

Université Mouloud Mammeri - Tizi Ouzou



**Faculté de génie de la construction**

**Département de génie mécanique**

Mémoire du projet de fin de cycle

En vue de l'obtention du diplôme

**De Master académique En « Electromécanique »**

Spécialité :

**« Maintenance Industrielle »**

**Thème :**

---

*Étude par éléments finis et diagnostic d'un moteur  
asynchrone triphasé à cage d'écureuil : Application sur le  
modèle 223-2p 45 KW ELECTRO-INDUSTRIE.*

---

**Présenté par :**

**M. AIT KADI Mohand**

**M. CHALLAL Nadir**

Soutenue le : **04 mars 2021**

Devant le jury :

- M. <b>HOCINI Farid</b>	MCB	UMMTO	President
- M. <b>NAIT OUSLIMANE Ahmed</b>	MAA	UMMTO	Promoteur
- Mme. <b>HADJAZ Saadia</b>	Ingénieur	EI	Co-Promoteur
- M. <b>HAMEL Meziane</b>	MCB	UMBB	Examineur



Université Mouloud Mammeri - Tizi Ouzou



**Faculté de génie de la construction**

**Département de génie mécanique**

Mémoire du projet de fin de cycle

En vue de l'obtention du diplôme

**De Master académique En « Electromécanique »**

Spécialité :

**« Maintenance Industrielle »**

**Thème :**

---

*Étude par éléments finis et diagnostic d'un moteur  
asynchrone triphasé à cage d'écureuil : Application sur le  
modèle 223-2p 45 KW ELECTRO-INDUSTRIE.*

---

**Présenté par :**

**M. AIT KADI Mohand**

**M. CHALLAL Nadir**

Soutenue le : **04 mars 2021**

Devant le jury :

- M. <b>HOCINI Farid</b>	MCB	UMMTO	President
- M. <b>NAIT OUSLIMANE Ahmed</b>	MAA	UMMTO	Promoteur
- Mme. <b>HADJAZ Saadia</b>	Ingénieur	EI	Co-Promoteur
- M. <b>HAMEL Meziane</b>	MCB	UMBB	Examineur



## Résumé

Dans ce travail, nous avons mis en évidence l'étude du comportement et la caractérisation d'un modèle de moteur asynchrone à cage d'écureuil, d'une puissance de 45 KW, fabriqué au sein de l'entreprise Algérienne **ELECTRO-INDUSTRIE**. Premièrement, on a présenté le moteur, à savoir, ses composants principaux ainsi que son principe de fonctionnement d'une manière générale. En second temps on a introduit les principaux outils nécessaires à la modélisation des phénomènes électromagnétiques, à savoir, la formulation via les équations de Maxwell ainsi que leurs transformations en équations algébriques par des méthodes numériques. Ensuite, on a fait une petite présentation de l'entreprise **ELECTRO-INDUSTRIE**, là où on a effectué notre stage pratique, rapportant ainsi les différents ateliers et les diverses procédures entreprises lors de la fabrication des moteurs asynchrones. La dernière partie du travail consiste à effectuer une analyse numérique des performances et du comportement de la machine dans ses états de fonctionnement sain et défaillant. Ceci à l'aide du logiciel de simulation **ANSYS Maxwell**.

## Abstract

In this work, we have highlighted the study of the behavior and the characterization of an asynchronous squirrel cage motor model, with a power of 45 KW, being manufactured within the Algerian company **ELECTRO-INDUSTRIE**. First, the engine was presented, such as its main components and operating principle. Secondly, the main tools necessary for the modeling of electromagnetic phenomena were introduced, namely the formulation via Maxwell's equations as well as their transformations into algebraic equations by numerical methods. Then, we made a small presentation of the company **ELECTRO-INDUSTRIE** where we did our practical training, presenting the different workshops and the various procedures undertaken during the manufacture of induction motors. The final part of the job is to perform a numerical analysis of performances and behavior of the machine in its normal and faulty operating states. This using **ANSYS Maxwell** simulation software.

## ملخص

في هذه المذكرة، تطرقنا إلى دراسة تحليلية لسلوك وخصائص المحرك الغير متزامن ذات قفص السنجاب باستطاعة 45 كيلو واط في طور الانتاج من طرف الشركة الوطنية للصناعة الكهروتقنية، حيث تم تقديم المحرك أي مكوناته الرئيسية وكذلك مبدأ التشغيل العام. ثانيًا، قدمنا الخطوات الرئيسية اللازمة لنمذجة الظواهر الكهرومغناطيسية، وهي الصياغة عبر معادلات ماكسويل، بالإضافة إلى تحويلها إلى معادلات جبرية بالطرق العددية. إضافة الى ذلك قمنا بتقديم المؤسسة الوطنية للصناعة الكهرو تقنية اين اجرينا المرحلة التطبيقية حيث قمنا بتقديم ورش العمل والإجراءات المختلفة التي يتم اتخاذها أثناء تصنيع المحركات غير المتزامنة، ويتمثل الجزء الأخير من العمل في إجراء تحليل رقمي لأداء وسلوك الآلة في حالات التشغيل المختلفة باستخدام برنامج محاكاة "انسيس ماكسويل".

## REMERCIEMENTS

Nous tenons tout d'abord à remercier notre promoteur *M. NAIT OUSLIMANE* Ahmed pour son dévouement, ses conseils et son soutien moral tout le long de l'élaboration de ce travail.

Nous tenons aussi à remercier notre encadreur *Mme. HADJAZ* pour son accompagnement au cours de notre stage pratique. Sans oublier également les employés et les ingénieurs d'ELECTRO-INDUSTRIE, *M. BELABES* et *Mme HOCINI* qui nous ont fourni l'aide nécessaire pour l'accomplissement de notre travail.

Nos vifs remerciements vont également aux membres du jury *M. HOCINI* et *M. HAMEL* pour l'intérêt qu'ils ont portés à notre recherche en acceptant d'examiner notre travail et de l'enrichir par leurs propositions.

Enfin, nous tenons également à remercier toutes les personnes qui ont participées de près ou de loin à l'accomplissement de notre formation, et bien sûr tous nos chers ami(e)s et camarades au sein de l'UMMTO.

## Dédicaces

Je dédie ce travail :

À mes chers parents et mes frères ainsi qu' à tous mes proches,  
qui m' ont soutenue durant mes études.

À la mémoire de mon oncle AOUINE SAID, paix à son âme.

À mes ami(e)s et camarades.

À tous les enseignant(e)s ayant contribué(e)s à ma formation.

Ainsi qu' à vous qui lisez ce mémoire.

