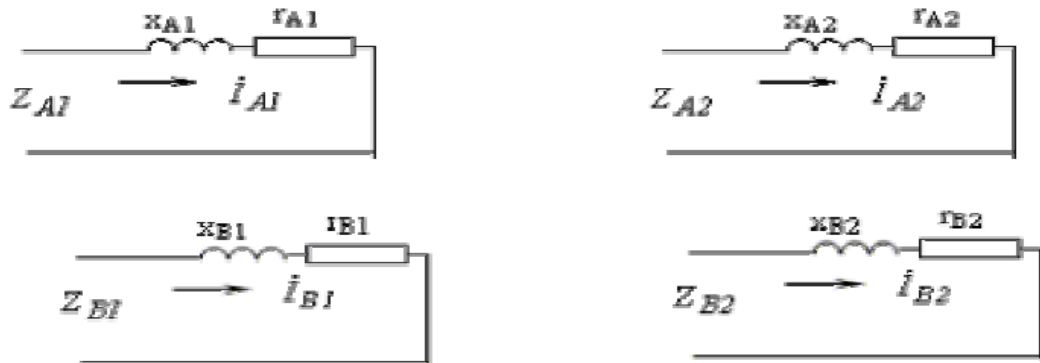
Figure(III-8) : Circuit équivalent transformé la machine biphasique asymétrique (pour la phase A).

$$\triangleright Z_{A1} = r_{A1} + jx_{A1} = (r_{cA} + r_{pA1}) + j(x_{cA} + x_{pA1}) \tag{III-6}$$

$$\triangleright Z_{A2} = r_{A2} + jx_{A2} = (r_{cA} + r_{pA2}) + j(x_{cA} + x_{pA2}) \tag{III-7}$$

$$\triangleright Z_{B1} = r_{B1} + jx_{B1} = (r_{cB} + r_{pB1}) + j(x_{cB} - x_c + x_{pB1}) \tag{III-8}$$

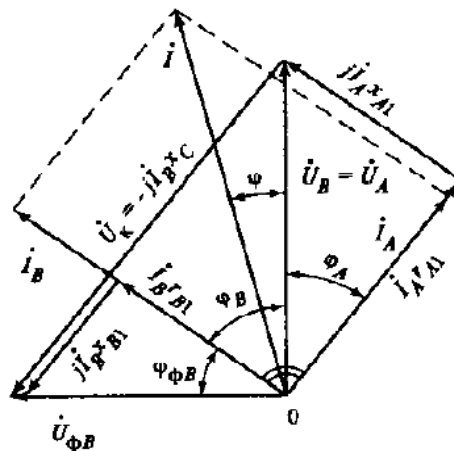
$$\triangleright Z_{B2} = r_{B2} + jx_{B2} = (r_{cB} + r_{pB2}) + j(x_{cB} - x_c + x_{pB2}) \tag{III-9}$$



Figure(III-9) : Le circuit équivalent biphasique asymétrique finale.

III-6- Diagramme vectoriel du moteur asynchrone condensateur :

Un diagramme vectoriel du moteur asynchrone a condensateur avec un champ circulaire, à partir de laquelle vous pouvez déterminer la tension de fonctionnement du condensateur et leur capacité.



Figure(III-10) : Diagramme vectoriel du moteur à Condensateur.

III-7-Conditions pour l'obtention d'un champ circulaire :

Pour le champ circulaire doit être effectuée deux condition qui sont :

- ❖ x_c doit être égale à la somme de la réactance totale de la phase A et B;

$$x_c = kr_{A1} + k^2 x_{A1} \Rightarrow x_c = x_{A1} + x_{B1}$$

- ❖ Rapport de transformation k est $\tan \varphi_A$

$$k = x_{A1}/r_{A1} = \tan \varphi_A$$

Avec φ : l'angle entre la tension et le courant de phase A ;

Facilement déterminer la capacité de Condensateur :

$$C = 10^6 / (2\pi f x_c) \text{ uf}$$

Chapitre – IV

Calcul les paramètres du moteur monophasé

IV-1-Introduction :

Après avoir le dimensionnement du moteur triphasé, nous proposons de la transformer en moteur monophasé en utilisant le procédé de Steinmetz, qui consiste à mettre deux phases en série (qui vont constituer la phase principale) et la troisième la phase auxiliaire.

L'insertion d'un condensateur en série avec la phase auxiliaire permettra au moteur de démarrer, et un interrupteur centrifuge va mettre hors circuit la dite phase quand le moteur atteint 75% de la vitesse du synchronisme pour obtenir ainsi un moteur monophasé à condensateur de démarrage.

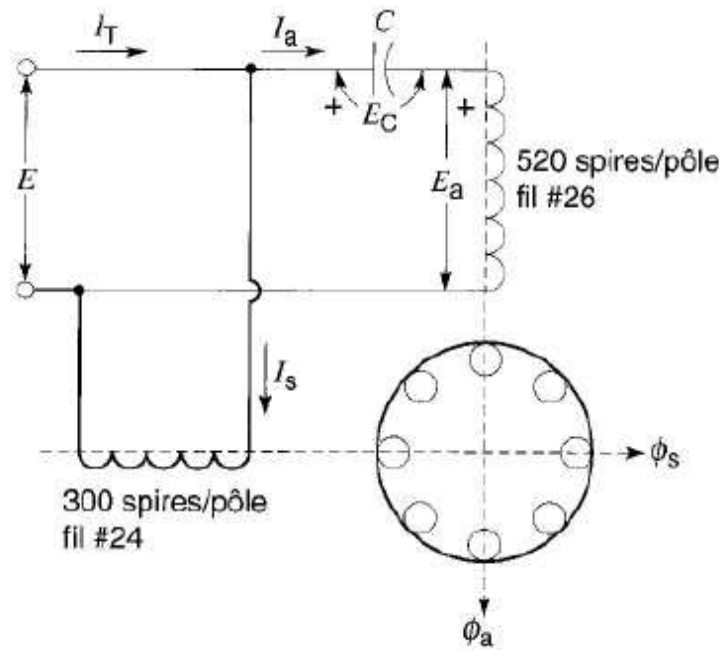


Figure (IV-1) Moteur à démarrage par condensateur permanent

IV-2-Calcul les paramètres du schéma équivalent du moteur monophasé :

IV-2-1-Puissance nominale du moteur monophasé :

$$P'_n = 0.4.P_n \quad [W] \tag{IV-1}$$

IV-2-2-Rendement du moteur monophasé :

$$\eta_1 = 0.95.\eta \quad [\%] \tag{IV-2}$$

IV-2-3-Facteur de puissance :

$$\cos \varphi_1 = 0.95.\cos \varphi \tag{IV-3}$$

IV-2-4-Nombre de spires dans la phase principale :

$$W_{enP} = 2.W_1 \quad [Spire] \tag{IV-4}$$

IV-2-5-Nombre de spires dans la phase auxiliaire :

$$W_{enA} = W_1 \text{ [Spires]} \quad (IV-5)$$

IV-2-6-Coefficient de bobinage dans la phase auxiliaire :

$$k_{enB} = \frac{\sqrt{3}}{2} k_{en1} \quad (IV-6)$$

IV-2-7-Rapport de transformation :

$$k = \frac{W_{enA}}{W_{enP}} \quad (IV-7)$$

IV-2-8-Flux sous un pôle :

$$\emptyset = \frac{K_e \cdot U}{4 \cdot K_f \cdot f_1 \cdot K_{enB} \cdot W_{enB}} \quad [\text{Web}] \quad (IV-8)$$

IV-2-9-Induction dans l'entrefer :

Induction magnétique dans l'entrefer :

$$B_\delta = \frac{\emptyset}{\alpha_i \cdot l_i \cdot \tau_p \cdot 10^{-6}} \quad [T] \quad (IV-9)$$

IV-2-10-Courant nominal :

$$I_{1n} = \frac{P'_n \cdot 10^3}{m_1 \cdot U_{1P} \cdot \cos \varphi_1 \cdot \eta_1} \quad [A] \quad (IV-10)$$

IV-2-11-Coefficient de bobinage de la phase auxiliaire :

Il est donné par la relation suivante :

$$k_{enA} = k_{en1} \quad (IV-11)$$

IV-3-Paramètres du schéma équivalent en T (Phase principale) :**IV-3-1-La résistance d'une phase :**

Elle est donnée par :

$$r_{1P} = 2 \cdot r_1 \quad [\Omega] \quad (IV-12)$$

IV-2-2-L'inductance d'une phase :

Elle est donnée par :

$$x_{1P} = 2 \cdot X_1 \quad [\Omega] \quad (IV-13)$$

IV-3-3-La résistance rotorique ramené au stator :

Elle est donnée par :

$$r'_{2P} = 2.r'_2 \quad [\Omega] \quad (\text{IV-14})$$

IV-3-4-L'inductance magnétisant d'une phase :

Elle est donnée par :

$$x_{mB} = \frac{1}{K^2} . x_m \quad [\Omega] \quad (\text{IV-15})$$

IV-3-5-L'inductance rotorique ramené au stator :

Elle est donnée par :

$$x'_{2B} = 2. x'_2 \quad [\Omega] \quad (\text{IV-16})$$

IV-4-Paramètres du schéma équivalent en T (Phase auxiliaire) :**IV-4-1-La résistance d'une phase :**

Elle est donnée par :

$$r_{1A} = r_1 \quad [\Omega] \quad (\text{IV-17})$$

IV-4-2-L'inductance d'une phase :

Elle est donnée par :

$$x_{1A} = x_1 \quad [\Omega] \quad (\text{IV-18})$$

IV-4-3-La résistance rotorique ramené au stator :

Elle est donnée par :

$$r'_{2A} = \frac{2}{3}.r'_{2P} \quad [\Omega] \quad (\text{IV-19})$$

IV-4-4-L'inductance magnétisant d'une phase :

Elle est donnée par :

$$x_{mB} = x_m \quad [\Omega] \quad (\text{IV-20})$$

IV-4-5-L'inductance rotorique ramené au stator:

Elle est donnée par :

$$x'_{2A} = \frac{2}{3}. x'_{2P} \quad [\Omega] \quad (\text{IV-21})$$

IV-5-Calcul la tangent :

Donné par la relation suivante :

$$\tan(\varphi) = \frac{x_{1P}}{r_{1P}} \quad (\text{IV-22})$$

IV-6-Paramètres du schéma équivalent en L du moteur :

V-6-1-Coefficient de correction :

$$\bullet \sigma_2 = 1 + \frac{x'_p}{x_m} \quad (IV-23)$$

$$\bullet \sigma_1 = 1 + \frac{x_{1P} + x'_{2P} \cdot \frac{1}{\sigma_2}}{x_{mP}} \quad (IV-24)$$

IV-6-2-Les résistances et les réactances :

$$X_1 = \sigma_1 \cdot x_{1P} \quad [\Omega] \quad (IV-25)$$

$$R_1 = \sigma_1 \cdot r_{1P} \quad [\Omega] \quad (IV-26)$$

$$X_2 = x'_{2P} \left(\sigma_1^2 + \frac{\sigma_1}{\sigma_2} \right) \quad [\Omega] \quad (IV-27)$$

$$R_2 = \sigma_1^2 \cdot r'_{2P} \quad [\Omega] \quad (IV-28)$$

$$R'_2 = \frac{\sigma_1}{\sigma_2^2} r'_2 \quad [\Omega] \quad (IV-29)$$

$$R_m = r_{1P} + \frac{1}{\sigma_2^2} \frac{r'_{2P}}{2} \quad [\Omega] \quad (IV-30)$$

$$X_m = x_{1P} + \frac{1}{\sigma_2} x'_2 + x_m \quad [\Omega] \quad (IV-31)$$

IV-7-Transformation des schémas équivalents :

On procède à la transformation des schémas de la fig. (III-6) ce qui permet d'éliminer les courants rotorique qui ne sont pas mesurable pratiquement, aussi nous obtenons la nouvelle représentation (III-7).

Nous adaptons les nouveaux paramètres, donnés par les expressions suivantes :

❖ **Pour la phase principale :**

➤ **Les composantes directes :**

$$r_{2Pd} = \frac{\left| \frac{r'_{2P}}{g} \cdot x'_{m2P} \right|}{\left| \frac{r'_{2P}}{g} \right|^2 + (x_{mP} + x'_{2P})^2} \quad (IV-32)$$

$$x_{2Pd} = \frac{\left| \frac{r'_{2P}}{g} \cdot x'_{m2P} \right| + x_{mP} \cdot x'_{2P} (x_{mP} + x'_{2P})}{\left| \frac{r'_{2P}}{g} \right|^2 + (x_{mP} + x'_{2P})^2} \quad (IV-33)$$

$$Z_{2Pd} = r_{2Pd} + jx_{2Pd} \Rightarrow |Z_{2Pd}| = \sqrt{(r_{2Pd})^2 + (x_{2Pd})^2} \quad (IV-34)$$

➤ Les composantes inverses :

$$r_{2PI} = \frac{jx_{mP} \left[\frac{r'_{2P}}{2-g} \cdot x_{m2P}^2 \right]}{\left[\frac{r'_{2P}}{2-g} \right]^2 + (x_{mP} + x'_{2P})^2} \quad (IV-35)$$

$$x_{2Pd} = \frac{\left[\frac{r'_{2P}}{2-g} \cdot x_{m2P}^2 \right] + x_{mP} \cdot x'_{2P} (x_{mP} + x'_{2P})}{\left[\frac{r'_{2P}}{2-g} \right]^2 + (x_{mP} + x'_{2P})^2} \quad (IV-36)$$

$$Z_{2PI} = r_{2PI} + jx_{2PI} \Rightarrow |Z_{2PI}| = \sqrt{(r_{2PI})^2 + (x_{2PI})^2} \quad (IV-37)$$

On :

- $Z_{Pd} = r_{Pd} + jx_{Pd}$

$$Z_{Pd} = (r_{1P} + r_{2Pd}) + j(x_{1P} + x_{Pd})$$

$$|Z_{Pd}| = \sqrt{(r_{Pd})^2 + (x_{Pd})^2} \quad (IV-38)$$

- $Z_{PI} = r_{PI} + jx_{PI}$

$$Z_{PI} = (r_{1P} + r_{2PI}) + j(x_{1P} + x_{2PI})$$

$$|Z_{PI}| = \sqrt{(r_{PI})^2 + (x_{PI})^2} \quad (IV-39)$$

❖ Pour la phase auxiliaire :

➤ Les composantes directes :

$$Z_{Ad} = (r_{1A} + r_{2Ad}) + j(-x_c + x_{1A} + x_{1Ad})$$

$$Z_{Ad} = (-jx_c) + (r_{1A} + r_{2Ad}) + j(x_{1A} + x_{1Ad})$$

$$Z_{Ad} = Z_c + k^2 \cdot Z_{Pd} \quad (IV-40)$$

$$Z_c = 2 \cdot (r_1 + jx_1) \quad (IV-41)$$

➤ Les composantes inverses :

$$Z_{AI} = (r_{1A} + r_{2AI}) + j(-x_c + x_{1A} + x_{1AI})$$

$$Z_{AI} = Z_c + k^2 \cdot Z_{PI} \quad (IV-42)$$

IV-8-Calcul les courant et les tensions :

IV-8-1-Courants da la phase principale et auxiliaire :

$$\bar{I}_{Pd} = U_n \cdot \frac{Z_{AI} - j \frac{Z_{PI}}{k}}{Z_{Pd} Z_{AI} + Z_{Ad} Z_{PI}} \quad (IV-43)$$

$$\bar{I}_{Ad} = j \frac{\bar{I}_{Pd}}{k} \quad (IV-44)$$

IV-8-2-Calcul les tensions :

- Dans la phase principale :

$$U_P = U_{1n} \quad (IV-45)$$

- Dans la phase auxiliaire :

$$U_A = k \cdot U_{1n} \quad (IV-46)$$

- Dans la phase principale :

$$U_c = \sqrt{U_{1n}^2 + U_A^2} \quad (IV-47)$$

IV-9-Calcul la capacité de condensateur :

$$C = \frac{I_A}{U_c \cdot 2 \cdot \pi \cdot f} \quad (IV-48)$$

IV-10-calcul le circuit magnétique du moteur monophasé :

IV-10-1-Force magnétomotrice dans l'entrefer :

La force magnétomotrice dans l'entrefer est donné par :

$$F_\delta = 0.8 \cdot B_\delta \cdot \delta \cdot K_\delta \cdot 10^{-3} \quad [A] \quad (IV-49)$$

IV-10-2- Induction dans la dent statorique :

Elle donnée comme suit :

$$B_{z1} = \frac{t_1 \cdot B_\delta}{K_{fer} \cdot b_{z1}} \quad [T] \quad (IV-50)$$

IV-10-3- Force magnétomotrice de la dent statorique :

Elle donnée par :

$$F_{z1} = h_{z1} \cdot H_{z1} \cdot 10^{-3} \quad [A] \quad (IV-51)$$

Avec :

- H_{z1} (voir le tab): Intensité du champ magnétique dans la dent qui correspondant à B_{z1} .

IV-10-4-Induction dans la dent du rotor :

L'induction de la dent rotorique est donnée par

$$B_{z2} = \frac{t_2 \cdot B_\delta}{K_{fer} \cdot b_{z2}} \quad [T] \quad (IV-52)$$

IV-10-5-Force magnétomotrice de la dent rotorique :

La force magnétomotrice dans la dent du rotor est donné par :

$$F_{z2} = H_{z2} \cdot (h_{z2} - 0,4 \cdot d_{en22}) \cdot 10^{-3} \quad [A] \quad (IV-53)$$

Avec :

H_{z2} (voir le tab): Intensité du champ magnétique dans la dent rotorique correspondant.

IV-10-6-Induction du dos du stator :

L'induction du dos du stator est donnée par la formule suivante :

$$B_{c1} = 0,5 \cdot \frac{\alpha_i \cdot \tau_{p1} \cdot B_\delta}{K_{fer} \cdot h_{c1}} \quad [T] \quad (IV-54)$$

IV-10-7- Force magnétomotrice dans la culasse statorique :

Elle est donnée par :

$$F_{c1} = L_{c1} \cdot H_{c1} \cdot 10^{-3} \quad [A] \quad (IV-55)$$

Avec :

- H_{c1} : Intensité du champ magnétique correspondant à l'induction dans la culasse, elle donnée par le tableau 2

IV-10-8- Induction de la culasse rotorique :

L'induction de la culasse rotorique est donnée par :

$$B_{c2} = 0,5 \cdot \frac{\alpha_i \cdot \tau_{p2} \cdot B_\delta}{K_{fer} \cdot h_{c2}} \quad [T] \quad (IV-56)$$

IV-10-9-Force magnétomotrice dans la culasse rotorique :

Elle s'exprime par la relation suivante :

$$F_{c2} = L_{c2} \cdot H_{c2} \cdot 10^{-3} \quad [A] \quad (IV-57)$$

Avec :

➤ H_{c2} : Intensité du champ magnétique correspondant à l'induction (B_{c2}).

IV-10-10- Force magnétomotrice totale :

La somme magnétique totale est la somme des forces magnétiques partielles du circuit, elle est donnée par la relation suivant :

$$F_t = \sum F_i = 2 \cdot F_\delta + 2 \cdot F_{z1} + 2 \cdot F_{z2} + F_{c1} + F_{c2} \quad [A] \quad (IV-58)$$

IV-10-11-Coefficient de la saturation de la machine

Le Coefficient de la saturation de la machine s'exprime comme suite :

$$K_\mu = \frac{\sum F_i}{2 \cdot F_\delta} \quad (IV-59)$$

IV-10-12-Courant magnétique :

Le courant magnétique représente la partie réactive du courant à vide. Il est donné par la relation suivant :

$$I_\mu = \frac{P \cdot F}{0.9 \cdot m_1 \cdot W_1 \cdot K_{enr1}} \quad [A] \quad (IV-60)$$

IV-10-13-Coefficient de dispersion magnétique du stator :

Il est donné par :

$$\sigma_\mu = \frac{X_1}{X_m} \quad (IV-61)$$

IV-9-14-Force électromotrice à vide :

Elle est donnée par la relation suivant :

$$E_0 = \frac{U_n}{(1 + \sigma_\mu)} \quad [V] \quad (IV-62)$$

Résultats du calcul du circuit magnétique du moteur monophasé

<i>Paramètres</i>	<i>Sources</i>	<i>Valeurs</i>	<i>Désignations</i>
F_{δ}	V-49	182.15	Force magnétomotrice dans l'entrefer [A]
B_{z1}	V-50	1.017	Induction dans la dent stator [T]
F_{z1}	V-51	2.646	Force magnétomotrice de la dent [A]
B_{z2}	V-52	0.869	Induction dans la dent rotor [T]
F_{z2}	V-53	1.090	Force magnétomotrice de la dent [A]
B_{c1}	V-54	0.993	Induction du dos du stator [T]
F_{c1}	V-55	17.131	Force magnétomotrice dans la culasse statorique [A]
B_{c2}	V-56	1.936	Induction de la culasse rotorique [T]
F_{c2}	V-57	51.232	Force magnétomotrice dans la culasse [A]
F_t	V-58	440.135	Force magnétomotrice totale [A]
K_{μ}	V-59	1.208	Coefficient de la saturation de la machine
I_{μ}	V-60	0.287	Courant magnétique [A]
X_m	V-61	358.974	Réactance de magnétique [Ω]
σ_{μ}	V-62	0.041	Coefficient de dispersion
E_0	V-63	211.335	Force électromotrice à vide [V]

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24
A	A	A	A	A	A	A	A	-	-	-	-	X	X	X	X	X	X	X	X	-	-	-	-

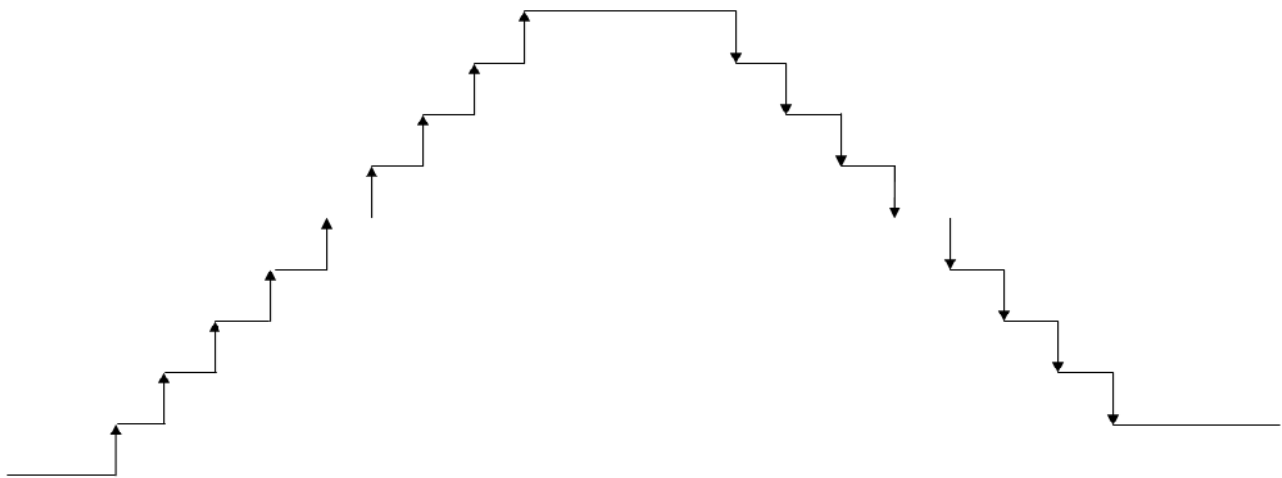


Figure II-2 : L'allure de la FMM due au courant statorique (moteur monophasé)

Chapitre-V

Présentation de la méthode

des éléments

V-Introduction :

Des prémices à aujourd'hui, deux problèmes m'ajoute se sont posés celui de l'analyse et de conception de système électromagnétique. Le premier consiste à déterminer les performances d'une structure d'une structure donnée, alors que le seconde a pour mission de trouver la structure repende à besoin donné.

De nombreuses méthodes empirique et analytique ont été développées. Ces derniers basée sur des modèles simplificateurs deviennent insuffisants, dès que la complexité de la géométrie s'accroît et que certaine matériaux possèdent des caractéristique non linéaire.

La méthode des éléments finis est une méthode de référence qui s'est imposée par la précision des résultats qu'elle fournit. Elle est très utilisée pour la résolution des divers problèmes rencontrés en pratique : stationnaire ou non, linéaire ou non définis dans le domaine géométrique quelconque à une deux ou trois dimension.

Pour des configurations complexes comme des machines électrique, la méthode des éléments finis est une méthode numérique puissante pour la résolution des problèmes de champ électromagnétique.

V-1-Présentation de la méthode des éléments finis :

La méthode des éléments finis est une méthode, précis et permettent la prise en compte de phénomènes physiques différents et fortement couplés (thermique, électrique, magnétique, vibratoire, mécanique). Plus la modélisation sera fine et prendra en compte un nombre de phénomènes croissant, plus le temps de simulation sera important. Les modèles éléments finis sont des modèles directs. Le champ électromagnétique est calculé avec la résolution des équations de Maxwell des états quasi-stationnaires. Ces équations qui lient le champ électrique E , le champ magnétique H , l'induction électrique D et l'induction magnétique B , régissent tout système électromagnétique.

V-2-Formulations des équations d'électromagnétique :

V-2-1-Equations de Maxwell :

Les phénomènes qui interviennent dans les dispositifs électrotechniques spécialement les machines électriques sont décrits par les différentes équations de Maxwell qui sont :

- Equation conservation de flux : $\text{div } \vec{B} = 0$ (V-1)

- Equation Maxwell- Faraday : $\text{rot}(\vec{E}) = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$ (V-2)

- Equation de Maxwell-Ampère : $\text{rot} \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$ (V-3)

- Equation de maxwell-Gauss : $\text{div} \vec{D} = \rho$ (V-4)

Avec :

$E(\text{v.m}^{-1})$: Champ électrique ;

\vec{B} (T : Induction magnétique ;

$\vec{H}(\text{A.m}^{-1})$: Champ magnétique ;

\vec{J} (A.m^{-2}) : Densité de courant ;

\vec{D} (c.m^{-2}) : Induction électrique ;

ρ (c.m^{-3}) : Charge volumique ;

La résolution de ces équation ne peut s'effectuer sans les relations constitutives du milieu.une relation constitutive décrit localement le comportement des grandeurs électromagnétique dans un matériau donné. Dans le cas des matériaux isotrope ces relations s'écrivent :

❖ Les relations du milieu :

- Pour les matériaux magnétiques : $\vec{B} = \mu \vec{H} + \vec{B}_r$ (V-5)

Avec :

\vec{B}_r : Induction magnétique rémanente ;

μ : Perméabilité magnétique absolue et $\mu = \mu_0 \cdot \mu_r$

μ_0 : Permiabilité magnétique du vide, $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ [H.m^{-1}]

μ_r : Perméabilité magnétique relative du milieu ;

- Pour les matériaux diélectriques : $\vec{D} = \epsilon \cdot \vec{E}$ (V-6)

Avec :

$$\varepsilon = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r$$

ε : Permittivité électrique absolue

ε_0 : Permittivité électrique du vide ; $\varepsilon_0 = \frac{1}{36\pi} 10^{-9}$ [F.m⁻¹]

ε_r : Permittivité électrique relative du milieu ;

V-2-2-Loi d'ohm :

$$\vec{J} = \vec{J}_S + \sigma \cdot \vec{E} \quad (\text{V-7})$$

Avec :

σ : Conductivité électrique ; [s.m⁻¹]

\vec{J}_S : Densité de courant provenant ; [A.m⁻²]

V-2-3-Equation de continuité

Cette équation exprime le fait que les charges électriques sont conservées. Elle est décrite à partir de l'équation de Maxwell-Ampère. On a :

$$\overrightarrow{\text{rot}} \cdot \vec{H} = \vec{J}_c + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{V-8})$$

En appliquant la divergence aux deux membres de l'équation (V-8), on aura :

$$\text{div} \cdot (\overrightarrow{\text{rot}} \cdot \vec{H}) = \text{div} \cdot \left(\vec{J}_c + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \right) \quad (\text{V-9})$$

Comme :

$$\text{div} \cdot (\overrightarrow{\text{rot}} \cdot \vec{H}) = 0 \quad (\text{V-10})$$

Et :

$$\text{div} \cdot \left(\vec{J}_c + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \right) = \text{div} \cdot \vec{J}_c + \frac{\partial}{\partial t} (\text{div} \cdot \vec{D}) \quad (\text{V-11})$$

D'après l'équation de Maxwell-Gauss ($\text{div} \cdot \vec{D} = \rho$), on aboutit à l'équation de continuité suivante :

$$\text{div} \cdot \vec{J}_c + \frac{\partial \rho}{\partial t} = 0 \quad (\text{V-12})$$

V-2-4-Relations de passage :

La résolution des équations de Maxwell nécessite la connaissance des conditions aux limites et des relations de passage d'un milieu à un autre pour les champs mis en jeu.

- Si les différents matériaux sont présents, la loi intégrale du gauss exige cela :

$$\eta(\varepsilon_a E_a - \varepsilon_b E_b) = \sigma_s \quad (\text{V-13})$$

Dans l'interface de différents matériaux, σ_s est la densité de charge extérieure et η dénote la composante normale de \vec{E} .

- Une densité de courant extérieur dans une surface S cause une discontinuité de l'intensité de champ magnétique \vec{H} . La loi d'Ampère exige cela :

$$\eta(\vec{H}_a - \vec{H}_b) = K \quad (\text{V-14})$$

Dans l'interface d'une surface. K est la densité de courant extérieur et η dénote de la composante normale de \vec{H} .

- L'état de continuité lié à la conservation de charge est :

$$\eta(\vec{J}_a - \vec{J}_b) + \frac{d\sigma_s}{dt} = 0 \quad (\text{V-15})$$

- L'état de continuité lié à la loi de Faraday est :

$$\eta(\vec{E}_a - \vec{E}_b) = 0 \quad (\text{V-16})$$

- L'état de continuité lié à la loi intégrale de Gauss du flux magnétique est :

$$\eta(\vec{B}_a - \vec{B}_b) = 0 \quad (\text{V-17})$$

V-2-5-Passage des champs aux potentiels :

Les potentiels électromagnétiques sont introduits lorsque le rotationnel ou la divergence d'un champ électromagnétique est nul.

- Etant donné que la divergence de l'induction magnétique B est nulle

$$\text{div}.\vec{B} = 0 \quad (\text{V-18})$$

- Ce qui permet d'introduire un potentiel vecteur magnétique A tel que :

$$\vec{B} = \overrightarrow{\text{rot}}.\vec{A} \quad (\text{V-19})$$

- En électrostatique, le rotationnel du champ électrique nul

$$\overrightarrow{\text{rot}}.\vec{E} = 0 \quad (\text{V-20})$$

- Implique un champ gradient d'un potentiel scalaire électrique V tel que :

$$\vec{E} = -\overrightarrow{\text{grad}}.\vec{A} \quad (\text{V-21})$$

V-3-Formulation du problème électromagnétique :

Pour les fréquences utilisées en électrotechnique, les courants de déplacement $\frac{\partial \bar{D}}{\partial t}$ sont négligeables devant les courants de conduction ce qui se traduit par

$\frac{\partial \bar{D}}{\partial t} \ll \bar{J}$; L'équation (II-3) donc s'écrit alors :

$$\text{rot } \bar{H} = \bar{J} \quad (\text{V-22})$$

On peut introduire un potentiel vecteur magnétique (A) tel que :

$$\bar{B} = \text{rot } \bar{A} \quad (\text{V-23})$$

D'après le théorème d'Helmholtz, un vecteur ne peut être défini que si son rotationnel et sa divergence sont simultanément donnés. Donc ce cas la relation (II-10) ne suffit pas à définir le vecteur \bar{A} , il faut en plus définir sa divergence pour garantir l'unicité de la solution. Dans notre étude, nous utiliserons la jauge de coulomb, soit :

$$\text{div } \bar{A} = 0 \quad (\text{V-24})$$

La substitution de (II-10) dans

$$\text{rot} \left(\bar{E} + \frac{\partial \bar{A}}{\partial t} \right) = 0 \quad (\text{V-25})$$

La relation (II-12) implique qu'il existe un potentiel scalaire (V) tel que :

$$\bar{E} + \frac{\partial \bar{A}}{\partial t} = -\overrightarrow{\text{grad}} V \quad (\text{V-26})$$

D'où

$$\bar{E} = -\frac{\partial \bar{A}}{\partial t} - \overrightarrow{\text{grad}} V \quad (\text{V-27})$$

La substance de par son expression (II-15) dans l'équation (II-17) nous donne :

$$\bar{J} = \bar{J}_s - \sigma \frac{\partial \bar{A}}{\partial t} - \sigma \overrightarrow{\text{grad}} V \quad (\text{V-28})$$

A partir de : (II-5), (II-10), (II-11) et (II-16) on a :

$$\overrightarrow{\text{rot}} \left(\frac{1}{\mu} \text{rot } \bar{A} \right) = \bar{J}_s - \sigma \frac{\partial \bar{A}}{\partial t} - \sigma \overrightarrow{\text{grad}} V + \text{rot} \left(\frac{1}{\mu} B_r \right) \quad (\text{V-29})$$

Dans le cas des systèmes de géométries complexes ou la circulation des champs suivent les trois directions de l'espace, la modélisation tridimensionnelle est incontournable. Néanmoins, une telle modélisation (par exemple la méthode des éléments finis) conduit à des systèmes algébrique de grande taille dont la résolution peut s'avérer coûteuse en temps de calcul à cause des techniques numérique employées.

En exploitant les particularités des dispositions des matériaux dans les systèmes, on peut parfois se ramener à des modèles bidimensionnels qui représentent assez correctement les phénomènes pour des coûts de calcul raisonnables.