AIT KADI Mohand

## *Dédicaces*

*Je dédie ce modeste travail.*

*À mes parents.*

*À mes sœurs.*

*Vous vous êtes dépensés pour moi sans compter.*

*En reconnaissance pour tout les sacrifices consentis par tous et*

*Chacun pour me permettre d'atteindre cette étape de ma vie.*

*Avec toute ma tendresse.*

*À toute ma famille.*

*Sincère gratitude.*

*À tous mes camarades de la promo maintenance industrielle et*

*tous les ami(e)s qui m'ont encouragé(e)s durant cette période.*

*N.A.D.I.R.*



**TABLE DES MATIERE**

# Table des matières

Résumé .....	I
Remerciements.....	II
Dédicaces.....	III
Table des matières .....	IV
Liste des figures et tableaux .....	V
Liste des symboles .....	VI
Introduction générale .....	1
<b>CHAPITRE I : ETAT DE L'ART DES MACHINES ASYNCHRONES.....</b>	<b>3</b>
I.1. Introduction.....	4
I.2. Définition .....	4
I.3. Les principaux types de moteurs à induction .....	4
I.4. Utilisations de la MAS .....	5
I.4.1. Moteur asynchrone .....	5
I.4.2. Générateur asynchrone .....	5
I.5. Constitution .....	6
I.5.1. Le stator.....	8
I.5.2. Le rotor .....	9
I.5.3. Organes mécaniques .....	12
I.5.4. Plaque signalétique .....	13
I.6. Classification des moteurs à cage d'écureuil .....	13
I.7. Bobinage des moteurs asynchrones .....	16
I.7.1. Enroulement imbriqué à simple couche .....	18
I.7.2. Enroulement concentrique .....	19
I.7.3. Enroulement à double couche .....	20
I.7.4. Enroulement ondulé .....	20
I.8. Isolation des MAS .....	21
I.8.1. Isolation des conducteurs.....	21
I.8.2. Isolation des bobines par rapport à la masse .....	21
I.8.3. Isolation entre phase .....	22
I.8.4. Fermeture d'encoche ou calage d'encoche .....	22
I.9. Branchement des MAS .....	23
I.10. Principe de fonctionnement d'une MAS à cage .....	24
I.10.1. Fréquence des courants dans le rotor .....	29
I.11. Bilan des puissances et des pertes .....	30
I.11.1. Pertes par effet joule au stator .....	30
I.11.2. Les pertes fer .....	31
I.11.3. La puissance transmise.....	31
I.11.4. Pertes joule au rotor .....	31
I.11.5. Puissance électromagnétique $P_{em}$ et moment de couple électromagnétique $C_{em}$ .....	31
I.11.6. Pertes mécaniques rationnelles .....	32
I.11.7. puissance mécanique et couple utile $P_u$ et $C_u$ .....	32
I.11.8. Rendement .....	32
I.11.9. Détermination des pertes constantes .....	32
I.11.10. Facteur de puissance .....	33
I.12. Caractéristique mécanique .....	33
I.13. Caractéristique électrique .....	33
I.14. Essai à vide .....	34
I.15. Essai en charge .....	34
I.16. Variation de vitesse d'un moteur asynchrone triphasé .....	35
I.16.1. Réglage par variation du nombre de paires de pôles.....	35
I.16.2. Réglage par variation de tension.....	35
I.16.3. Réglage par action sur le glissement .....	35
I.16.4. Réglage par variation de fréquence.....	35

## Table des matières

I.17. Tension et fréquence induite dans le rotor .....	36
I.18. Effet de la résistance du rotor .....	36
I.19. Démarrage d'un moteur triphasé à cage d'écureuil .....	37
I.19.1. Problèmes de démarrages .....	37
I.19.2. Différents types de démarrages .....	38
I.20. Freinage des moteurs asynchrones triphasés .....	40
I.20.1. Arrêt en roue libre .....	40
I.20.2. Arrêt piloté .....	40
I.20.3. Arrêt à contre-courant .....	41
I.20.4. Freinage mécanique par électrofrein .....	41
I.21. Les défaillances dans une machine asynchrone triphasé à cage .....	42
I.21.1. Les principaux défauts dans la machine asynchrone .....	42
I.22. Conclusion .....	43
<b>CHAPITRE II : MODELISATION DES PHENOMENES ELECTROMAGNETIQUES.....</b>	<b>44</b>
II.1. Introduction .....	45
II.2. Les équations de Maxwell .....	45
II.2.1. L'équation de Maxwell-Gauss .....	46
II.2.2. L'équation de Maxwell-Faraday .....	46
II.2.3. L'équation de Maxwell-Thomson .....	47
II.2.4. L'équation de Maxwell-Ampère .....	47
II.3. Les lois de comportement des milieux .....	48
II.3.1 Le cas du vide .....	49
II.3.2 Les milieux conducteurs : la loi d'ohm .....	49
II.3.3. Milieux conducteurs avec source .....	49
II.3.4. Milieux conducteurs en mouvement avec source .....	49
II.4. Condition aux limites .....	50
II.4.1. Condition de Dirichlet .....	50
II.4.2. Condition de Neumann.....	50
II.4.3. La condition mixte de Dirichlet-Neumann .....	50
II.4.4. La condition de périodicité .....	50
II.5. Les conditions de passage.....	51
II.6. Les modèles du champ électromagnétique .....	52
II.6.1. Model magnétostatique .....	52
II.6.2. Model magnétodynamique .....	54
II.7. Méthodes numériques de résolution .....	59
II.7.1. Méthode des différences finies .....	60
II.7.2. Méthode des volumes finis .....	60
II.7.3. Méthode des éléments finis .....	61
II.8. Principe de la méthode des éléments finis .....	62
II.8.1. Types des éléments finis .....	62
II.8.2. Formulations éléments finis.....	63
II.8.3. Discrétisation et approximation .....	65
II.8.4. Avantages et inconvénients de la méthode des éléments finis .....	66
II.9. Formulation par éléments finis de l'équation magnétodynamique en potentiel vecteur magnétique .....	66
II.10. Conclusion .....	69

<b>CHAPITRE III : PROCESSUS DE FABRICATION DES MAS A CAGE</b> .....	70
III.1. Introduction .....	71
III.2. Présentation de l'entreprise Electro-Industrie .....	71
III.2.1 Entrée en production .....	72
III.2.2. Evolution à 1998 .....	72
III.3. Normes de construction .....	73
III.4. Présentation de l'unité moteur .....	73
III.4.1. Atelier de découpage, encochage et empaquetage.....	74
III.4.2. Atelier de moulage sous pression.....	75
III.4.3. Atelier d'usinage.....	76
III.4.4. Atelier de bobinage .....	77
III.4.5. Atelier de montage .....	80
III.4.6. Contrôles finaux .....	81
III.6. Conclusion .....	82
<b>CHAPITRE IV : application</b> .....	83
IV.1. Introduction.....	84
IV.2. Présentation du logiciel ANSYS Maxwell .....	84
IV.3. Caractéristiques de la machine étudiée .....	86
IV.4. Géométrie de la machine .....	87
IV.4.1. Géométries des encoches et anneaux de court-circuit .....	89
IV.5. Choix et caractéristiques des matériaux .....	90
IV.6. Configuration du bobinage .....	94
IV.6.1. Calculs liés au bobinage .....	94
IV.6.2. Distribution du bobinage .....	96
IV.7. Résultats de simulation RMXprt .....	97
IV.8. Présentation du modèle par éléments finis .....	105
IV.8.1. Excitations .....	106
IV.8.2. Le maillage .....	107
IV.8.3. Conditions aux limites .....	109
IV.8.4. Résultats issus des essais à vide et en charge.....	109
IV.8.5. Essai à rotor bloqué .....	114
IV.8.6. Essais avec défauts.....	115
IV.9. Conclusion .....	127
Conclusion générale .....	129

*Références bibliographiques*

*Annexes*

# LISTE DES FIGURES

## CHAPITRE I

**Fig.I.01** Eléments constitutifs d'une MAS à cage d'écureuil.

**Fig.I.02** Moteur Asynchrone.

**Fig.I.03** Symbole général d'un moteur asynchrone triphasé.

**Fig.I.04** vue éclatée d'une MAS à cage.

**Fig.I.05** photographie du stator d'une MAS.

**Fig.I.06** vue éclatée d'un stator.

**Fig.I.07** rotor d'une MAS à cage.

**Fig.I.08** Rotor bobiné.

**Fig.I.09** Rotor à double cage.

**Fig.I.10** Rotor encoches profondes.

**Fig.I.11** Plaque signalétique d'un moteur asynchrone.

**Fig.I.12** Les différents types d'encoches rotoriques, Classement de la NEMA.

**Fig.I.13** Rotor à encoches spéciales.

**Fig.I.14** Schéma des différents composants constituant un enroulement.

**Fig.I.15** Enroulement imbriqué triphasé pour les trois phases d'un moteur à 2 pôles, 12 encoches.

**Fig.I.16** Enroulement concentrique triphasé pour les trois phases d'un moteur à 2 pôles, 12 encoches.

**Fig.I.17** Enroulement imbriqué triphasé à double couche, pour les trois phases d'un moteur à 4 pôles, 36 encoches.

**Fig.I.18** Enroulement ondulé pour une phase d'un moteur à 4 pôles, 36 encoches.

**Fig.I.19** Couplage étoile triangle d'un moteur asynchrone triphasé.

**Fig.I.20** Triangle des puissances.

**Fig.I.21** Présentation de champ tournant

## LISTE DES FIGURES

**Fig.I.22** Interaction Stator-Rotor.

**Fig.I.23** Représentation des différentes pertes dans la MAS.

**Fig.I.24** Caractéristique mécanique d'un moteur asynchrone triphasé.

**Fig.I.25** Variation de l'intensité du courant  $I$  en fonction de la vitesse  $\Omega$ .

**Fig.I.26** les caractéristiques des MAS triphasés à cage d'écureuil.

**Fig.I.27** Variation du couple en fonction de la vitesse d'un moteur asynchrone triphasé de 1 KW.

**Fig.I.28** Les domaines de fonctionnement de la machine asynchrone triphasée.

## CHAPITRE II

**Fig.II.01** Schématisation d'un plan de symétrie.

**Fig.II.02** Diagramme divisionnaire de l'électromagnétisme.

**Fig.II.03** Problème général magnétostatique.

**Fig.II.04** Problème général magnétodynamique.

**Fig.II.05** Eléments classiques en une et deux dimensions.

## CHAPITRE III

**Fig.III.01** Logo Electro-industrie.

**Fig.III.02** Organigramme de l'entreprise Electro-industrie.

**Fig.III.03** Opération de bobinage.

**Fig.III.04** Intégration des cales de fermeture.

**Fig.III.05** Stator après le frettage et pressages des câbles.

## CHAPITRE IV

**Fig.IV.01** Organigramme des étapes de simulation maxwell 2D/3D.

**Fig.IV.02** Structure du stator et rotor.

## LISTE DES FIGURES

- Fig.IV.03** Dimensions des tôles ferromagnétiques.
- Fig.IV.04** Structure des encoches statorique (gauche) et rotorique (droite).
- Fig.IV.05** Dimensions de l'anneau de court-circuit.
- Fig.IV.06** Appareil Vettiner avec ses 3 compartiments ainsi que le cadre d'Epstein.
- Fig.IV.07** Organigramme des étapes de mesure avec le cadre d'Epstein.
- Fig.IV.08** Courbe B-H de la tôle M800-50A.
- Fig.IV.09** Courbe des pertes spécifiques de la tôle M800-50A.
- Fig.IV.10** Schéma de bobinage.
- Fig.IV.11** Distribution du bobinage RMxprt.
- Fig.IV.12** Variation du couple en fonction de la vitesse de rotation.
- Fig.IV.13** Variation du couple en fonction du glissement.
- Fig.IV.14** Variation du couple en fonction de la puissance utile.
- Fig.IV.15** Variation du courant absorbé en fonction de la vitesse de rotation.
- Fig.IV.16** Variation du courant absorbé en fonction de la puissance utile.
- Fig.IV.17** Variation du rendement en fonction de la vitesse de rotation.
- Fig.IV.18** Variation du rendement en fonction de la puissance utile.
- Fig.IV.19** Variation de la puissance utile en fonction de la vitesse de rotation.
- Fig.IV.20** Variation du facteur de puissance en fonction de la vitesse de rotation.
- Fig.IV.21** Variation du facteur de puissance en fonction de la puissance utile.
- Fig.IV.22** Variation du glissement en fonction de la puissance utile.
- Fig.IV.23** Géométrie réduite de la machine en 2D.
- Fig.IV.24** Géométrie de la machine en 3D.
- Fig.IV.25** Distributions des enroulements au stator et rotor.
- Fig.IV.26** Maillage par éléments finis (zoom).
- Fig.IV.27** Conditions aux limites appliqués à la géométrie.
- Fig.IV.28** Distribution des lignes du potentiel vecteur A à 0.15s.
- Fig.IV.29** Distribution de l'induction magnétique B à 0.15s.
- Fig.IV.30** Courbes des courants de phases à vide et en charge.
- Fig.IV.31** Courbe du couple en fonction du temps à vide et en charge.
- Fig.IV.32** Courbe de la vitesse en fonction du temps à vide et en charge.

## LISTE DES FIGURES

- Fig.IV.33** Courbes des tensions de phases à vide et en charge.
- Fig.IV.34** Courbes des tensions de phases induites dans le rotor à vide et en charge.
- Fig.IV.35** Courbe des flux de fuite à vide et en charge.
- Fig.IV.36** Courbe des pertes fer à vide et en charge.
- Fig.IV.37** Courbe du couple en fonction du temps à rotor bloqué.
- Fig.IV.38** Courbes des courants de phases en fonction du temps à rotor bloqué.
- Fig.IV.39** Courbes des courants de phases en fonction du temps à rotor bloqué.
- Fig.IV.40** Courbe du couple avec cassures de barres.
- Fig.IV.41** Courbe des courants avec cassures de barres.
- Fig.IV.42** Vitesse de rotation avec cassures de barres.
- Fig.IV.43** distributions de  $\vec{A}$  et  $\vec{B}$  avec cassures de barres.
- Fig.IV.44** Courbe du couple avec rupture d'une phase.
- Fig.IV.45** Courbe des courants avec rupture d'une phase.
- Fig.IV.46** Courbe de la vitesse de rotation avec rupture d'une phase.
- Fig.IV.47** Courbe du couple avec rajout de conducteurs dans une phase.
- Fig.IV.48** Courbes des courants avec rajout de conducteurs dans une phase.
- Fig.IV.49** Courbe de la vitesse avec rajout de conducteurs dans une phase.
- Fig.IV.50** Représentation des fissures dans les culasses statorique et rotorique.
- Fig.IV.51** Couples à vide, avec fissure statorique et fissure rotorique.
- Fig.IV.52** Courants de la phase A à vide, avec fissure au stator et avec fissure au rotor.
- Fig.IV.53** Courbes superposées des vitesses à vide et avec fissures dans les culasses statorique et rotorique.
- Fig.IV.54** Représentation d'une cavité dans la culasses statorique.
- Fig.IV.55** Courbes des couples à vide et avec cavité dans la culasses statorique.
- Fig.IV.56** Courants des phases à vide et avec cavité dans la culasses statorique.
- Fig.IV.57** Courbes des vitesses à vide et avec cavité dans la culasses statorique.
- Fig.IV.58** distributions de  $\vec{B}$  et  $\vec{A}$  autour de la cavité dans la culasses statorique.