Dans les machines électriques à flux radial la disposition des conducteurs dans le sens longitudinal favorise l'établissement du champ magnétique dans les palans transversaux. La distribution du champ est supposée invariante suivant la direction longitudinale. Un modèle bidimensionnel permet ainsi d'obtenir la solution avec une précision jugée suffisante.

C'est pourquoi nous limiterons notre étude à la résolution des équations électromagnétiques en 2D. L'invariance selon l'axe Oz, perpendiculaire au plan Oxy de l'étude, conduit aux deux points suivants :

- Le potentiel vecteur A n'a qu'une composante (selon Oz) ;
- La vectrice densité de courant J n'a qu'une composante (selon Oz) ;

Ceci se traduit par :

$$\begin{aligned} \text{➤ } \vec{A} &= A(x, y, t) \vec{z} \\ \text{➤ } \vec{J} &= J(x, y, t) \vec{z} \end{aligned}$$

Le potentiel (V) dans les applications qui nous intéressent (modélisation des machines électriques alimentées en tension) est une grandeur fixée à gradient nul

De ce fait l'équation (II-17) s'écrit sous la forme :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial y} \right) = -J_s + \sigma \frac{\partial A}{\partial t} - \left(\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} (B_r)_y \right) - \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} (B_r)_x \right) \right) \quad (\text{V-30})$$

V-4-Formulation magnétostatique :

Les lois fondamentales des champs magnétostatique sont la loi d'Ampère et la loi de la conservation du flux magnétique :

$$\overrightarrow{rot} \cdot \vec{H} = \vec{J} \quad (\text{V-31})$$

$$div \cdot \vec{B} = 0 \quad (\text{V-32})$$

$$\vec{B} = \mu \cdot \vec{H} \quad (\text{V-33})$$

Etant donné que la divergence de B est nulle, On peut introduire un potentiel vecteur magnétique (\vec{A}) tel que :

$$\vec{B} = \overrightarrow{rot} \cdot \vec{A} \quad (\text{V-34})$$

En introduisant l'équation (V-33) et (V-34) dans (V-30) on obtient :

$$\overrightarrow{\text{rot}}(\overrightarrow{\text{rot}}.\vec{A}) = \mu.\vec{J} \quad (\text{V-35})$$

En appliquant l'identité de vecteur :

$$\overrightarrow{\text{rot}}(\overrightarrow{\text{rot}}.\vec{A}) = \overrightarrow{\text{grad}}.(div.\vec{A}) - \nabla^2 \vec{A} \quad (\text{V-36})$$

La condition de Jauge de Coulomb permet de poser :

$$div.\vec{A} = 0 \quad (\text{V-37})$$

Donc :

$$\overrightarrow{\text{rot}}(\overrightarrow{\text{rot}}.\vec{A}) = -\nabla^2 \vec{A} \quad (\text{V-38})$$

De (V-38) et (V-35), on aura :

$$\nabla^2 \vec{A} = -\mu.\vec{J} \quad (\text{V-39})$$

Sachant que :

$$\vec{J} = \vec{J}_s - \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \quad \text{Avec : } \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = 0 \quad \text{D'où : } \vec{J} = \vec{J}_s$$

Donc l'équation (V-39) est donnée par :

$$\nabla^2 \vec{A} = -\mu.\vec{J}_s \quad (\text{V-40})$$

C'est l'équation magnétostatique en termes de potentiel vecteur magnétique avec terme source.

➤ En coordonnées cylindriques

Dans le plan [r,z],

On a : $\vec{A} = (0, A_\varphi, 0)$, $\vec{J}_s = (0, J_{s\varphi}, 0)$

$$\nabla^2 \vec{A} = \frac{\partial}{\partial r} \left[\frac{1}{r} \frac{\partial(rA_\varphi)}{\partial r} \right] + \frac{\partial}{\partial z} \left[\frac{1}{r} \frac{\partial(rA_\varphi)}{\partial z} \right] \quad (\text{V-41})$$

En remplaçant (V-41) dans (V-40), on aura :

$$\frac{\partial}{\partial r} \left[\frac{1}{r} \frac{\partial(rA_\varphi)}{\partial r} \right] + \frac{\partial}{\partial z} \left[\frac{1}{r} \frac{\partial(rA_\varphi)}{\partial z} \right] = -\mu.J_{s\varphi} \quad (\text{V-42})$$

➤ **En coordonnées cartésiennes**

Dans le plan [x,y],

On a : $\vec{A} = (0,0,A_z)$, $\vec{J}_s = (0,0,J_{sz})$

$$\nabla^2 \vec{A} = \frac{\partial}{\partial x} \left[\frac{\partial A_z}{\partial x} \right] + \frac{\partial}{\partial y} \left[\frac{\partial A_z}{\partial y} \right] \quad (\text{V-43})$$

En remplaçant (V-43) dans (V-40), on aura :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left[\frac{\partial A_z}{\partial x} \right] + \frac{\partial}{\partial y} \left[\frac{\partial A_z}{\partial y} \right] = -\mu_0 J_{sz} \quad (\text{V-44})$$

V-5-Condition aux limites :

V-5-1-Condition de Dirichlet :

Cette condition impose la valeur exacte de l'inconnue sur la frontière extérieure du domaine de résolution :

$$A = g_0 \quad (\text{V-43})$$

Avec :

A : Fonction inconnue de problème

g_0 : Une constante ;

On parle de la condition Dirichlet homogène $A = 0$ le long de la frontière du domaine.

V-5-2- Condition de Neumann :

C'est une condition qui nous renseigne sur la valeur du composant normal de l'inconnue sur la limite du domaine étudié.

$$\frac{\partial A}{\partial n} = g_0 \quad (\text{V-45})$$

Habituellement, on parle de la condition de Neumann sur les plans de symétrie, quand $\frac{\partial A}{\partial n} = 0$, défini le long de la frontière du domaine.

V-5-3-Condition mixte Dirichlet –Neumann :

C'est la condition des deux types de condition aux limites. Elle s'exprime par :

$$a A + b \frac{\partial A}{\partial n} = g \quad (\text{V-46})$$

Ou : a et b constante définies sur le domaine d'étude et g la valeur de l'inconnue sur la frontière.

➤ Condition de périodicité

Elles sont dites cycliques et anti cyclique.

$$A|_{\Gamma} = K \cdot A|_{\Gamma} + d\Gamma \quad (\text{V-47})$$

Avec :

$d\Gamma$: Période spatial (suivant le contour Γ)

$K=1$: Cyclique.

$K=-1$: Anticyclique.

C'est deux conditions sont utilisées pour exploiter la symétrie inhérente dans certains problèmes afin de réduire les dimensions du domaine d'étude, ainsi que dans ceux à frontières ouvertes.

V-6-Discretisation et approximation :

L'idée fondamentale de la méthode des éléments finis est de subdiviser la région à étudier en petite sous région appelées élément fini constituant le maillage. Les fonctions inconnues sont approximées sur chaque élément fini par simple fonction appelée fonction de forme qui continue et définit chaque élément seul.

La forme des éléments est directement liée à la dimension du problème (2D ou 3D). Pour une géométrie en (2D), on utilise généralement des triangles ou des quadrilatères, pour une géométrie en (3D), on utilise les tétraèdres, les prismes ou les hexaèdres.

La discrétisation est une étape importante dans l'analyse éléments finis car la précision des résultats dépend de la méthode de discrétisation et de la finesse de cette subdivision en sous-domaines.

La fonction inconnue est approchée dans chaque élément par une fonction d'interpolation nodale, faisant intervenir les valeurs de l'inconnue aux nœuds de ces éléments ainsi que les coordonnées géométriques de ces nœuds.

L'inconnue A est décrite dans chaque élément e par une combinaison linéaire des valeurs A_i^e aux nœuds :

$$A^e = \sum_{i=1}^3 \alpha_i^e A_i^e$$

Avec sont des fonctions de pondération devant vérifier :

$$\alpha_i^e(x_j, y_j) \begin{cases} 1 & \text{Si } i = j \\ 0 & \text{Si } i \neq j \end{cases}$$

Dans le cas du calcul du champ dans les structures électromagnétiques, les éléments de formes triangulaires sont les plus utilisés. Cette subdivision exclusivement triangulaire du premier ordre à l'avantage de s'adapter à tout configuration géométrique et permet de traite des expressions simples.

Dans le cas de l'élément triangulaire représenté sur la figure (V-1) , les fonction de pondération sont :

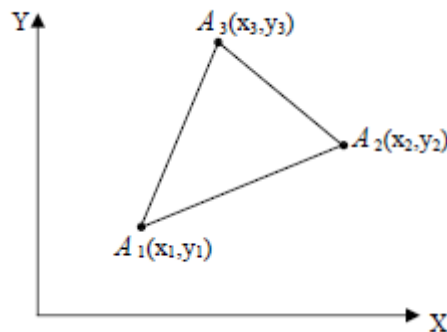


Figure (V-1) : Elément triangulaire.

$$\alpha_1 = \frac{1}{2 \cdot l} [(x_2 \cdot y_3 - x_3 \cdot y_2) + (y_2 - y_3) \cdot x + (x_3 - x_2) \cdot y]$$

$$\alpha_2 = \frac{1}{2 \cdot l} [(x_3 \cdot y_1 - x_1 \cdot y_3) + (y_3 - y_1) \cdot x + (x_1 - x_3) \cdot y]$$

$$\alpha_3 = \frac{1}{2} [(x_1 \cdot y_2 - x_2 \cdot y_1) + (y_1 - y_2) \cdot x + (x_2 - x_1) \cdot y]$$

Ou : est l'air de l'élément.

$$2. = \begin{vmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \end{vmatrix} = (x_1 \cdot y_2 - x_2 \cdot y_1) + (x_3 \cdot y_1 - x_1 \cdot y_3) + (x_2 \cdot y_3 - x_3 \cdot y_2)$$

$$= \frac{1}{2} [(x_2 - x_1)(y_3 - y_1) - (x_3 - x_1)(y_2 - y_1)] \quad (V-15)$$

V-7-Formulation intégrale :

On procède à la résolution par la méthode des éléments fins de l'équation régissant le comportement électromagnétique des structures étudiées soit par la minimisation d'une fonctionnelle liée à la l'énergie emmagasinée dans les éléments (méthode vibrationnelle), soit par une formulation intégrale du problème (méthode des résidus pondérés). Ces deux méthodes sont équivalentes et conduisent à partir d'un certain point aux mêmes développements mathématiques.

V-8-Technique de prise en compte du mouvement :

Le mouvement dans une machine électrique tournant présente des difficultés de géométrie variable. Un remaillage global de la structure à chaque pas de rotation est une tâche assez longue et entachée d'erreurs du fait de la définition constante des maillages des deux parties en mouvement.

Diverses techniques de prise en compte du mouvement viennent résoudre ce problème, dont nous citons :

- La technique du macro-élément ;
- La technique du linge de glissement ;
- La méthode du double entrefer ;
- La continuité par multiplicateurs de Lagrange ;
- La bonde de roulement

V-9-Formulation éléments finis :

Comme nous l'avons précédemment évoquée, la méthode des éléments finis a pour but de remplacer un problème mathématique défini dans un milieu continu et sous forme d'équations différentielles ou intégrales, par un problème discret sous forme matricielle qu'il est possible à résoudre numériquement.

V-10- Conclusion :

Une revue générale des principales étapes permettant la résolution d'un problème électromagnétique par la méthode des éléments finis est faite dans ce chapitre ainsi que les différentes techniques de prise en compte du mouvement ont été présentées.

Chapitre – VI

Simulation par logiciel

FEMM

VI-1-Introduction :

Le fonctionnement des machines électriques est directement lié à la distribution des lignes du champ magnétique au sein de leur structure. La connaissance de cette distribution permet de déterminer les grandeurs nécessaires à leur dimensionnement comme le flux, les inductions, le couple électromagnétique, etc.

La méthode des éléments finis est l'un des méthodes numériques les plus utilisées pour le calcul du champ magnétique dans les machines électriques.

Le calcul par cette méthode est largement développé au cours des ces dernières années grâce à la grande amélioration dans le domaine d'informatique. Cette avance a mis au point de logiciels très performants exemple (FEMM) qui permet de traiter des problèmes électromagnétiques les plus compliquées.

VI-2-Présentation du logiciel FEMM :

FEMM est un ensemble de programmes pour résoudre des problèmes électromagnétiques basse fréquence sur deux dimensions planes et axisymétriques domaines. Le programme aborde actuellement linéaires / non linéaires problèmes magnétostatiques, linéaire / problèmes magnétiques harmoniques de temps non linéaire, les problèmes électrostatiques linéaires, et des problèmes de flux de chaleur en régime stationnaire.

FEMM est divisé en trois parties :

- ❖ **Shell interactif (femm.exe)** : Ce programme est un préprocesseur Multiple Document Interface et un post-processeur pour les différents types de problèmes résolus par éléments finis. Il contient une carte comme interface pour la pose sur la géométrie du problème à résoudre et de définir les propriétés des matériaux et les conditions aux limites.
- ❖ **Fichiers Auto cade DXF** : Peuvent être importés pour faciliter l'analyse des géométries existantes. Des solutions sur le terrain peuvent être affichées sous forme de contour et densité des parcelles.
- ❖ **Triangle.exe** : Triangle se décompose de la région de solution dans un grand nombre de triangles, une partie essentielle du processus des éléments finis.
- ❖ **Solveurs (fkern)** : Résoudre les problèmes de flux de chaleur; et de problèmes de circulation de courant. Chaque solveur prend un ensemble de fichiers de données qui décrivent problème et permet de résoudre les équations différentielles partielles correspondantes pour obtenir des valeurs pour le champ souhaité tout au long du domaine de solutions.

VI-3-Equations aux Dérivées Partielles pertinentes :

FEMM traite de certains cas limites des équations de Maxwell. Les problèmes de magnétisme abordés sont ceux qui peuvent être conoïde comme «des problèmes de basse fréquence», dans lequel les courants de déplacement peuvent être ignorés. Courants de déplacement sont généralement pertinents pour Magnétiques problèmes qu'à des fréquences radio. Dans la même veine, l'électrostatique solveur considère le cas inverse dans lequel seul le champ électrique est considéré et le champ magnétique est négligé. FEMM résout également 2D / révolution l'état d'équilibre troubles de la conduction de la chaleur. Ce problème de dissipation de chaleur est mathématiquement très similaire à la solution des problèmes électrostatiques.

VI-3-1- problèmes magnétostatique :

Magnétostatiques problèmes sont des problèmes dans les domaines qui sont invariants dans le temps.

VI-3-2-Problème électrostatiques :

Problèmes électrostatiques considèrent le comportement de l'intensité du champ électrique, E , et la densité de flux électrique (déplacement alternativement électrique), D . Il ya deux conditions que ces quantités doivent obéir. La première condition est la forme différentielle de la loi de Gauss, qui dit que le flux de tout volume fermé est égal à la charge contenue dans le volume. Déplacement et l'intensité de champ sont également liés les uns aux autres par l'intermédiaire de la relation constitutive.

VI-4-Conditions aux limites :

Une discussion des conditions aux limites est nécessaire afin que l'utilisateur ne manque pas de définir un nombre suffisant de conditions aux limites pour garantir une solution unique.

VI-4-1-Dirichlet :

Dans ce type de condition limite, la valeur de A ou de potentiel V est explicitement défini sur le bord, par exemple, $A = 0$ L'utilisation la plus courante de Dirichlet de type conditions aux limites dans les problèmes magnétiques est de définir $A = 0$ le long d'une frontière de garder un flux magnétique de traverser la frontière. Dans les problèmes électrostatiques, les conditions de Dirichlet sont utilisées pour fixer la tension de surface dans le domaine du problème.

VI-4-2-Neumann :

Cette condition limite précise la dérivée normale du potentiel le long de la frontière. Dans les problèmes magnétiques, la condition de Neumann homogène, $\partial A / \partial n = 0$ est défini le long d'une frontière de forcer le flux à passer la frontière à exactement un angle de 90° à la frontière. Ce type de condition limite est compatible avec une interface avec un très hautement métal perméable.

VI-4-3-Boundary :

Cette condition est une sorte de mélange entre Dirichlet et Neumann, imposant une relation entre la valeur de A et sa dérivée normale à la frontière.

VI-5-Exploitation du logiciel du calcul (FEMM) :

Les étapes nécessaires pour analyser un problème sous (FEMM) sont les suivantes :

- Choisir le modèle de calcul (magnétique, électrostatique,...).
- Choisir le plan du travail soit coordonnées cartésiennes ou coordonnées polaire.
- Introduit les dimensions géométriques des différentes parties de la machine.
- Affecter les matériaux des différentes parties de la machine.
- Affecter les sources des courants.
- Choisir les grandeurs à calculer.
- Choisir un maillage adéquat au calcul.
- Lancer la résolution.