# LISTE DES TABLEAUX

## CHAPITRE I

**Tableau.I.01** Tableau récapitulatif des éléments constituant l'enroulement.

## CHAPITRE IV

**Tableau.IV.01** Fiche technique du modèle de MAS 223-2p.

**Tableau.IV.02** Paramètres stator et rotor.

**Tableau.IV.03** Caractéristiques des composants en cuivre.

**Tableau.IV.04** Caractéristiques des bobines du stator.

**Tableau.IV.05** Performances nominales.

**Tableau.IV.06** Caractéristiques électriques.

**Tableau.IV.07** Caractéristiques résistives.

**Tableau.IV.08** Caractéristiques au point de décrochage.

**Tableau.IV.09** Caractéristiques électromagnétiques.

**Tableau.IV.10** Essai en court-circuit.

**Tableau.IV.11** Essai à vide.

**Tableau.IV.12** Tableau comparatif des résultats.

**Tableau.IV.13** Distribution du maillage élément finis.

## LISTE DES SYMBOLES ET ABRÉVIATIONS

### Liste des symboles

- $N_g$ : Nombre de groupes de bobines.
- $m$ : nombre de phases.
- $2p$ : nombre de pôles.
- $N_e$ : nombre d'encoches.
- $\tau$ : le pas polaire.
- $y$ : le pas d'enroulement.
- $q$ : le nombre d'encoche par pole par phase.
- $\gamma$ : l'angle électrique entre deux phases.
- $\alpha$ : la zone de phase.
- $\varepsilon_1$ : le raccourcissement.
- $U_{U1-U2}$ : tension aux bornes de la phase. [V]
- $U$ : tension de réseau. [V]
- $\omega$ : pulsation. [rad/s]
- $S$ : puissance apparente. [V.A]
- $P_a$ : puissance active. [W]
- $Q$ : puissance réactive. [VAR]
- $I$ : courant de ligne. [A]
- $\cos\varphi$ : facteur de puissance.
- $E$ : force électromotrice. [A.tr]
- $n$ : nombre de spires.
- $H$ : champ magnétique. [A/m]
- $i$ : courant de réseau. [A]
- $l$ : longueur moyenne des lignes de champ. [m]
- $B$ : induction magnétique. [T]
- $\mu_0$ : perméabilité de l'air. [H/m]
- $S$ : surface de l'armature magnétique de l'induit. [m<sup>2</sup>]

## LISTE DES SYMBOLES ET ABRÉVIATIONS

$\Phi$  : le flux mutuel sous un pôle. [Weber]

$\Omega_s$  : la vitesse angulaire synchrone. [rad/s]

$N_s$  : vitesse synchrone. [Tr/min]

$g$  : le glissement.

$N$  : vitesse de rotation. [Tr/min]

$P_{js}$  : pertes par effet joule [W]

$R_1$  : résistance entre deux bornes. [ $\Omega$ ]

$P_{tr}$  : puissance transmise. [W]

$P_{ab}$  : puissance absorbée. [W]

$P_{jr}$  : pertes joules au rotor. [W]

$P_{em}$  : puissance électromagnétique transmise au rotor. [W]

$C_{em}$  : couple électromagnétique. [N.m]

$P_u$  : puissance utile. [W]

$C_u$  : couple utile. [N/m]

$\eta$  : le rendement.

$P_c$  : les pertes constantes. [W]

$f_r$  : la fréquence dans le rotor. [Hz]

$f$  : fréquence de réseau alimentant le stator. [Hz]

$E_r$  : tension induite dans le rotor. [V]

$E_{c0}$  : tension induite dans le rotor, le rotor étant immobile. [V]

$\vec{E}$  : champ électrique. [ $V.m^{-1}$ ]

$\vec{j}$  : densité du courant. [ $A.m^{-2}$ ]

$\vec{D}$  : induction électrique. [ $C/m^2$ ]

$\varepsilon$  : permittivité magnétique. [F/m]

$Q$  : charge électrique. [C]

$S$  : la surface. [ $m^2$ ]

$\mu_r$  : perméabilité magnétique relative.

## LISTE DES SYMBOLES ET ABRÉVIATIONS

$\rho$  : charge volumique. [C.m<sup>-3</sup>]

$\sigma$  : conductivité électrique. [S.m<sup>-1</sup>]

$\mu$  : perméabilité magnétique absolue. [H/m]

$\vec{B}_r$  : vecteur d'induction magnétique rémanente. [T]

$\vec{E}_s$  : champ électrique de source. [V/m]

$\vec{E}_i$  : champ électrique induit. [V/m]

$\vec{J}_s$  : vecteur des courants de source. [A]

$\vec{J}_i$  : vecteur des courants induits. [A]

$\vec{n}$  : le vecteur normal.

$X$  : la période magnétique. [s]

$\vartheta_t$  : charge surfacique. [C/m<sup>2</sup>]

$k_s$  : densité de courant surfacique. [A/m<sup>2</sup>]

$\vec{A}$  : le potentiel vecteur magnétique.

$\nu$  : reluctivité magnétique.

$L$  : La fonction de Lagrange résultante de la co-énergie du système de type cinétique et de son énergie potentielle.

$\Omega$  : le domaine d'étude.

$n$  : le nombre de nœuds de domaine d'étude.

$A_i$  : l'inconnue au nœud  $i$  de domaine.

$R$  : résidu de l'approximation.

$L$  : operateur différentiel.

$f$  : fonction définie sur le domaine d'étude.

$A$  : la fonction inconnue.

$\Psi_i$  : fonction de projection définie sur.

$A(x, y)$  : inconnue.

$nn$  : nombre de nœuds du domaine subdivisé.

$\alpha_j(x, y)$  : fonction de forme au nœud  $j$ .

## LISTE DES SYMBOLES ET ABRÉVIATIONS

$A_j$  : valeur inconnue du nœud  $j$ .

$\Delta t$  : le pas de temps.

$(A^{t+1})$  : valeur du potentiel vecteur magnétique aux nœuds du maillage à l'instant  $(t+1)$ .

$(A^t)$  : valeur du potentiel vecteur magnétique à l'instant précédent  $(t)$ .

$D_{es}$  : diamètre externe du stator. [mm]

$D_{is}$  : diamètre interne du stator. [mm]

$D_{er}$  : diamètre externe du rotor. [mm]

$D_{ir}$  : diamètre interne du rotor. [mm]

$L_s$  : longueur du stator. [mm]

$L_r$  : longueur du rotor. [mm]

$N_{er}$  : nombre d'encoches du rotor.

$N_{es}$  : nombre d'encoches du stator.

$K_{st}$  : facteur d'empilement.

$\phi$  : diamètre [mm].

### Abréviations

**MAS** : Machine asynchrone.

**fem**: Force électromotrice.

**MEF** : Méthode des éléments finis.

**EIF** : Méthode des intégrales de frontière.

**MF** : Méthode finis.

**MDF** : Méthode des différences finis.

**FDTD**: Finite Difference Time Domain.

**FDM**: Finite difference method.

**NEMA**: National Electrical Manufacturers Association.

**EPE** : Entreprise publique économique.

## LISTE DES SYMBOLES ET ABRÉVIATIONS

**SPA** : Société par actions.

**ENEL** : Entreprise National des industries électrotechniques.

**CEI** : Commission électrotechnique internationale.

**VDE** : Verband der Elektrotechnik Elektronik und Informationstechnik e.V.. (Fédération allemande des industries de l'électrotechnique, de l'électronique et de l'ingénierie de l'information).



**INTRODUCTION  
GENERALE**

L'électricité peut être employée pour transporter l'énergie d'un point à un autre, on l'utilise comme vecteur énergétique. On a en premier lieu une énergie primaire (hydroélectrique, nucléaire, thermique...) qu'on transforme en énergie mécanique (rotation), qui elle-même est transformée dans une centrale électrique en énergie électrique via un générateur électrique. Celles-ci fonctionnent en grande partie grâce aux effets du magnétisme. Ces machines sont théoriquement réversibles, servant à passer de l'énergie électrique à une énergie mécanique (fonctionnement moteur). Le moteur asynchrone est l'un des composants qui servent à passer de cette énergie à une énergie mécanique pour assurer certaines fonctions dans le domaine de l'industrie et dans d'autres domaines aussi.

La machine asynchrone, connue aussi sous le terme anglo-saxon de machine à induction. C'est une machine à courant alternatif sans connexion entre le stator et le rotor. Le terme asynchrone signifie que la vitesse de ces machines n'est pas nécessairement proportionnelle à la fréquence des courants qui les traversent.

La paternité de la machine asynchrone est controversée. Elle pourrait être attribuée à trois inventeurs. En 1887, Nikola Tesla dépose un brevet sur la machine asynchrone, pendant la même période Galileo Ferraris publie des traités sur les machines tournantes, avec une expérimentation en 1885, puis une théorie sur la machine asynchrone en avril 1888, en 1889, Mikhaïl Dolivo-Dobrovolski, électricien allemand d'origine russe, invente la première machine asynchrone à courant triphasé à cage d'écureuil qui sera construite industriellement à partir de 1891.

Du fait de sa simplicité de construction, d'utilisation et d'entretien, de sa robustesse et son faible prix de revient, la machine asynchrone est actuellement très utilisée comme moteur dans une gamme de puissance allant de quelques centaines de watts à plusieurs milliers de kilowatts. **[13]**

Dans ce présent travail on s'intéresse à l'étude et la modélisation d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil de 45 KW en cours de construction à l'entreprise Electro-Industrie. La modélisation des systèmes à induction électromagnétiques constitue l'outil de base pour la conception et l'optimisation de ces systèmes. Cette modélisation passe par la résolution numérique (éléments finis, volumes finis) des équations des champs décrivant les phénomènes physiques et leurs couplages.

Dans notre travail nous allons utiliser « ANSYS Maxwell® », qui est un logiciel de simulation de champs électromagnétiques pour la conception et l'analyse des moteurs électriques, actionneurs, capteurs, transformateurs et autres dispositifs électromagnétiques et électromécaniques. Ce laboratoire électromagnétique virtuel utilise la méthode précise des éléments finis pour résoudre des équations du champ électromagnétique et électrique dans les cas statique et transitoire.

Le manuscrit est structuré en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre nous présenterons le moteur asynchrone, à savoir ses composants principaux ainsi que ses caractéristiques et son principe de fonctionnement.

Le deuxième chapitre est consacré à la présentation des principaux outils nécessaires à la modélisation des phénomènes électromagnétiques : à savoir la formulation via les équations de Maxwell, ainsi que leurs transformations en équation algébriques à résoudre par des méthodes numériques.

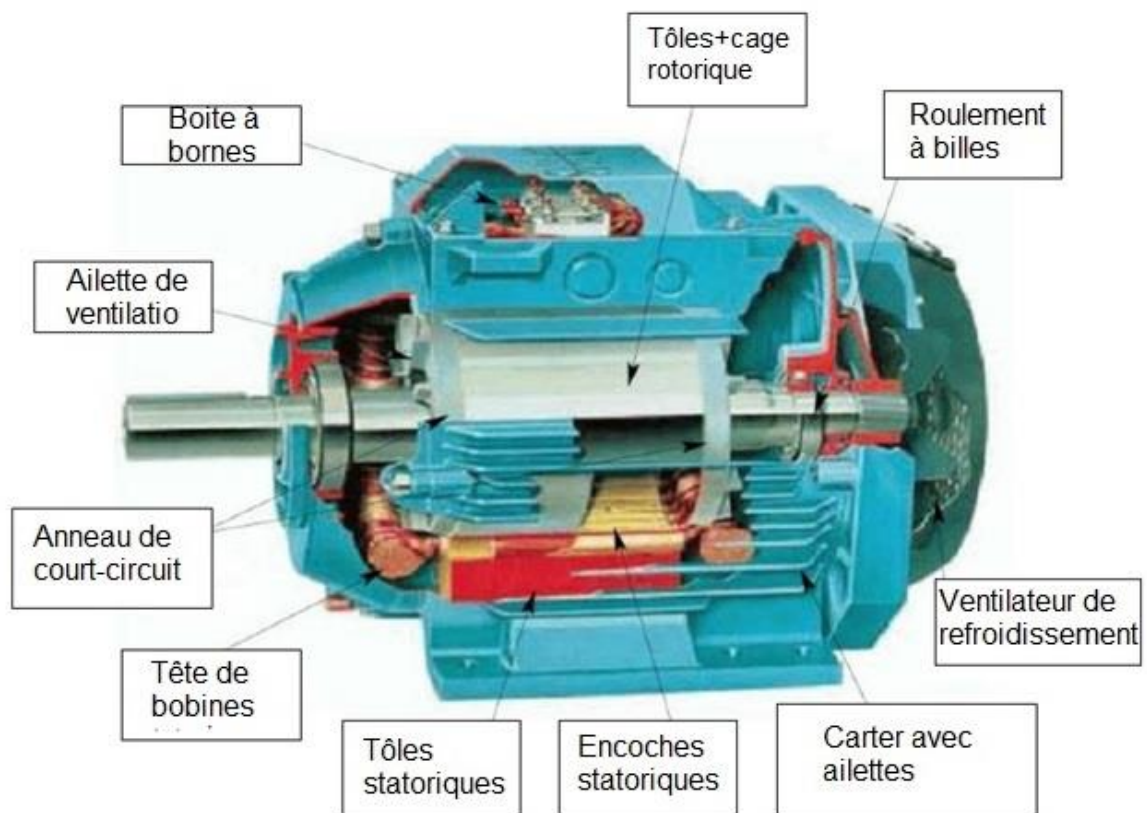
Dans le troisième chapitre, nous allons présenter l'entreprise Electro-Industrie d'Azazga où nous avons effectué notre stage pratique, nous présenterons les différents ateliers et les diverses procédures et démarches suivies lors de la fabrication des moteurs asynchrones.

Le dernier chapitre se résume en une analyse numérique des performances du moteur étudié sous différents états de fonctionnement à l'aide du logiciel de simulation « ANSYS Maxwell® ».

Nous terminerons ce travail par une conclusion générale qui résume les résultats de nos travaux.



**CHAPITRE I**  
**ETAT DE L'ART DES**  
**MACHINES ASYNCHRONES**



**Fig.I.01** Eléments constitutifs d'une MAS à cage d'écureuil.

### I.1. Introduction

Les machines électriques tournantes occupent une place importante dans tous les secteurs industriels. Les machines asynchrones triphasées à cage d'écurie sont les plus fréquemment utilisées dans l'industrie. Elles ont pour avantages : **simplicité, robustesse, prix peu élevé et entretien facile**. Elles apparaissent maintenant comme l'élément de base des entraînements électriques.

Le présent chapitre est constitué de généralités sur les moteurs asynchrones ainsi que leurs caractéristiques et principe de fonctionnement.

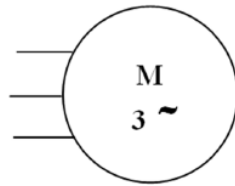
### I.2. Définition

La machine asynchrone, connue également sous le terme anglo-saxon de machine à induction, est une machine électrique tournante à courant alternatif sans connexion entre le stator et le rotor.