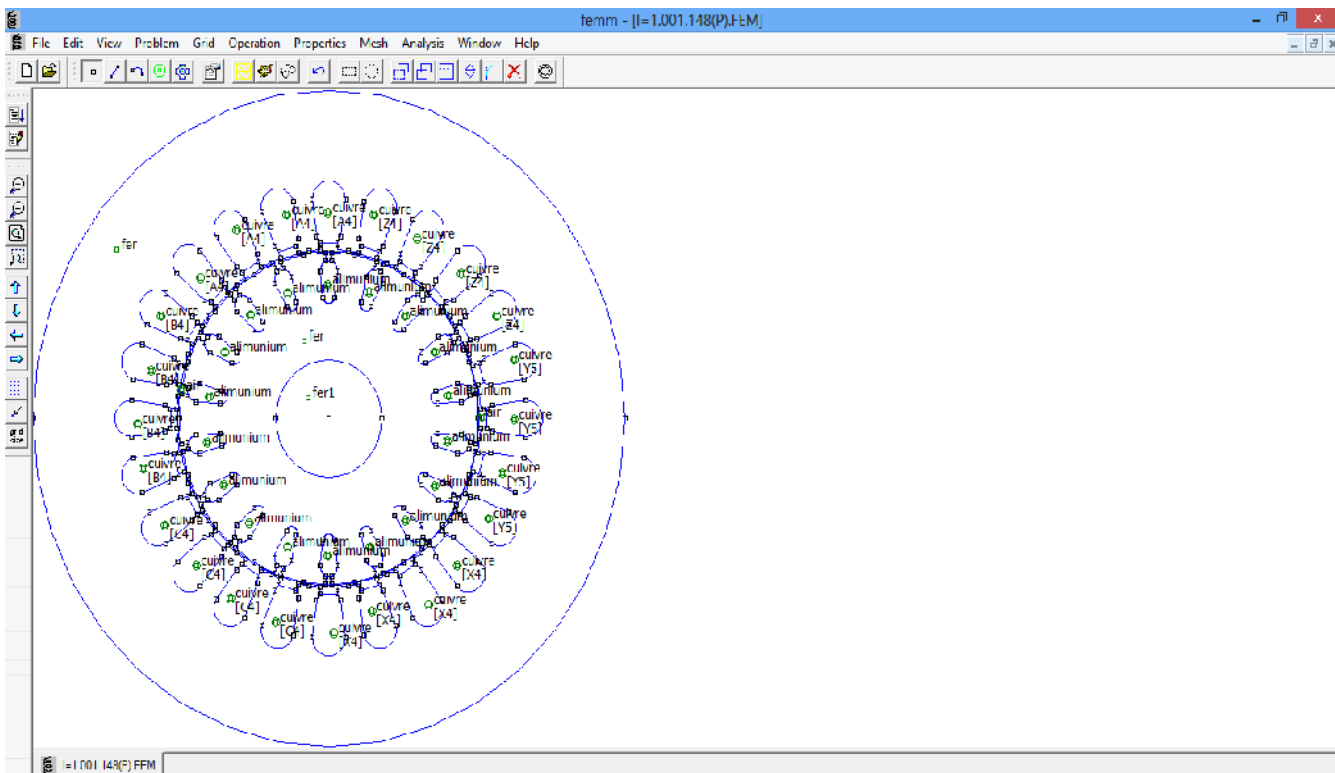


Figure (V-1) : Interface de FEMM

VI-6-Présentation de la structure de la machine :

On mesure à l'aide d'un pied coulisse de précision les dimensions géométriques des tôles magnétiques statoriques et rotoriques de la machine. On porte les mesures obtenues dans les tableaux suivants :

VI-6-1-Mesures obtenues de tôle magnétique statorique :

<i>Dimensions géométriques de la tôle statorique</i>	<i>Valeurs (mm)</i>
Diamètre extérieur du stator D_{ex1}	90.10
Diamètre intérieur du stator D_1	46.30
Hauteur du dos du stator h_{c1}	12.20
Largeur de la dent du stator b_{z1}	03.01
Hauteur de la fente h_{f1}	00.90
Hauteur de la clavette h_{k1}	01.00
Diamètre de l'encoche d_{f1}	05.30
Largeur de l'encoche (coté entrefer) b_{en1}	04.10
Largeur de la fente de l'encoche b_{f1}	02.80

VI-6-2-Mesures obtenues de tôle magnétique rotorique :

<i>Dimensions géométriques de la tôle rotorique</i>	<i>Valeurs (mm)</i>
Diamètre extérieur du rotor D_2	46.30
Diamètre intérieur du rotor D_{in2}	16.10
Hauteur du dos du rotor h_{c2}	07.60
Largeur de la dent du rotor b_{z2}	04.80
Hauteur de la fente h_{f2}	01.00
Petit diamètre de l'encoche d_{en2}	02.00
Grand diamètre de l'encoche d_{en2}	04.80
Largeur de la fente de l'encoche b_{f2}	01.00

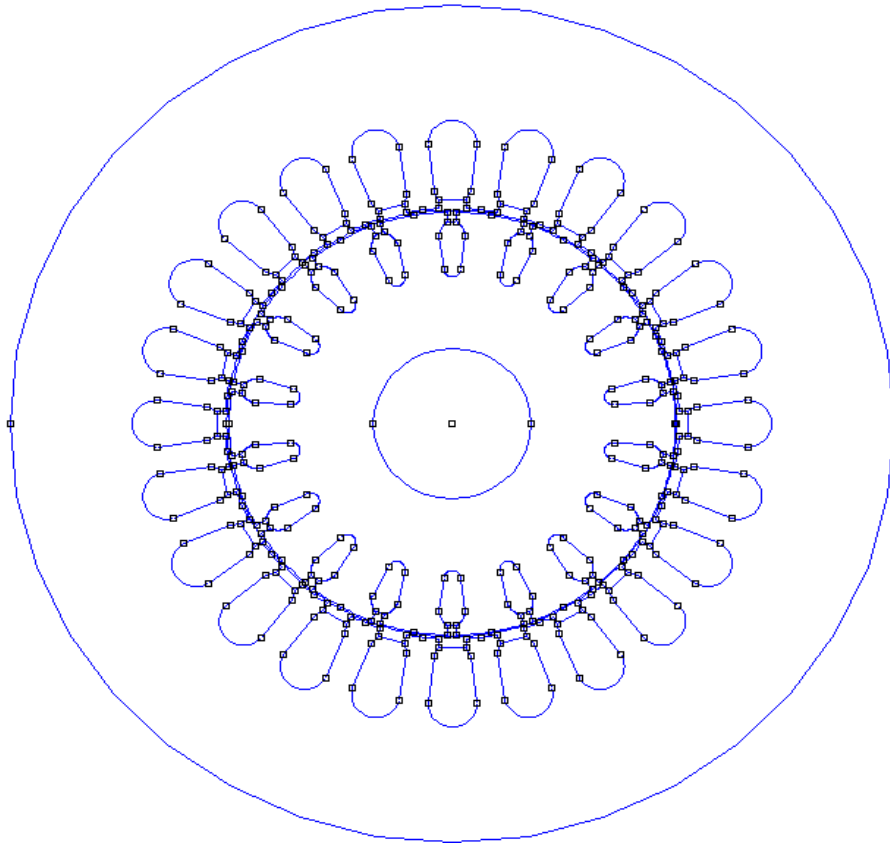


Figure (VI-2) : Vue en coupe la machine a étudier

VI-7-Le maillage :

Bien que les équations différentielles d'intérêt semblent relativement compact, il est généralement très difficile d'obtenir des solutions à forme fermée, sauf pour les géométries simples. C'est là que l'analyse par éléments finis intervient. L'idée des éléments finis est de découper le problème en un grand nombre de régions, chacune avec une géométrie simple (par exemple des triangles). Par exemple, la figure (V-3) montre une carte du Massachusetts décomposée en triangles.

Au cours de ces régions simples, la «vraie» solution pour le potentiel désiré est approchée par une fonction très simple. Si un nombre suffisant de petites régions sont utilisés, le potentiel approximatif correspond étroitement à la solution exacte.

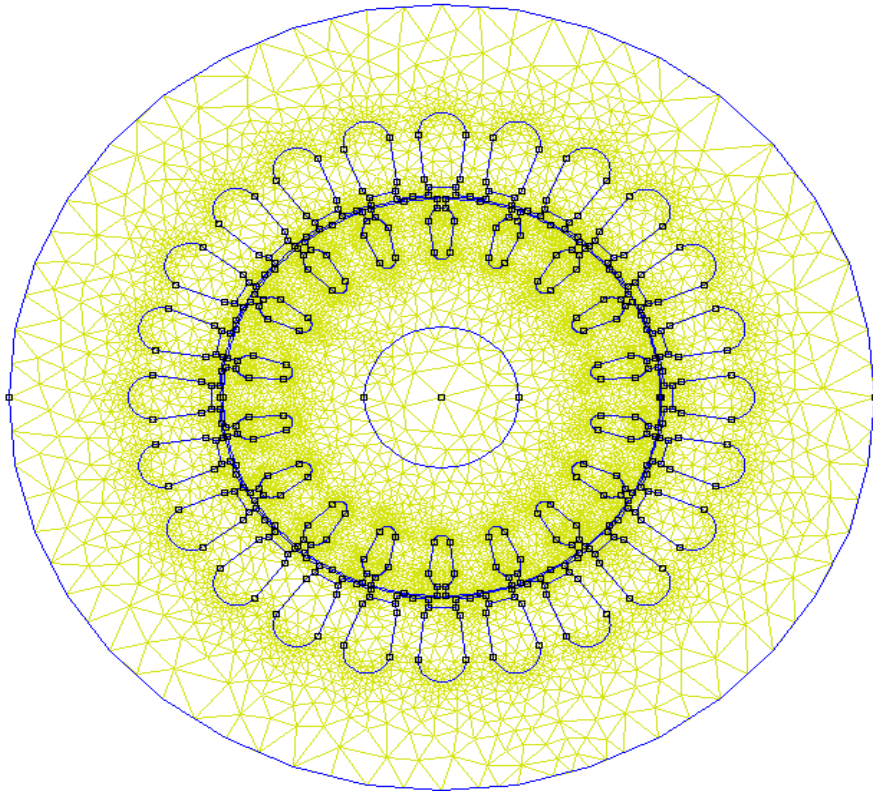


Figure (VI-3) : Maillage de la structure.

VI-8- Visualisation les lignes de champs :

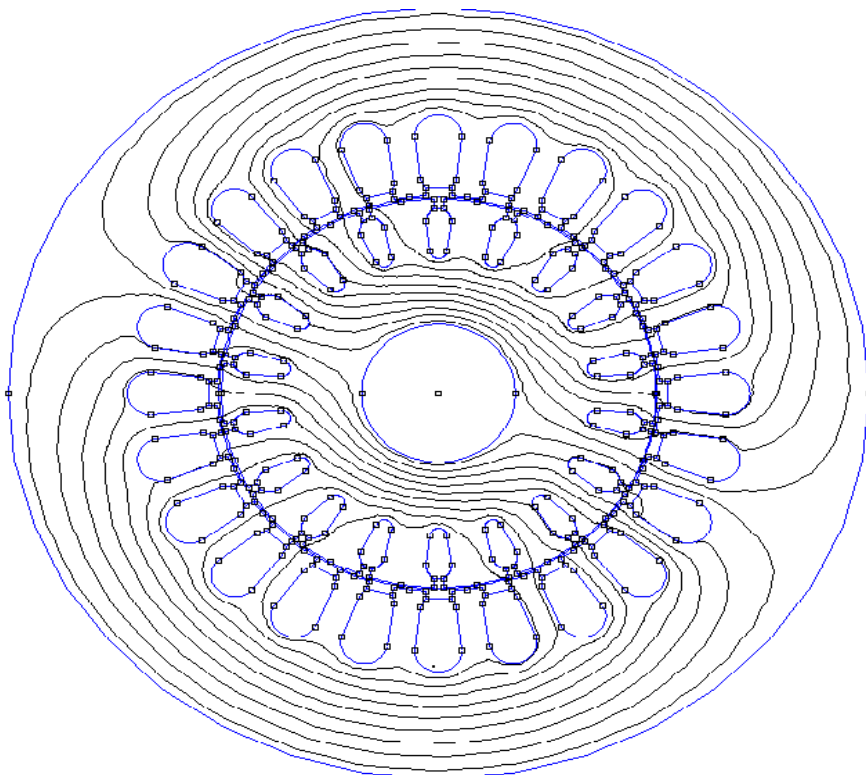


Figure (VI-4) : Cartographie des lignes du champ

VI-9- Visualisation la densité de flux :

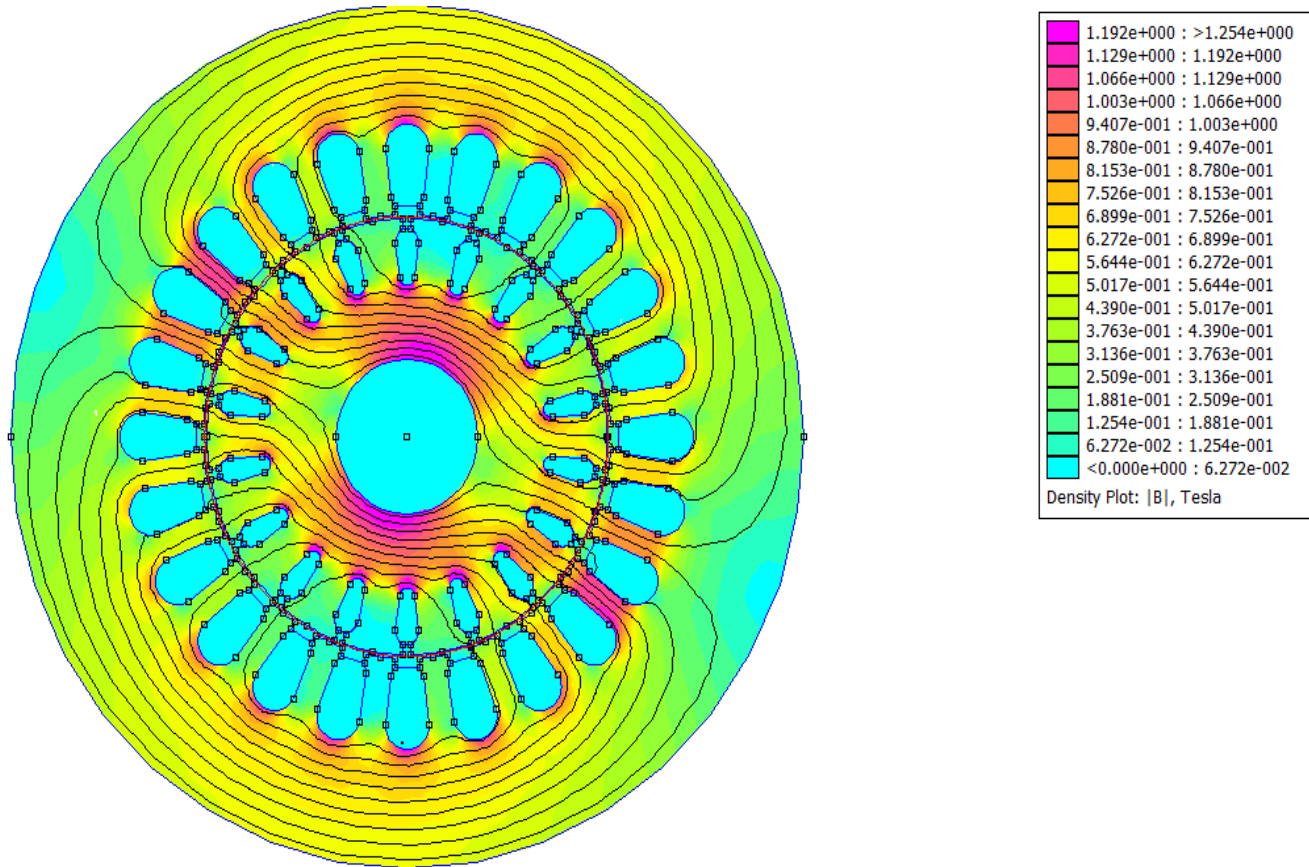


Figure (VI-5) : Densité d'induction magnétique.

VI-10-L'évolution du potentiel, l'induction et champ magnétique dans l'entrefer:

VI-10-1-L'évolution du potentiel :

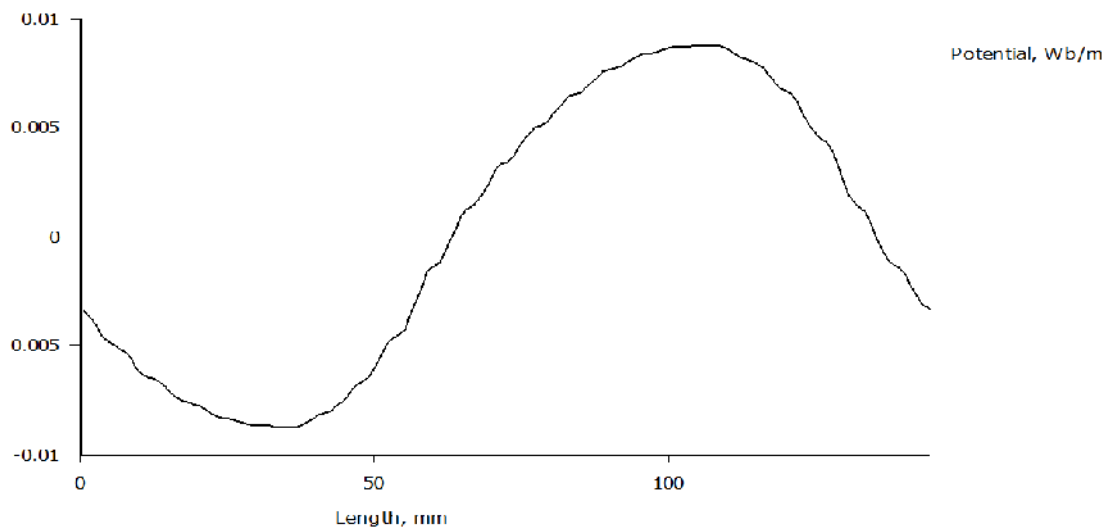


Figure (VI-6) : Allure de potentiel vecteur magnétique

❖ *Interprétation :*

La figure montre que le potentiel vecteur magnétique de la forme sinusoïdale d'amplitude de 0.01 Wb/m, ces alternances sont dues au changement des pôles. Lorsque le potentiel vaut de 0 à proximité de la condition de Neumann et la valeur maximale 0.01Wb/m à proximité de la condition de Dirichlet.

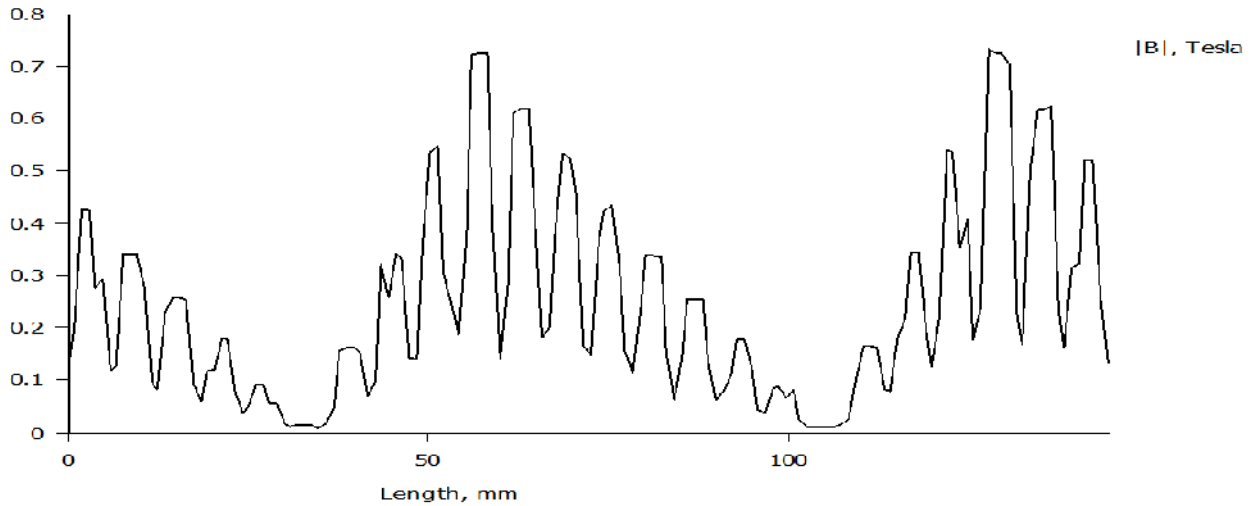
VI-10-2- L'évolution de l'induction :

Figure (VI-7) : L'induction magnétique le long dans l'entrefer.

❖ *Interprétation :*

On remarque que la forme de l'évolution de l'induction normale est une sinusoïdale atteint ces valeurs max 0.74T. Les ondulations qui due aux encoches chaque fois l'encoches sont fermé les ondulations diminue.

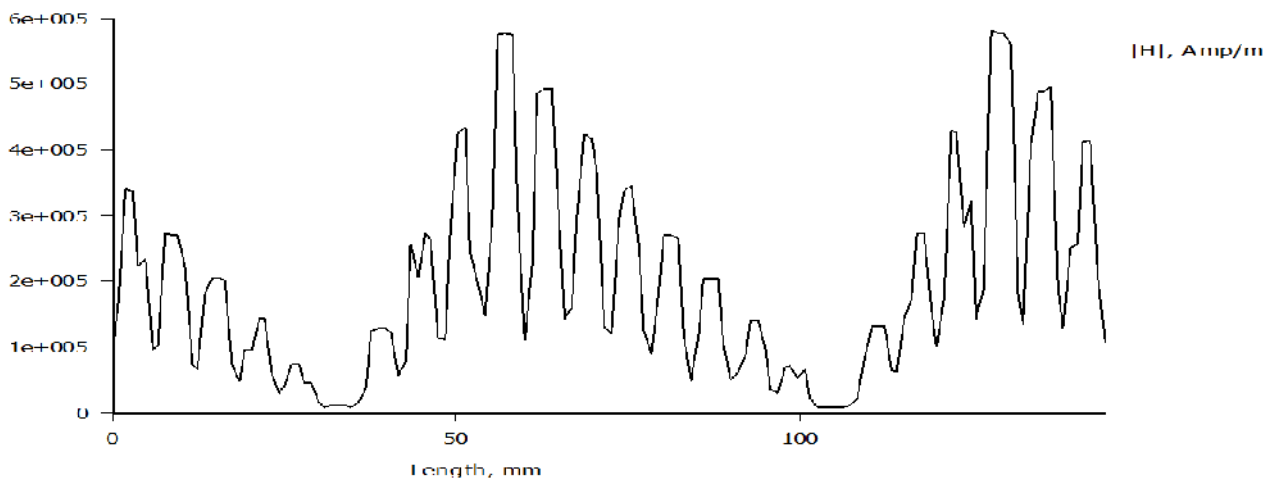
VI-10-3-L'évolution du champ magnétique H :

Figure (VI-8) : Courbe du champ magnétique H dans l'entrefer

❖ *Interprétation :*

On remarque que l'allure de champ magnétique la même que l'induction (forme sinusoïdale). L'allure du module du champ magnétique est une sinusoïde, les petites ondulations sont dues aux sauts de perméabilité, car la perméabilité est différente d'une région une autre, là ou la perméabilité est faible le champ sera diminué.

VI-11-Moteur monophasé :**VI-11- La structure du moteur monophasé :**

La structure du moteur monophasé d'une ouverture complète avec définition des différents milieux et propriétés, les conditions aux limites.

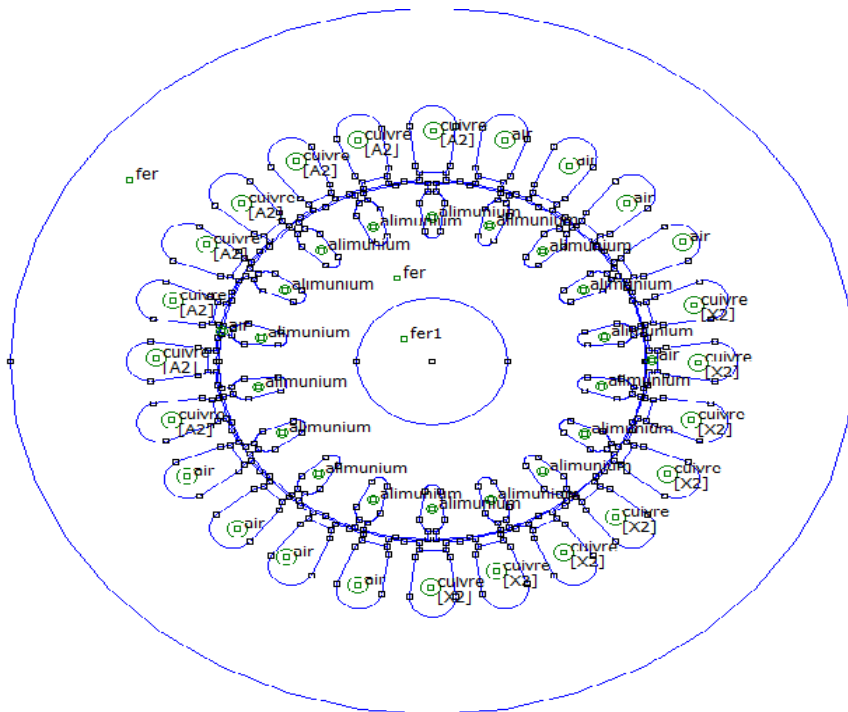


Figure (VI-9) : Structure complète du moteur

VI-2-1-10- Distribution des lignes de champs :

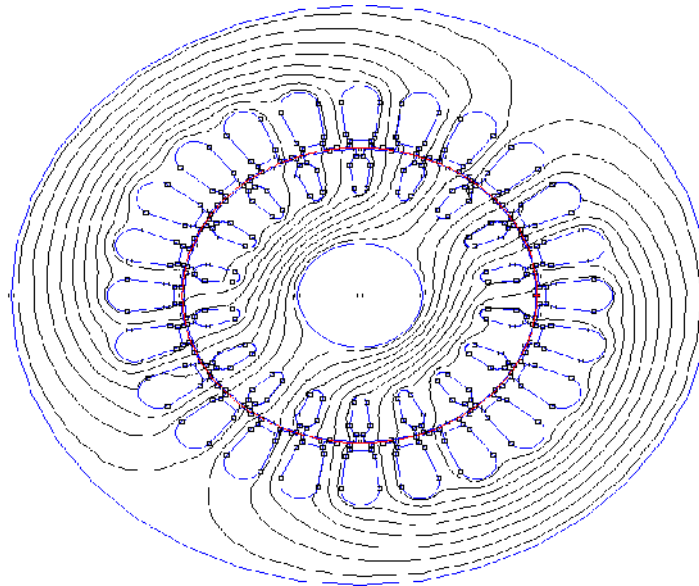


Figure (VI-10) : distribution des lignes de champs avec les conditions aux limites

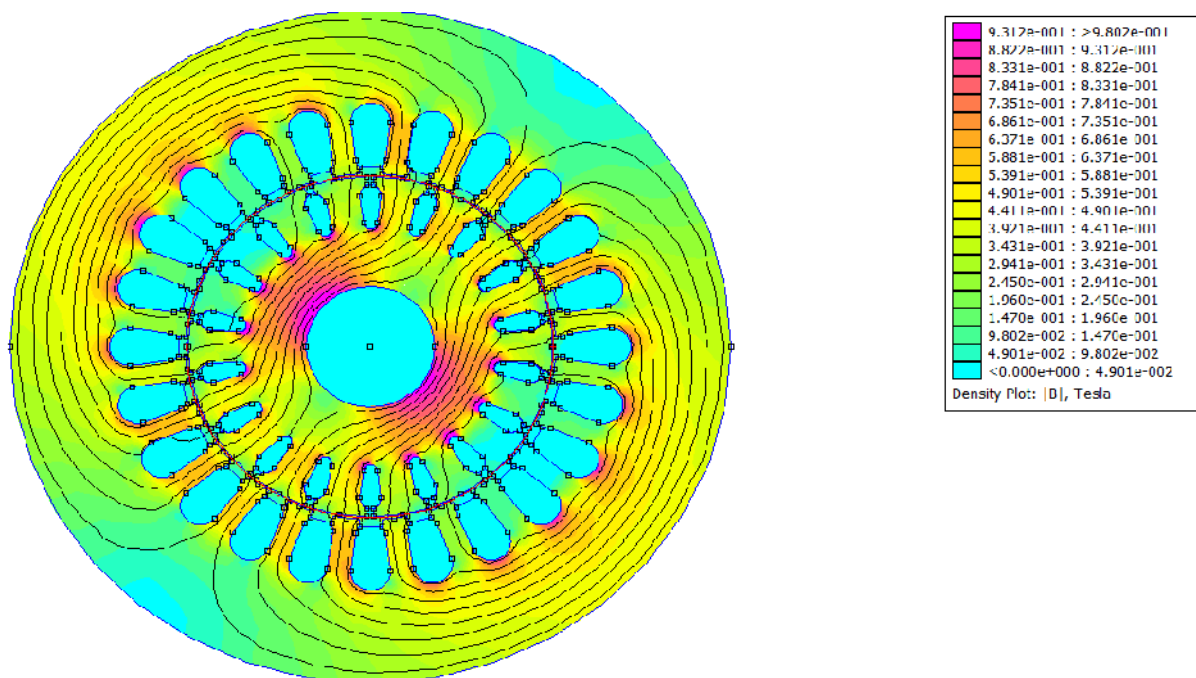


Figure (VI-11) : densité d'induction selon le maillage effectué

VI-12-L'évolution du potentiel, l'induction et champ magnétique dans l'entrefer :

VI-12-1-L'évolution du potentiel :

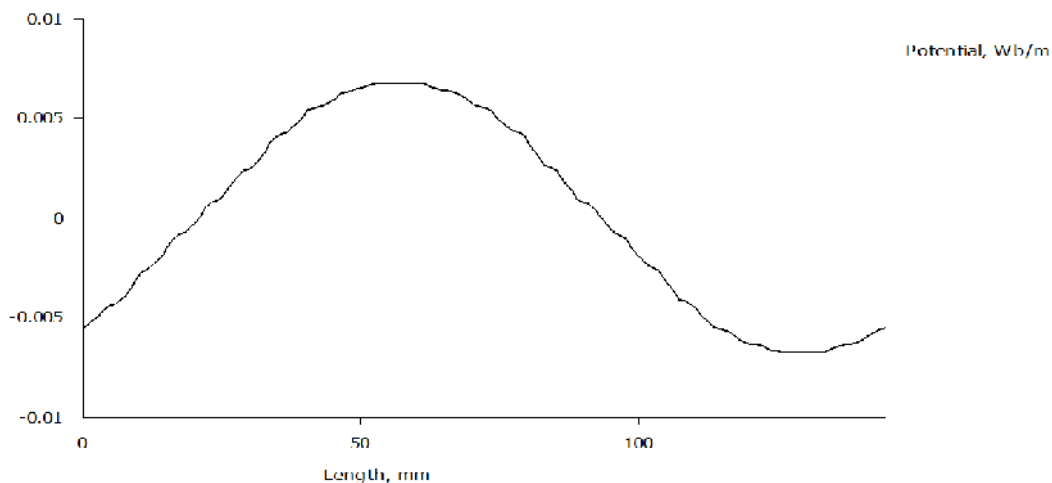


Figure (VI-12) : Allure de potentiel vecteur magnétique (moteur monophasé).

❖ Interprétation

La variation alternative du vecteur potentiel s'explique par le fait que sa variation est suivant la composante normale de l'induction.

VI-12-2- L'évolution de l'induction (moteur monophasé) :

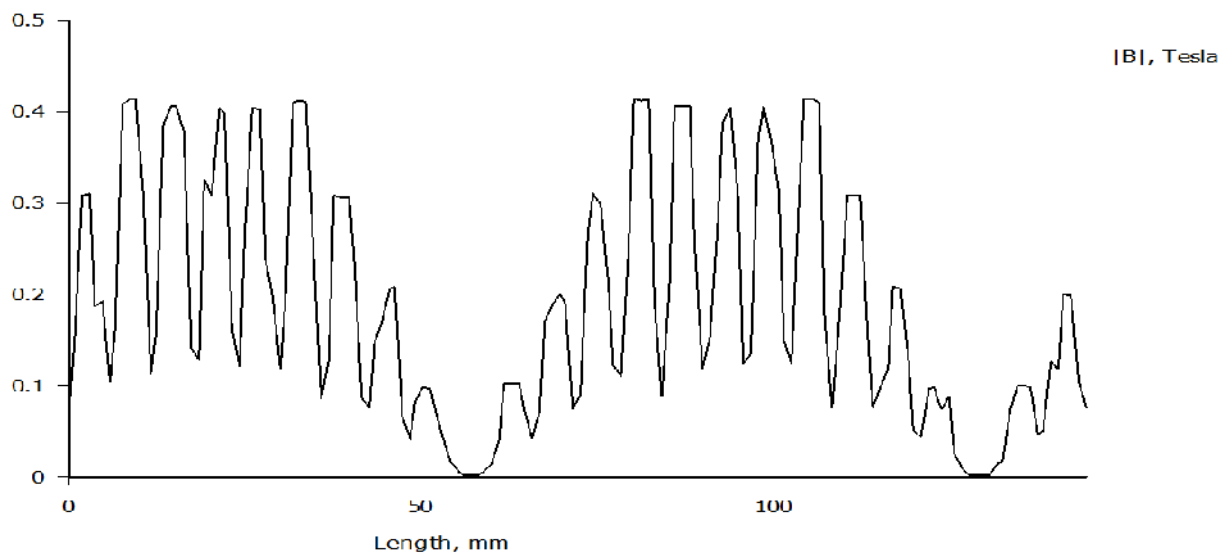


Figure (VI-13) : L'induction magnétique le long de l'entrefer (moteur monophasé).