C'est une machine réversible elle fonctionne selon la source d'énergie, soit en « Moteur » soit en « Générateur ». Sa particularité est de fonctionner avec un induit en court-circuit. Le moteur asynchrone triphasé est largement utilisé dans l'industrie, sa simplicité de construction en fait un matériel très fiable et qui demande peu d'entretien. [1]



**Fig.I.02** Moteur Asynchrone.



**Fig.I.03** Symbole général d'un moteur asynchrone triphasé

### I.3. Les principaux types de moteurs à induction

- Moteurs asynchrones (ou d'induction) triphasés.
- Moteur asynchrone (ou d'induction) monophasé.
- Moteur universel : moteur série fonctionnant en courant continu ou alternatif.

### I.4. Utilisations de la MAS

#### I.4.1. Moteur asynchrone

C'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 puissances limitées 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. [2]

### I.5. Constitution

Deux composants principaux constituent le moteur asynchrone, Ils sont fabriqués en tôles d'acier au silicium et comportent des encoches dans lesquelles on place les enroulements. L'un de ces composants, appelé le stator, est fixe ; on y trouve les enroulements reliés à la source. L'autre composant, nommé le rotor, est montée sur un axe libre de tourner.

La carcasse nervurée à ailettes longitudinales est un monobloc en fonte, acier ou aluminium. Sur chaque moteur est fixé, sur le côté opposé à l'accouplement, un capot en tôle d'acier ou alliage d'aluminium ou polyester thermodurcissable armé de fibres de verres, à l'intérieur duquel se trouve le ventilateur monté sur l'arbre.

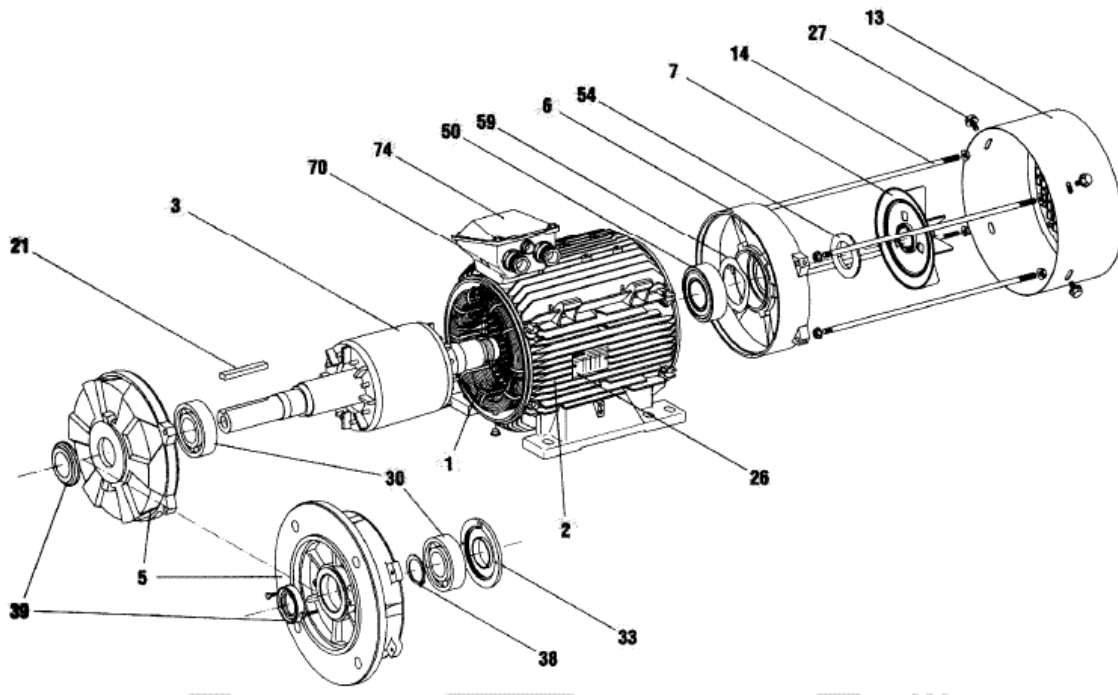
L'air est aspiré à travers le grillage du capot par le ventilateur, à ailettes droites permettant un fonctionnement correct dans les deux sens de rotation, l'air de refroidissement est pulsé le long des ailettes de la carcasse. [05]

La Machine asynchrone est constituée des principaux éléments suivants :

- Stator (partie fixe) : constitué de disques en tôles magnétiques portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.
- Rotor (partie tournante) : constitué de disques en tôles magnétiques empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement injecté.

Organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles.

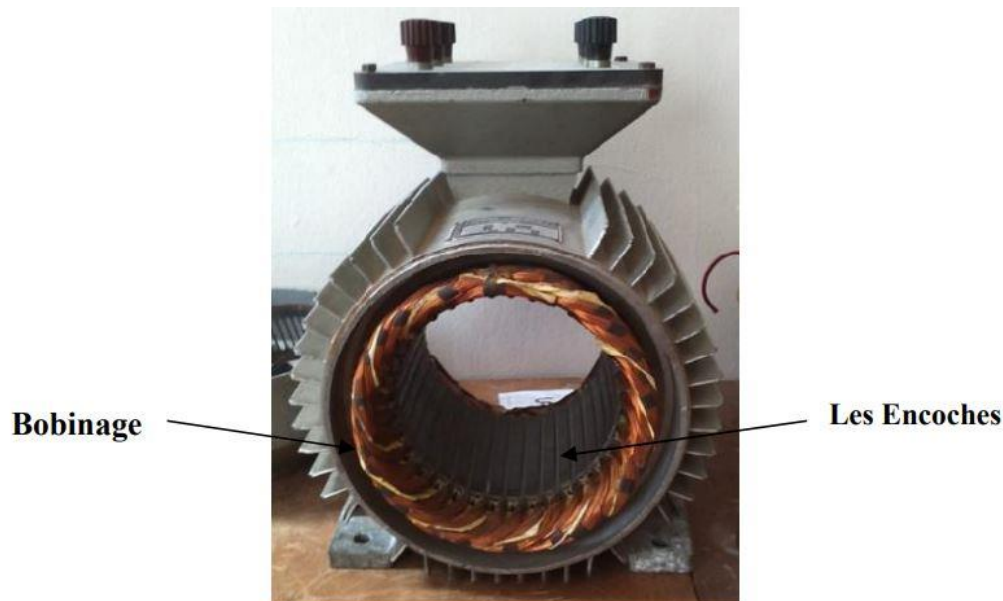
La figure suivante **Fig.I.04** représente une vue détaillée des éléments constituant la machine asynchrone à cage.



**Fig.I.04** vue éclatée d'une MAS à cage.

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

### I.5.1. Le Stator



**Fig.I.05** photographie du stator d'une MAS.

Le stator comporte un empilement de tôles minces identiques en forme de couronne qui constituent un cylindre vide, ces tôles sont percées à leur périphérie intérieure. L'alignement des trous forme des encoches dans lesquelles on loge un bobinage triphasé. L'ensemble est serré dans une carcasse en fonte ou en aluminium.