❖ *Interprétation :*

On remarque que l'induction est d'une forme alternative avec beaucoup d'ondulations, cette induction passe par zéro dans les lignes neutres là où les lignes de deux pôles s'opposent. La figure () suivante montre l'induction dans une dent, l'induction minimale dans la dent est 0.45 T. Cette figure montre bien l'induction élevée au niveau des dents avec une concentration dans les pointes. Cette induction ne dépasse pas 0.6 dans le milieu de l'encoche.

VI-12-3-L'évolution du champ magnétique H (moteur monophasé) :

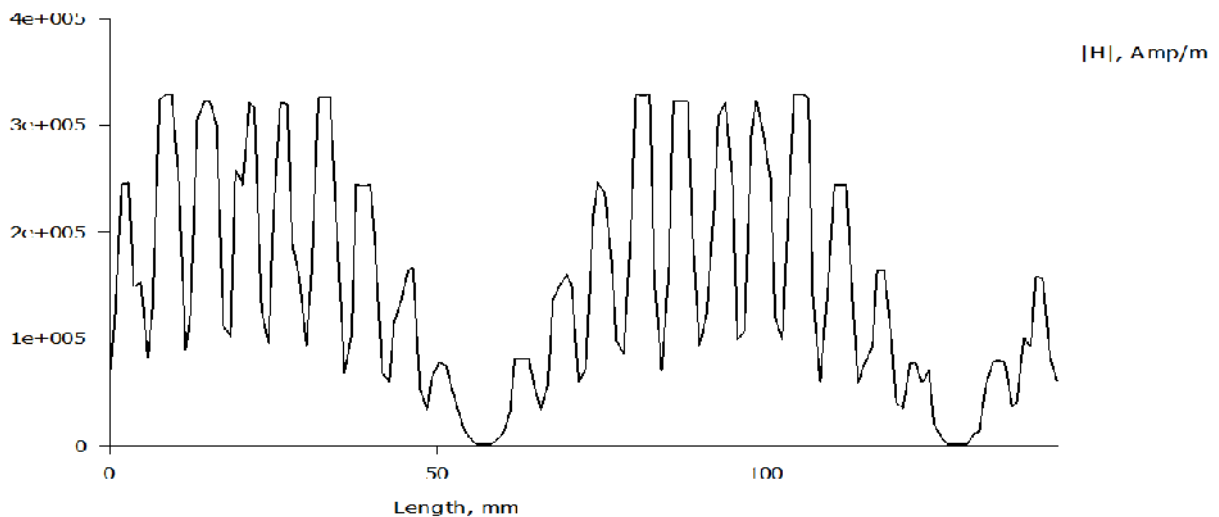


Figure (VI-14) : courbe du champ magnétique H

❖ *Interprétation :*

Puisque on a considéré que le matériau est homogène et on n'a pas un cas de saturation alors la relation $B=f(H)$ est une fonction linéaire. Donc les courbes de H représentent les mêmes étapes que celles de l'induction.

*Conclusión
Générale*

Conclusion Générale

Lorsqu'on veut construire un machine électrique on ne doit pas seulement tenir compte de ses propriétés électromagnétique mais faire en sorte que sa construction et son exploitation économique et rentable.

De ce fait les moteur asynchrones de petites puissance sont réalisable de préférence en version monophasé car les moteur son triphasé exigent une somme du courant comportant trois phases sources que l'on trouve peut dans les installations domestiques.

Compte tenu des résultats obtenus qui s'avèrent optimistes et admissible pour les deux moteur, on constate qu'on a enfin atteint notre but qui était la transformation d'un moteur triphasé au monophasé.

D'autre par, comme n'est évidemment pas possible de satisfaire simultanément toutes les exigences, on est amené à faire des compromis les différents paramètres.

Enfin, nous souhaitant pour les années à venir que ce travail soit repais par d'autres étudiants, tout en essayant d'améliorer notre étude en complétant par une étudiant qui tiendra compte de toutes les contraintes, mécanique, économiques, etc et que la rendra plus sophistiquée et plus générale.

Bibliographie

Bibliographie

[1] Bernard Laporte

«Machines électriques tournantes » édition Ellipse

[2] Bouchard, R.P, Olivier, G

«Conception de moteurs asynchrone triphasé» Édition de l'école polytechnique de Montréal, 1997.

[3] G-Séguier

«Électrotechnique industrielle» Lavoisier, 2^{ème} édition, paris 1985

[4] Wild/ Sybille

«Electrotechnique » 4^{ème} édition, Boeck.

[5] Boukhatir Naima

«Calcul d'un moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil.»

Mémoire de D.E.U.A électrotechnique promotion 2009.

[6] M-Azur

Calcul d'un moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil» mémoire D.E.U.A électrotechnique : promotion 2000.

[7] M.M Katsman

Calcul et construction des machines électriques, édition énergie atomique Moscou 1984

[8] M.Kostenok et L.Piotrovsky

Machine électrique : Tome II machine à courant alternatif 3ème édition Mir-Moscou 1979

[9] Ivanov Smolenski

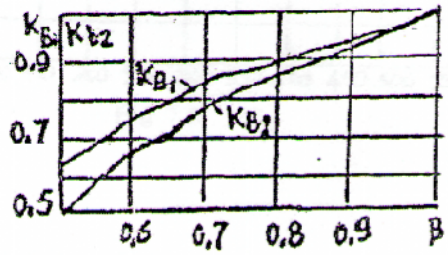
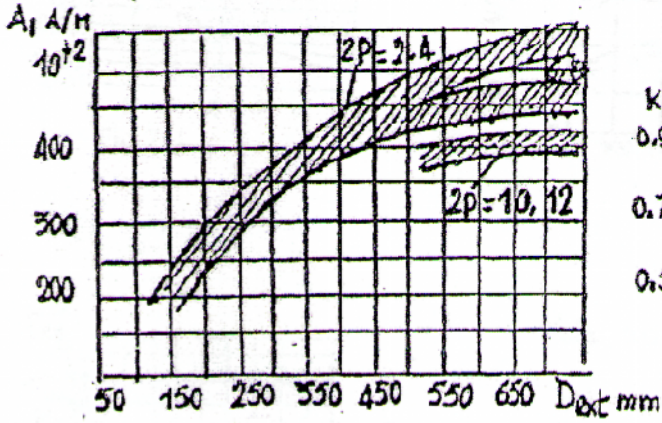
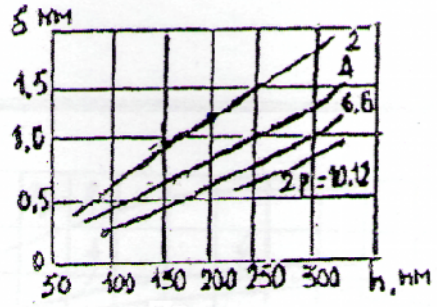
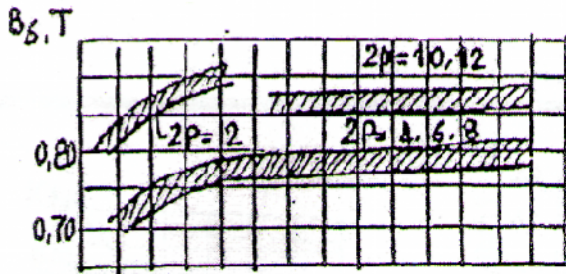
Machines électrique volume 1 édition Mir-Moscou 1983

[10] S.Akrour

Transformation d'un moteur asynchrone du triphasé au monophasé

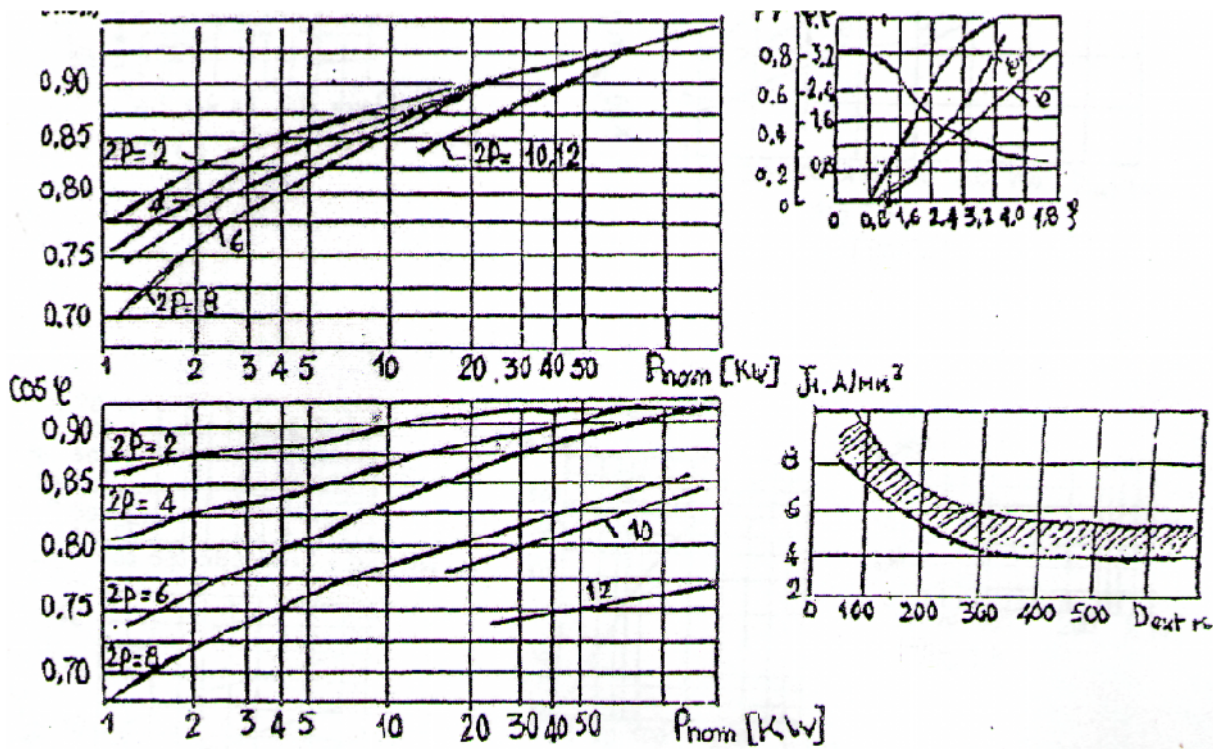
Mémoire de D.E.U.A électrotechnique promotion 1996

Annexe



D_{ext} mm

β



Diamètre de conducteur nu (d_{nu}) en mm	Diamètre de conducteur avec isolation (d_{iso}) en mm	Section transversale de conducteur (S_{nom}) en mm^2
0.75	0.815	0.442
0.80	0.865	0.503
0.85	0.915	0.567
0.90	0.965	0.636
0.95	1.015	0.709
1.00	1.08	0.785
1.06	1.14	0.883
1.12	1.20	0.985
1.18	1.26	1.094
1.25	1.33	1.227
1.32	1.405	1.368
1.40	1.485	1.539

Tableau.1. Les sections normalisées.

h,mm	56	63	71	80	90
D _{ex1} , mm	81-96	110- 108	116- 122	131- 139	149- 157
h,mm	100	112	132	160	180
D _{ex1} , mm	168- 175	191- 197	225- 233	272- 285	313- 322
h,mm	200	225	250	280	315
D _{ex1} , mm	349- 359	392- 406	437- 452	520- 530	590

Tableau.2. Diamètre extérieur statorique D_{ex1} des machines asynchrones pour différents hauteur d'axe h.

2p	2	4	6	8	10-12
K _D	0.52-0.6	0.62-0.68	0.7-0.72	0.72-0.75	0.75-0.77

Tableau.3.coefficients K_D en fonction du nombre de pôles 2p.

Hauteur (h) en mm	Nombre de pôles 2p	Types d'encoches du stator	Type d'enroulement du stator	Valeurs maximales recommandées de B _{z1} en T pour les moteurs avec index de protection IP44	
				B _{z1max}	B _{c1}
50-132	2,4	trapézoïdales	Une seule couche	1.75-1.95	1.50-1.65
	6			1.75-1.95	1.45-1.60
	8			1.70-1.90	1.20-1.35
160	2	trapézoïdales	Une seule couche	1.75-2.0	1.45-1.70
	4			1.75-2.0	1.45-1.70
	6			1.70-1.85	1.35-1.50
	8			1.70-1.85	1.10-1.20
180-250	2	trapézoïdales	Deux couches	1.70-1.90	1.45-1.65
	4,6		Enroulement combiné une-deux couches	1.70-1.90	1.45-1.65
			8	Deux couches	1.70-1.85

Tableau.4.l'induction maximale dans la dent statorique et rotorique et de l'induction magnétique dans le dos du stator pour différentes nombre de pôles.

I-Moteur triphasé :

DONNES INITIALES

Puissance nominale	$P_n := 0.37$	(kw)
Nombre de phase	$m_1 := 3$	
La fréquence	$f := 50$	(Hz)
Tension nominale	$U_n := 220$	(V)
Vitesse de rotation synchronisme	$\underline{\underline{n}} := 3000$	$\left(\frac{\text{tr}}{\text{min}} \right)$
Nombre de paire de pole	$p := 1$	
Facteur de majoration de la tension	$k_e := 0.97$	
Rendement nominal	$\eta_n := 0.7$	
Facteur de puissance	$\cos 1(\phi_n) := 0.8$	
	$\phi_n := \text{acos}(0.80)$	
	$\phi_n = 0.644$	rad

Dimensionnement du stator

Puissance électromagnétique

$$P_e := \frac{k_e \cdot P_n}{\alpha \cdot \eta}$$

$$P_e = 0.641 \quad (\text{Kw})$$

Nombre d'encoches

Le nombre d'encoches statoriques $Z_1 := 24$

Le nombre d'encoches rotoriques $Z_2 := 18$

Nombres d'encoches par pole par phase

$$q_1 := \frac{Z_1}{2 \cdot p \cdot m_1}$$

$$q_1 = 4 \quad \left(\frac{\text{encoches}}{\text{pole-phases}} \right)$$

Diamètres du stator

Le diamètre extérieur du stator

$$D_{\text{ex1}} := 90.1 \quad (\text{mm})$$

Le diamètre intérieur du stator

$$D_1 := 46.8 \quad (\text{mm})$$

Angle électrique ente deux encoches

$$\gamma_1 := \frac{p \cdot 360}{Z_1}$$

$$\gamma_1 = 15$$

Zone de phase

$$\alpha_1 := q_1 \cdot \gamma_1$$

$$\alpha_1 = 60$$

Pas d'enroulement

$$y_1 := \frac{Z_1}{2 \cdot p}$$

$$y_1 = 12$$

Pas polaire

$$\tau_1 := y_1$$

$$\tau_1 = 12$$

Rapport de raccourcissement

$$\beta_1 := \frac{y_1}{\tau_1}$$

$$\beta_1 = 1$$

Coefficient de distribution

$$k_{d1} := \frac{\sin\left(\frac{\alpha_1}{2}\right)}{q_1 \cdot \sin\left(\frac{\alpha_1}{2 \cdot q_1}\right)}$$

$$k_{d1} := 0.96$$

Coefficient de raccourcissement

$$k_{r1} := \sin\left(\frac{\beta_1 \cdot \pi}{2}\right)$$

$$k_{r1} = 1$$

Facteur de bobinage

$$k_{\text{enr1}} := k_{d1} \cdot k_{r1}$$

$$k_{\text{enr1}} = 0.96$$

Pas polaire en nombre d'encoche

$$\tau_{p1} := \frac{\pi \cdot D_1}{2}$$

$$\tau_{p1} = 73.513$$

Pas dentaire statorique

$$t_1 := \frac{\pi \cdot D_1}{Z_1}$$

$$t_1 = 6.126 \quad (\text{mm})$$

Coefficient de longueur de la machine

$$l_1 := 49 \quad (\text{mm})$$

$$\lambda := \frac{l_1}{D_1}$$

$$\lambda = 1.047$$

Courant nominal

$$I_{n1} := \frac{P_n \cdot 10^3}{m_1 \cdot U_n \cdot \eta \cdot \alpha}$$

$$I_{n1} = 1.001 \quad (\text{A})$$

Nombre de conducteur effectif

$$U_{\text{enc1}} := 148$$

Nombre de spire par phase

$$w_1 := \frac{p \cdot q_1 \cdot U_{\text{enc1}}}{1}$$

$$w_1 = 592 \quad (\text{spires})$$

La charge linéaire de l'enroulement

$$A1 := \frac{I_{n1} \cdot U_{\text{enc1}}}{1 \cdot t_1 \cdot 10^{-3}}$$

$$A1 = 2.419 \times 10^4 \quad \left(\frac{\text{A}}{\text{cm}} \right)$$

Induction dans l'entrefer

$$B_{\delta} := \frac{P_e \cdot 6.1 \cdot 10^{12}}{l_i \cdot \alpha_i \cdot k_f \cdot k_{enr1} \cdot A_1 \cdot D_1^2 \cdot n}$$
$$B_{\delta} = 0.736 \quad (\text{T})$$

Flux principal sous un pôle

$$\phi := \alpha_i \cdot \tau_{p1} \cdot l_i \cdot B_{\delta} \cdot 10^{-6}$$
$$\phi = 1.697 \times 10^{-3} \quad (\text{Wb})$$

Section effective

$$J_1 := 12 \left(\frac{\text{A}}{\text{mm}^2} \right)$$
$$S_{\text{eff}} := \frac{I_{n1}}{l \cdot J_1}$$
$$S_{\text{eff}} = 0.083 \quad (\text{mm}^2)$$

Induction max dans la dent statorique

$$b_{z1} := 2.7 \quad (\text{mm})$$

$$k_{\text{fer}} := 0.95$$

$$B_{z1} := \frac{t_1 \cdot B_{\delta}}{k_{\text{fer}} \cdot b_{z1}}$$
$$B_{z1} = 1.758 \quad (\text{T})$$

Induction magnétique dans le dos du stator

$$h_{c1} := 11.9 \quad (\text{mm})$$

$$B_{c1} := \frac{0.5 \cdot \alpha_i \cdot \tau_{p1} \cdot B_{\delta}}{k_{\text{fer}} \cdot h_{c1}}$$
$$B_{c1} = 1.532 \quad (\text{T})$$

Hauteur de la dent

$$h_{z1} := 0.5 \cdot (D_{\text{ex1}} - D_1) - h_{c1}$$

$$h_{z1} = 9.75 \quad (\text{mm})$$

Largeur minimal de l'encoche

$$b_2 := \frac{\pi \cdot (D_1 + 0.2 \cdot h_{z1})}{Z_1} \quad b_2 = 6.381$$

$$b_{\text{enc12}} := b_2 - b_{z1}$$

$$b_{\text{enc12}} = 3.681 \quad (\text{mm})$$

Largeur maximal de l'encoche

$$b_1 := \frac{\pi \cdot (D_1 + 2 \cdot h_{z1})}{Z_1} \quad b_1 = 8.679$$

$$b_{\text{enc11}} := b_1 - b_{z1}$$

$$b_{\text{enc11}} = 5.979 \quad (\text{mm})$$

Hauteur de l'encoche

$$h_{k1} := 1$$

$$h_{f1} := 0.9$$

$$h_{\text{enc1}} := h_{z1} - (h_{k1} + h_{f1})$$

$$h_{\text{enc1}} = 7.85 \quad (\text{mm})$$

Section occupée par les conducteurs

$$S_{\text{iso}} := (b_{\text{enc11}} + b_{\text{enc12}} + 2 \cdot h_{\text{enc1}}) \cdot 0.4$$

$$S_{\text{iso}} = 10.144 \quad (\text{mm}^2)$$

$$S_{\text{enc1}} := 0.5 \cdot (b_{\text{enc11}} + b_{\text{enc12}}) \cdot h_{\text{enc1}} - S_{\text{isc}}$$

$$S_{\text{enc1}} = 27.772 \quad (\text{mm}^2)$$

Coefficient de remplissage

$$N_{\text{el}} := 1 \quad d_{\text{iso}} := 0.370$$

$$k_{\text{rem}} := \frac{N_{\text{el}} \cdot U_{\text{enc1}} \cdot d_{\text{iso}}^2}{S_{\text{enc1}}}$$

$$k_{\text{rem}} = 0.73$$

Dimensionnement du rotor

Epaisseur de l'entrefer

$$\delta_e := 0.4$$

Diamètre extérieur du rotor

$$D_2 := D_1 - 2 \cdot \delta_e$$

$$D_2 = 46 \quad (\text{mm})$$

Nombre d'encoches par pôle par phase

$$q_2 := \frac{Z_2}{2 \cdot p \cdot m_1}$$

$$q_2 = 3$$

Angle électrique ente deux encoches

$$\gamma_2 := \frac{p \cdot 360}{Z_2}$$

$$\gamma_2 = 20$$

Zone de phase

$$\alpha_2 := q_2 \cdot \gamma_2$$

$$\alpha_2 = 60$$

Pas d'enroulement

$$y_2 := \frac{Z_2}{2 \cdot p}$$

$$y_2 = 9$$

Rapport de raccourcissement

$$\tau_2 := 9$$

$$\beta_2 := \frac{y_2}{\tau_2}$$

$$\beta_2 = 1$$

Coefficient de distribution

$$k_{d2} := \frac{\sin\left(\frac{\alpha_2}{2}\right)}{q_2 \cdot \sin\left(\frac{\alpha_2}{2 \cdot q_2}\right)}$$

$$k_{d2} := 0.96$$

Coefficient de raccourcissement

$$k_{r2} := \sin\left(\frac{\beta_2 \cdot \pi}{2}\right)$$

$$k_{r2} = 1$$

Facteur de bobinage

$$k_{enr2} := k_{d2} \cdot k_{r2}$$

$$k_{enr1} = 0.96$$

Pas dentaire

$$t_2 := \frac{\pi \cdot D_2}{Z_2}$$

$$t_2 = 8.029 \quad (\text{mm})$$

Pas polaire

$$\tau_{p2} := \frac{\pi \cdot D_2}{2 \cdot p}$$

$$\tau_{p2} = 72.257 \quad (\text{mm})$$

Courant dans la barre

$$I_2 := \frac{1.11 \cdot 6 \cdot w_1 \cdot I_{n1} \cdot k_{enr2} \cdot \alpha}{Z_2}$$

$$I_2 = 168.405 \quad (\text{A})$$

Induction dans la culasse rotorique

$$h_{c2} := 9.7 \quad (\text{mm})$$

$$B_{c2} := \frac{0.5 \cdot \alpha_i \cdot \tau_{p2} \cdot B_\delta}{k_{\text{fer}} \cdot h_{c2}} \quad B_{c2} = 1.847 \quad (\text{T})$$

Induction dans la dent du rotor

$$b_{z2} := 3.5 \quad (\text{mm})$$

$$B_{z2} := \frac{t_2 \cdot B_\delta}{k_{\text{fer}} \cdot b_{z2}} \quad B_{z2} = 1.777 \quad (\text{T})$$

La hauteur de la dent rotorique

$$D_{\text{int}2} := 16.1 \quad (\text{mm})$$

$$h_{z2} := 0.5 \cdot (D_2 - D_{\text{int}2}) - h_{c2} \quad h_{z2} = 5.25 \quad (\text{mm})$$

Diamètre supérieur de l'encoche

$$h_{f2} := 1$$

$$d_{\text{en}21} := \frac{\pi \cdot (D_2 - 2 \cdot h_{f2}) - Z_2 \cdot b_{z2}}{Z_2 + \pi} \quad d_{\text{en}21} = 3.558 \quad (\text{mm})$$

Diamètre inférieur de l'encoche

$$d_{\text{en}22} := \frac{\pi \cdot (D_2 - 2 \cdot h_{z2}) - Z_2 \cdot b_{z2}}{Z_2 - \pi} \quad d_{\text{en}22} = 3.266 \quad (\text{mm})$$

Hauteur de l'encoche

$$h_2 := h_{z2} - h_{f2} - 0.5 \cdot (d_{en21} + d_{en22})$$

$$h_2 = 0.838 \quad (\text{mm})$$

$$h_{enc2} := h_2 + 0.5 \cdot (d_{en21} + d_{en22})$$

$$h_{enc2} = 4.25 \quad (\text{mm})$$

La largeur de l'encoche

$$D_{ex2} := 46.3$$

$$b_n := \frac{\pi \cdot (D_{ex2} - 2 \cdot h_{z2})}{Z_2}$$

$$b_{enc2} := b_n - b_{z2}$$

$$b_{enc2} = 2.748 \quad (\text{mm})$$

Section de la barre:

$$S_b := 0.125 \cdot (d_{en21}^2 + d_{en22}^2) \cdot \pi + 0.5 \cdot (d_{en21} + d_{en22}) \cdot h_2$$

$$S_b = 12.02 \quad (\text{mm})$$

Densité de courant

$$J_b := \frac{I_2}{S_b}$$

$$J_b = 14.01 \quad \left(\frac{\text{A}}{\text{mm}^2} \right)$$

Dimensionnement de l'anneau de court-circuit

Section de l'anneau

$$S_{\text{an}} := \frac{0.45 \cdot Z_2 \cdot S_b}{2 \cdot p}$$

$$S_{\text{an}} = 48.681 \quad (\text{mm}^2)$$

Hauteur de l'anneau

$$h_{\text{an}} := 1.25 \cdot h_{z2}$$

$$h_{\text{an}} = 6.563 \quad (\text{mm})$$

Largeur de l'anneau

$$b_{\text{an}} := \frac{S_{\text{an}}}{h_{\text{an}}}$$

$$b_{\text{an}} = 7.418 \quad (\text{mm})$$

Diamètre moyen intérieure de l'anneau

$$D_{\text{an moy}} := D_2 - h_{\text{an}}$$

$$D_{\text{an moy}} = 39.438 \quad (\text{mm})$$

Coefficient de réduction du courant de l'anneau

$$k_{\text{red}} := 2 \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot p}{Z_2}\right)$$

$$k_{\text{red}} = 0.347$$

Courant de l'anneau

$$I_{\text{an}} := \frac{I_2}{k_{\text{red}}}$$

$$I_{\text{an}} = 484.902 \quad (\text{A})$$

Densité de courant dans l'anneau

$$J_{\text{an}} := \frac{I_{\text{an}}}{S_{\text{an}}}$$

$$J_{\text{an}} = 9.961 \quad \left(\frac{\text{A}}{\text{mm}^2}\right)$$

Calcul du circuit magnétique

Culasse statorique

$$L_{c1} := \frac{\pi \cdot (D_{ex1} - h_{c1})}{2 \cdot p}$$

$$L_{c1} = 122.836 \quad (\text{mm})$$

Force magnétomotrice dans la culasse

$$H_{c1} := 586 \quad \left(\frac{\text{A}}{\text{m}} \right)$$

$$F_{c1} := L_{c1} \cdot H_{c1} \cdot 10^{-3}$$

$$F_{c1} = 71.982 \quad (\text{A})$$

Force magnétomotrice dans la dent du stator

$$H_{z1} := 1330 \quad \left(\frac{\text{A}}{\text{m}} \right)$$

$$F_{z1} := H_{z1} \cdot h_{z1} \cdot 10^{-3}$$

$$F_{z1} = 12.967 \quad (\text{A})$$

Coefficient de CARTER (d'entrefer)

$$b_{f1} := 2.8 \quad (\text{mm}) \quad b_{f2} := 1$$

$$k_1 := 1 + \frac{b_{f1}}{t_1 - b_{f1} + \frac{5 \cdot \delta_e \cdot t_1}{b_{f1}}}$$

$$k_1 = 1.364$$

$$k_2 := 1 + \frac{b_{f2}}{t_2 - b_{f2} + \frac{5 \cdot \delta_e \cdot t_2}{b_{f2}}}$$

$$k_2 = 1.043$$

$$k_\delta := k_1 \cdot k_2$$

$$k_\delta = 1.423$$

Force magnétomotrice dans l'entrefer

$$F_{\delta} := 0.8 \cdot B_{\delta} \cdot \delta_e \cdot k_e \cdot 10^3$$

$$F_{\delta} = 335.068 \quad (\text{A})$$

La culasse rotorique

$$L_{c2} := h_{c2} + \frac{\pi \cdot (D_2 - 2 \cdot h_{z2} - h_{c2})}{2 \cdot p}$$

$$L_{c2} = 50.227 \quad (\text{mm})$$

Force magnétomotrice dans culasse du rotor

$$H_{c2} := 2650 \quad \left(\frac{\text{A}}{\text{m}} \right)$$

$$F_{c2} := H_{c2} \cdot L_{c2} \cdot 10^{-3}$$

$$F_{c2} = 133.1 \quad (\text{A})$$

Force magnétomotrice dans la dent du rotor

$$H_{z2} := 1400 \quad \left(\frac{\text{A}}{\text{m}} \right)$$

$$F_{z2} := H_{z2} \cdot (h_{z2} - 0.4 \cdot d_{en22}) \cdot 10^{-3}$$

$$F_{z2} = 5.521 \quad (\text{A})$$

Force magnétomotrice totale

$$F_t := 2 \cdot F_{\delta} + 2 \cdot F_{z1} + 2 \cdot F_{z2} + F_{c1} + F_{c2}$$

$$F_t = 912.195 \quad (\text{A})$$

Coefficient de saturation de la machine

$$k_{\mu} := \frac{F_t}{2 \cdot F_{\delta}}$$

$$k_{\mu} = 1.361$$

Courant magnétique

$$I_{\mu} := \frac{p \cdot F_t}{0.9 \cdot m_1 \cdot w_1 \cdot k_{enr1}}$$

$$I_{\mu} = 0.594 \quad (\text{A})$$

Réactance magnétisme

$$X_m := \frac{k_e \cdot U_n}{I_{\mu}}$$

$$X_m = 358.974 \quad (\Omega)$$

Réactance totale

$$X_1 := \frac{1.58 \cdot f \cdot l_1 \cdot w_1^2 \cdot \lambda_{s1}}{p \cdot q_1 \cdot 10^8}$$

$$X_1 = 16.515 \quad (\Omega)$$

Coefficient de dispersion magnétique

$$\sigma_\mu := \frac{X_1}{X_m}$$

$$\sigma_\mu = 0.046$$

Force électromotrice à vide

$$E_0 := \frac{U_n}{(1 + \sigma_\mu)}$$

$$E_0 = 210.324 \quad (\text{V})$$

Calcul les paramètres électriques du moteur

1-Paramètres statorique

$$a_1 := 1 \quad S_{el1} := 0.083 \quad (\text{mm}^2) \quad \rho_{cu} := 21.3 \cdot 10^{-9} \quad (\Omega \cdot \text{m})$$

$$n_{el1} := 1 \quad y_{1\text{moy}} := 12$$

Pas dentaire moyenne

$$t_{1\text{moy}} := \frac{\pi \cdot (D_1 - h_{z1})}{Z_1}$$

$$t_{1\text{moy}} := 6.85 \quad (\text{mm})$$

Largeur moyenne d'une section

$$b_{1\text{moy}} := t_{1\text{moy}} \cdot y_{1\text{moy}}$$

$$b_{1\text{moy}} = 82.2 \quad (\text{mm})$$

Longueur moyenne d'une partie frontale

$$l_{f1} := (1.16 + 0.14 \cdot p) \cdot b_{1\text{moy}} + 15$$

Longueur moyenne d'une spire

$$l_{f1} = 121.86 \quad (\text{mm})$$

$$l_{w1} := 2 \cdot (l_1 + l_{f1})$$

$$l_{w1} = 341.72 \quad (\text{mm})$$

Resistance active d'une phase d'enroulement statorique

$$r_1 := \frac{\rho_{cu} \cdot w_1 \cdot l_{w1} \cdot 10^3}{a_1 \cdot n_{e11} \cdot S_{e11}}$$

$$r_1 := 24.434 \text{ (} \Omega \text{)}$$

Coefficient de dispersion frontale

$$\lambda_{1f} := \frac{0.34 \cdot q_1 \cdot (l_{f1} - 0.64 \cdot \beta_1 \cdot \tau_{p1})}{l_i}$$

$$\lambda_{1f} = 1.21$$

Coefficient de dispersion différentielle

$$k_{rr1} := 0.0062 \quad k_{dd1} := 0.6$$

$$k_{r1} := 1 - \left(\frac{0.033 \cdot b_{f1}^2}{\delta_e \cdot t_1} \right)$$

$$k_{r1} = 0.894$$

$$\lambda_{1d} := \frac{0.9 \cdot t_1 \cdot (q_1 \cdot k_{enr1})^2 \cdot k_{r1} \cdot k_{dd1} \cdot k_{rr1}}{k_\delta \cdot \delta_e}$$

$$\lambda_{1d} = 0.475$$

Coefficient de dispersion d'encoche

$$k_{B1} := 1 \quad b_{en1} := 5.1 \text{ (mm)}$$

$$v_1 := \frac{h_{enc1}}{b_{en1}} \quad v_1 = 1.539$$

$$v_2 := \frac{3 \cdot h_{k1}}{b_{en1} + 2 \cdot b_{f1}} \quad v_2 = 0.28$$

$$v_3 := \frac{h_{f1}}{b_{f1}} \quad v_3 = 0.321$$

$$v_4 := \frac{h_{enc1} \cdot k_{B1}}{3 \cdot b_{en1}} \quad v_4 = 0.513$$

Coefficient de dispersion d'enroulement statorique

$$\lambda_{s1} := \lambda_{enc1} + \lambda_{1d} + \lambda_{1f}$$

$$\lambda_{s1} = 4.34$$

Réactance inductive du stator

$$X_1 := \frac{1.58 \cdot f \cdot l_1 \cdot w_1^2 \cdot \lambda_{s1}}{p \cdot q_1 \cdot 10^8}$$

$$X_1 = 14.719 \quad (\Omega)$$

Coefficient de dispersion magnétique

$$\sigma_\mu := \frac{X_1}{X_m}$$

$$\sigma_\mu = 0.041$$

Force électromotrice à vide

$$E_0 := \frac{U_n}{(1 + \sigma_\mu)}$$

$$E_0 = 211.335 \quad (V)$$

2-paramètres du rotorique

Pas dentaire moyenne

$$t_{2moy} := \frac{\pi \cdot (D_{ex1} - h_{z2})}{Z_2}$$

$$t_{2moy} = 14.809 \quad (mm)$$

Largeur moyenne d'une section

$$y_{2moy} := 9$$

$$b_{2moy} := t_{2moy} \cdot y_{2moy}$$

$$b_{2moy} = 133.282 \quad (mm)$$

Longueur moyenne d'une partie frontale

$$b_{en2} := 3 \quad (mm)$$

$$l_{f2} := h_{z2} + 50 + \frac{b_{2moy}}{\sqrt{1 - \left(\frac{b_{en2} + 3.5}{t_{2moy}}\right)^2}}$$

$$l_{f2} = 203.584 \quad (mm)$$

Résistance active

$$w_2 := 6 \quad (\text{spires}) \quad S_{el2} := 12.02 \quad (\text{mm}^2)$$

$$r_{2i} := \frac{\rho_{cu} \cdot w_2 \cdot l_{2moy} \cdot 10^3}{S_{el2}}$$

$$r_{2i} := 104.191 \cdot 10^{-6} \quad (\Omega)$$

$$\rho_{cuf} := 24.4 \cdot 10^{-9}$$

a T=115°

$$r_2 := \frac{\rho_{cuf} \cdot w_2 \cdot l_{2moy} \cdot 10^3}{S_{el2}} \quad (\Omega)$$

$$r_2 := 89.325 \cdot 10^{-6}$$

Résistance du rotor ramenée au stator

$$k_{red1} := 110.51 \cdot 10^3$$

$$r_{rs} := (r_2 + r_{2i}) \cdot k_{red1}$$

$$r_{rs} := 23.046 (\Omega)$$

Coefficient de dispersion différentielle

$$k_{rt2} := 0.0111 \quad k_{en2} := 0.96$$

$$k_{f2} := \frac{0.033 \cdot (b_{f2})^2}{t_2 \cdot \delta_e}$$

$$k_{f2} = 0.01$$

$$\lambda_{d2} := \frac{0.9 \cdot t_2 \cdot (q_2 \cdot k_{en2})^2 \cdot k_{f2} \cdot k_{rt2}}{k_\delta \cdot \delta_e}$$

$$\lambda_{d2} = 0.012$$

Coefficient de dispersion frontale

$$\lambda_{2f} = 3.275$$

$$\lambda_{2f} := \frac{0.34 \cdot q_2 \cdot (l_{f2} - 0.64 \cdot \beta_2 \cdot \tau_{p2})}{l_1}$$