Les tôles en fer-silicium, dont l'épaisseur varie entre 0,35 et 0,50 mm, sont empilées de façon à minimiser les pertes dans le circuit magnétique. Dans le cas où le diamètre du moteur ne dépasse pas quelques centaines de millimètres, les tôles sont découpées en une seule pièce. Pour les moteurs de grand diamètre, les tôles du stator et du rotor sont découpées par sections afin de limiter l'effet des courants de Foucault, on recouvre habituellement les tôles d'une mince couche de vernis ou de silicate de soude. Dans ces conditions, le rapport entre l'épaisseur véritable d'acier et l'épaisseur physique de l'empilement de tôles, nommé coefficient de foisonnement ou facteur d'empilement, qu'on rencontrera dans la partie application. **[02]**

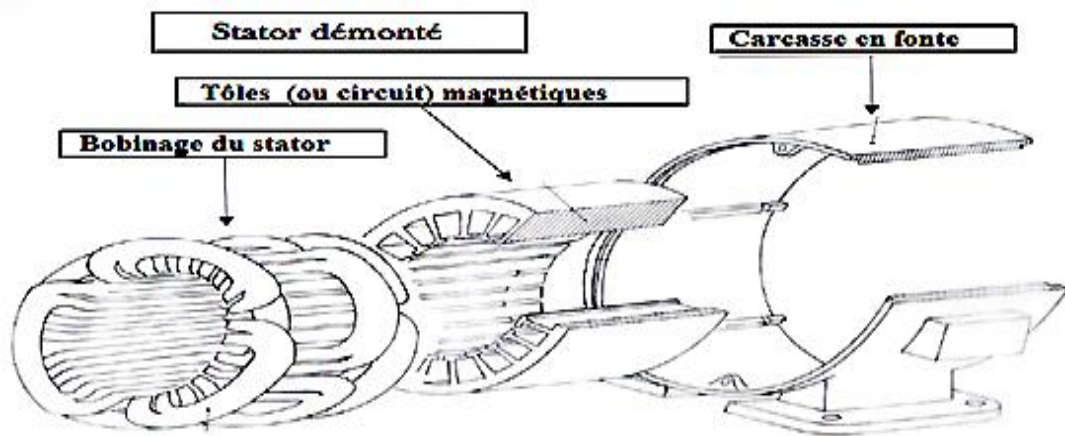


Fig.I.06 vue éclatée d'un stator.

### I.5.2. Le Rotor

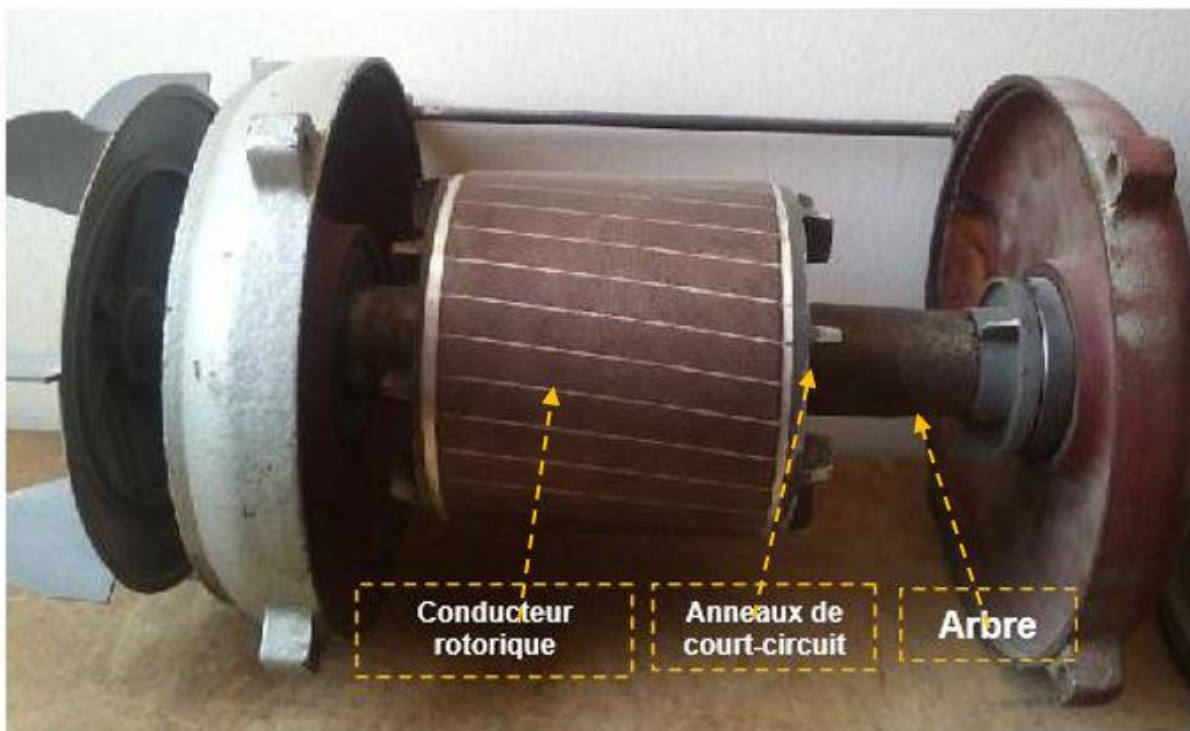


Fig.I.07 rotor d'une MAS à cage.

C'est l'élément mobile du moteur. Comme le circuit magnétique du stator, il est constitué d'empilement de tôles minces, isolées entre elles, et formant un cylindre claveté sur l'arbre du moteur. Les rotors de machines asynchrones peuvent être de plusieurs types différents :

### ***1.5.2.1. Rotor bobiné (à bague)***

Ce type de rotor est caractérisé par des encoches se trouvant sur sa périphérie extérieure et traversées par des enroulements identiques à ceux du stator. Une extrémité de chacun des enroulements est reliée à un point commun (couplage étoile). Les extrémités libres peuvent être raccordées sur un coupleur centrifuge ou sur trois bagues en cuivre isolées du rotor, sur lesquelles frottent des balais en charbon [07].

Les encoches, découpées dans les tôles sont légèrement inclinées par rapport à l'axe de la machine de façon à réduire les variations de réluctance liées à la position angulaire rotor/stator et certaines pertes dues aux harmoniques. On peut ainsi mettre en série avec le circuit rotorique des éléments de circuit complémentaires (résistances, électronique de puissance...) qui permettent des réglages de la caractéristique couple/vitesse. Ce type de moteur est utilisé essentiellement dans des applications où les démarrages sont difficiles [06].



**Fig.I.08** Rotor bobiné.

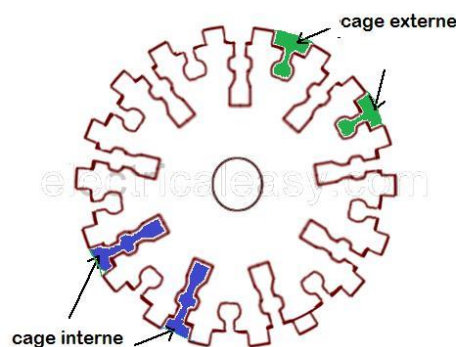
### ***1.5.2.2. Rotor à cage (rotor en court-circuit)***

La figure (I.07) montre ce type de rotor qui est constitué de tôles ferromagnétiques et de barres conductrices régulièrement réparties à la périphérie du rotor. Les barres sont reliées entre elles par deux anneaux de court-circuit. Les tôles ferromagnétiques servent à guider les lignes de champ tandis que les barres accueillent les courants induits. Pour les moteurs de faible puissance, les rotors sont réalisés à partir d'un empilement de tôles découpées et isolées les unes des autres (feuilletages) dans lesquelles on injecte un matériau conducteur de manière à constituer les barres ainsi que les anneaux de court-circuit. Pour les moteurs de forte puissance, les barres sont insérées dans le rotor puis les anneaux de court-circuit sont soudés ou brasés aux barres. Le matériau constituant les barres et les anneaux de court-circuit est généralement un alliage à base d'aluminium, mais on peut aussi rencontrer du cuivre

ou du laiton. En général, les barres sont légèrement inclinées suivant l'axe du rotor afin que le nombre de barres présentés sous une phase statorique soit constant quelle que soit la position du rotor. Ce procédé permet de diminuer la variation de la réluctance du circuit magnétique au cours de la rotation du rotor et de diminuer ainsi les oscillations de couple.