Coefficient de dispersion d'encoche

$$h_{21} := 1 \quad (\text{mm}) \quad h_{22} := 1 \quad (\text{mm}) \quad k_{B2} := 1 \quad h_{k2} := 1 \quad h_{f2} = 1$$

$$s1 := \frac{h_{21}}{b_{\text{enc}2}} \quad s1 = 0.364$$

$$s2 := \frac{3 \cdot h_{k2}}{b_{\text{enc}2} + 2 \cdot b_{f2}} \quad s2 = 0.632$$

$$s3 := \frac{h_{22}}{4 \cdot b_{\text{enc}2}} \quad s3 = 0.091$$

$$s4 := \frac{h_{\text{enc}2} \cdot k_{B2}}{3 \cdot b_{\text{enc}2}} \quad s4 = 0.515$$

$$\lambda_{\text{enc}2} := s1 + s2 + s3 + s4$$

Coefficient de dispersion totale d'enroulement rotorique

$$\lambda_{\text{enc}2} = 1.602$$

$$\lambda_2 := \lambda_{\text{enc}2} + \lambda_{2f} + \lambda_{d2}$$

$$\lambda_2 = 4.889$$

Réactance de fuite totale

$$X_2 := \frac{1.58 \cdot f \cdot l_1 \cdot \lambda_2 \cdot w_2^2}{p \cdot q_2 \cdot 10^8} \quad X_2 := 11.5379 \cdot 10^{-3} \quad (\Omega)$$

Réactance du rotor ramenée au stator

$$x_{rs} := k_{\text{red}1} \cdot X_2 \quad x_{rs} := 11.573 \quad (\Omega)$$

Calcul Moteur Monophasé

Puissance nominal du moteur monophasé

$$P_{n1} := 0.4 \cdot P_n$$

$$P_{n1} = 0.148 \quad (\text{Kw})$$

Rendement du moteur monophasé

$$\eta_1 := 0.95 \cdot \eta$$

$$\eta_1 = 0.665$$

Facteur de puissance monophasé

$$\phi_n := \arccos(0.8) \quad \cos 2(\phi_n) := 0.95 \cdot \cos 1(\phi_n)$$

$$\cos 2(\phi_n) = 0.76$$

Nombre de spires de la phase principale

$$W_{enB} := 2 \cdot \frac{W_1 \cdot \sqrt{3}}{2}$$

$$W_{enB} = 1.025 \times 10^3 \quad (\text{spires})$$

Coefficient de bobinage de la phase auxiliaire

$$k_{enB} := k_{en1} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}$$

$$k_{enB} = 0.831$$

Nombre de spires de la phase auxiliaire

$$W_{enA} := W_1$$

$$W_{enA} = 592 \quad \text{spires}$$

Pas dentaire statorique

$$t_1 := \frac{\pi \cdot D_1}{Z_{1B}}$$

$$t_1 = 6.061 \quad (\text{mm})$$

Pas dentaire statorique

$$t_2 := \frac{\pi \cdot D_2}{Z_{2A}}$$

$$t_2 = 8.018 \quad (\text{mm})$$

Induction dans l'entrefer

$$\tau_p := \frac{\pi \cdot D_1}{2 \cdot p} \quad \tau_p = 72.728$$

$$\phi := \frac{k_e \cdot U_n}{4 \cdot k_f \cdot f \cdot W_{enB} \cdot k_{enB}} \quad \phi = 1.128 \times 10^{-3} \quad (\text{Wb})$$

$$B_\delta := \frac{\phi}{\alpha_i \cdot \tau_p \cdot l_i \cdot 10^{-6}} \quad B_\delta = 0.494 \quad (\text{T})$$

le courant nominale

$$I_n := \frac{P_{n1} \cdot 10^3}{U_n \cdot \eta_1 \cdot \cos 2(\phi_n)} \quad I_n = 1.331$$

Calcul le circuit magnétique du moteur monophasé

Induction dans la dent statorique

$$b_{z1} := 3.1 \quad (\text{mm})$$

$$B_{z1} := \frac{t_1 \cdot B_\delta}{k_{fer} \cdot b_{z1}} \quad B_{z1} = 1.017 \quad (\text{T})$$

Force magnétomotrice dans la dent du stator

$$H_{z1} := 280 \quad \left(\frac{\text{A}}{\text{M}} \right) \quad h_{z1} := 9.45 \quad (\text{mm})$$

$$F_{z1} := H_{z1} \cdot h_{z1} \cdot 10^{-3} \quad F_{z1} = 2.646 \quad (\text{A})$$

Induction dans la dent du rotor

$$b_{z2} := 4.8 \quad (\text{mm})$$

$$B_{z2} := \frac{t_2 \cdot B_\delta}{k_{fer} \cdot b_{z2}} \quad B_{z2} = 0.869 \quad (\text{T})$$

Force magnétomotrice dans la dent du rotor

$$d_2 := 1.691 \quad (\text{mm}) \quad H_{z2} := 240 \quad \left(\frac{\text{A}}{\text{m}} \right) \quad h_{z2} := 5.22 \quad (\text{mm})$$

$$F_{z2} := H_{z2} \cdot (h_{z2} - 0.4 \cdot d_2) \cdot 10^{-3}$$

$$F_{z2} = 1.09 \quad (\text{A})$$

Induction magnétique dans la dos du stator

$$h_{c1} := 12.2 \quad (\text{mm})$$

$$B_{c1} := \frac{0.5 \cdot \alpha_i \cdot \tau_p \cdot B_\delta}{k_{\text{fer}} \cdot h_{c1}}$$

$$B_{c1} = 0.993 \quad (\text{T})$$

Force magnétomotrice dans la culasse

$$L_{c1} := 122.365 \quad (\text{mm}) \quad H_{c1} := 140 \quad \left(\frac{\text{A}}{\text{m}} \right)$$

$$F_{c1} := L_{c1} \cdot H_{c1} \cdot 10^{-3}$$

$$F_{c1} = 17.131 \quad (\text{A})$$

Induction dans la culasse rotorique

$$h_{c2} := 9.7$$

$$\tau_{p2} := \frac{\pi \cdot D_2}{2 \cdot p}$$

$$\tau_{p2} = 72.162$$

$$B_{c2} := \frac{0.5 \cdot \tau_{p2} \cdot B_\delta}{k_{\text{fer}} \cdot h_{c2}}$$

$$B_{c2} = 1.936 \quad (\text{T})$$

Force magnétomotrice dans culasse du rotor

$$L_{c2} := 50.227 \quad (\text{mm}) \quad H_{c2} := 1020 \quad \left(\frac{\text{A}}{\text{m}} \right)$$

$$F_{c2} := L_{c2} \cdot H_{c2} \cdot 10^{-3}$$

$$F_{c2} = 51.232 \quad (\text{A})$$

Force magnétomotrice dans l'entrefer

$$k_{\delta} := 1.071 \quad \delta_e := 0.43 \quad (\text{mm})$$

$$F_{\delta} := 0.8 \cdot B_{\delta} \cdot k_{\delta} \cdot \delta_e \cdot 10^3$$

$$F_{\delta} = 182.15 \quad (\text{A})$$

Force magnétomotrice totale

$$F_t := 2 \cdot (F_{\delta} + F_{z1} + F_{z2}) + F_{c1} + F_{c2}$$

$$F_t = 440.135 \quad (\text{A})$$

Coefficient de saturation de la machine

$$k_{\mu} := \frac{F_t}{2 \cdot F_{\delta}} \quad k_{\mu} = 1.208$$

Coefficient de saturation des dents rotorique et statorique

$$k_{\mu z} := \frac{F_{\delta} + F_{z1} + F_{z2}}{F_{\delta}}$$

$$k_{\mu z} = 1.021$$

Coefficient de dispersion magnétique

$$\sigma_{\mu} := \frac{X_l}{X_m}$$

$$\sigma_{\mu} = 0.041$$

Force électromotrice a vide

$$E_0 := \frac{U_n}{(1 + \sigma_{\mu})}$$

$$E_0 = 211.335 \quad (\text{V})$$

Courant magnétique

$$I_{\mu} := \frac{p \cdot F_t}{0.9 \cdot 2 \cdot W_{enB} \cdot k_{enB}}$$

$$I_{\mu} = 0.287 \quad (\text{A})$$

Paramètre de schéma de la phase principale

Données initiales

$$\begin{aligned} r_1 &:= 24.434 & x_{21} &:= 11.573 & k &:= \frac{1}{\sqrt{3}} & k &= 0.577 \\ x_1 &:= 14.719 & x_m &:= 358.974 \\ r_{21} &:= 23.046 \end{aligned}$$

La phase principale

$$\begin{aligned} r_{1p} &:= 2 \cdot r_1 & r_{1p} &= 48.868 & \Omega \\ x_{1p} &:= 2 \cdot x_1 & x_{1p} &= 29.438 & \Omega \\ r_{2p} &:= 2 \cdot r_{21} & r_{2p} &= 46.092 & \Omega \\ x_{2p} &:= 2 \cdot x_{21} & x_{2p} &= 23.146 & \Omega \\ x_{mp} &:= \frac{x_m}{k^2} & x_{mp} &= 1.077 \times 10^3 & \Omega \end{aligned}$$

La phase auxiliaire

$$\begin{aligned} r_{1A} &:= r_1 & r_{1A} &= 24.434 & \Omega \\ x_{1A} &:= x_1 & x_{1A} &= 14.719 & \Omega \\ r_{2A} &:= \frac{2 \cdot r_{2p}}{3} & r_{2A} &= 30.728 & \Omega \\ x_{2A} &:= \frac{2 \cdot x_{2p}}{3} & x_{2A} &= 15.431 & \Omega \\ x_{mA} &:= x_m & x_{mA} &= 358.974 & \Omega \\ tge &:= \frac{x_{1p}}{r_{1p}} = 0.602 \end{aligned}$$

Paramètres du schéma équivalent

$$\sigma_2 := 1 + \frac{x_{2p}}{x_m}$$

$$\sigma_2 = 1.064$$

$$\sigma_1 := 1 + \frac{x_{1p} + x_{2p} \cdot \frac{1}{\sigma_2}}{x_{mp}}$$

$$\sigma_1 = 1.048$$

$$R_1 := r_{1p} \cdot \sigma_1$$

$$R_1 = 51.191 \quad \Omega$$

$$X_1 := x_{1p} \cdot \sigma_1$$

$$X_1 = 30.837 \quad \Omega$$

$$X_2 := x_{2p} \cdot \left(\sigma_1^2 + \frac{\sigma_1}{\sigma_2} \right)$$

$$X_2 = 48.176 \quad \Omega$$

$$R_2 := r_{2p} \cdot \sigma_1^2$$

$$R_2 = 50.577 \quad \Omega$$

$$R_{22} := r_{2p} \cdot \frac{\sigma_1}{\sigma_2^2}$$

$$R_{22} = 42.611 \quad \Omega$$

$$X_I := X_1 + X_2$$

$$X_I = 79.013 \quad \Omega$$

Pour la phase principale

Composantes direct

$$\xi := 0.15$$

$$r_{2pd} := \frac{(x_{mp})^2 \cdot \frac{r_{2p}}{\xi}}{(x_{mp} + x_{2p})^2 + \left(\frac{r_{2p}}{\xi}\right)^2} \quad r_{2pd} = 273.171 \quad \Omega$$

$$x_{2pd} := \frac{x_{mp} \cdot x_{2p} \cdot (x_{mp} + x_{2p}) + x_{mp} \cdot \left(\frac{r_{2p}}{\xi}\right)^2}{(x_{mp} + x_{2p})^2 + \left(\frac{r_{2p}}{\xi}\right)^2} \quad x_{2pd} = 98.963 \quad \Omega$$

$$Z_{2pd} := \sqrt{(x_{2pd})^2 + (r_{2pd})^2} \quad Z_{2pd} = 290.545 \quad \Omega$$

Composantes inverse

$$r_{2pi} := \frac{\left[\left(\frac{r_{2p}}{2 - \xi}\right) \cdot x_{mp}^2\right]}{(x_{mp} + x_{2p})^2 + \left(\frac{r_{2p}}{2 - \xi}\right)^2} \quad r_{2pi} = 23.865 \quad \Omega$$

$$x_{2pi} := \frac{x_{mp} \cdot x_{2p} \cdot (x_{mp} + x_{2p}) + x_{mp}^2 \cdot \left(\frac{r_{2p}}{2 - \xi}\right)}{(x_{mp} + x_{2p})^2 + \left(\frac{r_{2p}}{2 - \xi}\right)^2} \quad x_{2pi} = 46.512 \quad \Omega$$

$$Z_{2pi} := \sqrt{(r_{2pi})^2 + (x_{2pi})^2}$$

$$Z_{2pi} = 52.277 \quad \Omega$$

$$Z_{pd} := \sqrt{(r_{1p} + r_{2pd})^2 + (x_{1p} + x_{2pd})^2}$$

$$Z_{pd} = 346.693 \quad \Omega$$

$$Z_{pi} := \sqrt{(r_{1p} + r_{2pi})^2 + (x_{1p} + x_{2pi})^2}$$

$$Z_{pi} = 73.253 \quad \Omega$$

Pour la phase auxiliaire

$$z_c := \sqrt{[(r_1)^2 + (x_1)^2]}$$

$$z_c = 28.525 \quad \Omega$$

$$Z_c := 2 \cdot z_c$$

$$Z_c = 57.05 \quad \Omega$$

$$Z_{ad} := Z_c + k^2 \cdot Z_{pd}$$

$$Z_{ad} = 172.614 \quad \Omega$$

$$Z_{ai} := Z_c + k^2 \cdot Z_{pi}$$

$$Z_{ai} = 81.468 \quad \Omega$$

Calcul les courants

$$q := 0.00199 \quad w := 0.00315$$

$$I_{pd} := 220 \sqrt{(0.00199)^2 + (0.00315)^2}$$

$$I_{pd} = 0.82 \quad (\text{A})$$

$$I_{ad} := I_{pd} \cdot \sqrt{3}$$

$$I_{ad} = 1.42 \quad (\text{A})$$

Calcul les tensions

Phase principale

$$U_{1n} := 220 \quad \text{v}$$

$$U_p := U_{1n}$$

$$U_p = 220 \quad \text{v}$$

Phase auxiliaire

$$f := 50 \quad \text{Hz}$$

$$U_A := k \cdot U_{1n}$$

$$U_A = 127.017 \quad \text{v}$$

$$U_c := \sqrt{U_{1n}^2 + U_A^2}$$

$$U_c = 254.034 \quad \text{v}$$

$$\zeta := \frac{I_{ad}}{U_c \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}$$

$$\zeta = 1.779 \times 10^{-5} \quad \text{f}$$