### ***1.5.2.3. Rotor à double cage***

Il comporte deux cages concentriques, l'une extérieure de faible section et assez résistante (réalisée en laiton ou en bronze), l'autre intérieure (réalisée en cuivre) de forte section et de résistance plus faible. Au début du démarrage, le courant rotorique de fréquence égale à la fréquence du réseau d'alimentation, l'effet de peau qui en résulte fait que la totalité du courant rotorique circule à la périphérie du rotor (l'effet de peau est un phénomène électromagnétique qui fait que plus la fréquence des courants augmente, plus le courant a tendance à ne circuler qu'en surface des conducteurs). Le couple produit par la cage extérieure résistante est important et l'appel de courant réduit. Au contraire, lorsque le moteur atteint son régime nominal de fonctionnement, normalement caractérisé par un faible glissement, donc une fréquence rotorique basse, la cage interne de faible résistance est parcourue par la presque totalité du courant rotorique ce qui réduit le glissement donc les pertes rotorique. On peut ainsi, obtenir des couples de démarrage de deux à trois fois supérieurs à ceux du rotor à simple cage sans trop augmenter le glissement nominal [06] [07].

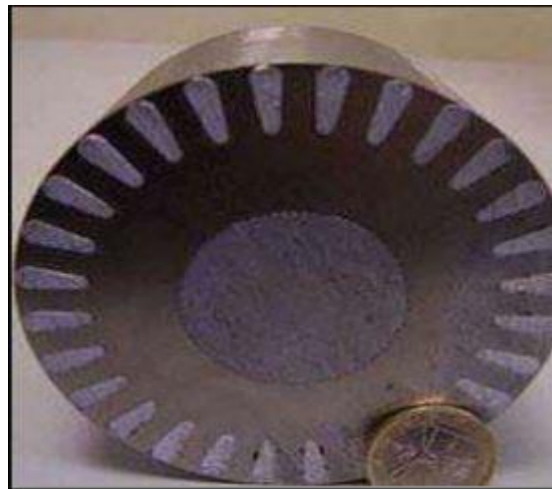


**Fig.I.09** Rotor à double cage.

### ***1.5.2.4. Rotor à double encoche ou à encoches profondes***

Ce sont des rotors à cage qui utilisent l'effet de peau dans les conducteurs afin de faire varier la résistance du rotor en fonction de la vitesse de fonctionnement de la machine. Le fonctionnement est analogue au moteur à double cage et l'intensité du courant rotorique varie en fonction inverse de sa fréquence tandis que :

- Au début du démarrage, le couple est élevé et l'appel de courant réduit.
- En régime établi, la vitesse est sensiblement celle du moteur à simple cage [07].



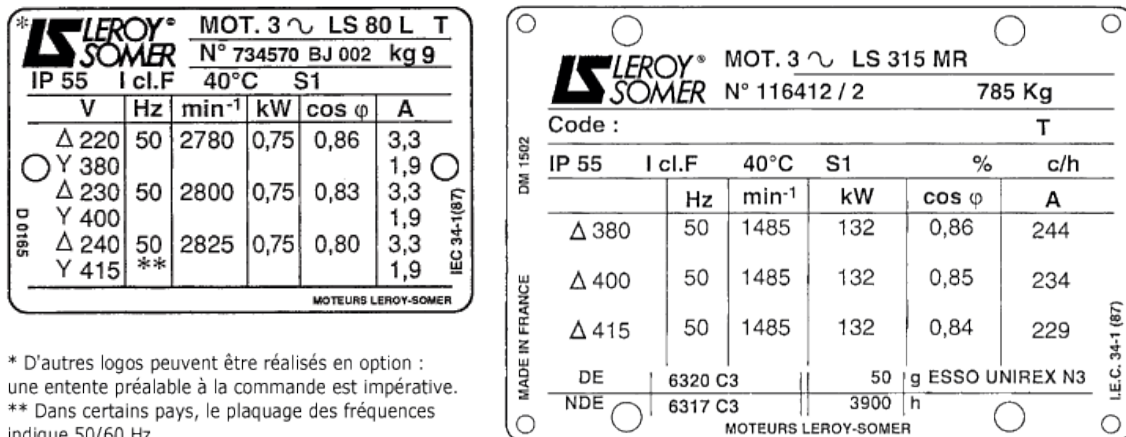
**Fig.I.10** Rotor encoches profondes.

### **1.5.3. Organes mécaniques**

La carcasse sert de support, elle joue le rôle d'enveloppe et assure la protection contre l'environnement extérieur. L'arbre est un organe de transmission, il comprend une partie centrale qui sert de support au corps du rotor et d'un bout d'arbre sur lequel est fixé un demi-accouplement. Il est généralement constitué en acier moulé ou forgé. Son dimensionnement est en fonction des efforts de flexion (force centrifuge qui s'exerce sur lui, attraction magnétique radiale, etc...), des efforts radiaux et tangentiels dus aux forces centrifuges, des efforts de torsion (couple électromagnétique transmis en régimes permanent et transitoire). Il est supporté par un ou plusieurs paliers. Ces paliers, qui permettent de supporter et de mettre en rotation l'arbre rotorique, sont constitués de flasques et de roulements à billes insérés à chaud sur l'arbre. Les flasques, moulés en fonte ou aluminium, sont fixés sur le carter statorique grâce à des boulons ou des tiges de serrage.

## I.5.4. Plaque signalétique

La meilleure façon de connaître les caractéristiques d'un moteur consiste à lire sa plaque signalétique. Cette dernière contient la majorité des renseignements qui seront utiles pour effectuer le travail. Celle-ci pourrait faire exemple d'une pièce d'identité du moteur. La figure suivante représente de façon détaillé les informations présentes sur la plaque signalétique d'un exemple de moteur asynchrone. [12]



\* D'autres logos peuvent être réalisés en option : une entente préalable à la commande est impérative.  
 \*\* Dans certains pays, le plaquage des fréquences indique 50/60 Hz.

### ▼ Définition des symboles des plaques signalétiques

**MOT 3 ~** : Moteur triphasé alternatif.  
**LS** : Série.  
**80** : Hauteur d'axe.  
**L** : Symbole de carter.  
**T** : Indice d'imprégnation.

**N° moteur**  
**N°** : Numéro série moteur.  
**B** : Année de production.  
**J** : Mois de production.  
**002** : N° d'ordre dans la série.

**Code** : Réservé.

**kg** : Masse.  
**IP55** : Indice de protection.  
**I cl. F** : Classe d'isolation F.  
**40°C** : Température d'ambiance maxi de fonctionnement, selon CEI 34-1.

**S...%** : Service - Facteur de marche.  
**...c/h** : Nombre de cycles par heures.

**V** : Tension d'alimentation.  
**Hz** : Fréquence d'alimentation.  
**min<sup>-1</sup>** : Nombre de tours par minute.  
**kW** : Puissance nominale.  
**cos φ** : Facteur de puissance.  
**A** : Intensité nominale.  
**Δ** : Branchement triangle.  
**Y** : Branchement étoile.

**Roulements**  
**DE** : Drive end.  
 Roulement coté entraînement.  
**NDE** : Non drive end.  
 Roulement coté opposé à l'entraînement.  
**50 g** : Quantité de graisse à chaque relubrification (en grammes).  
**3 900 h** : Périodicité de relubrification (en heures).  
**UNIREX** : Type de graisse.

Fig.I.11 Plaque signalétique d'un moteur asynchrone.

## I.6. Classification des moteurs à cage d'écureuil

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

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

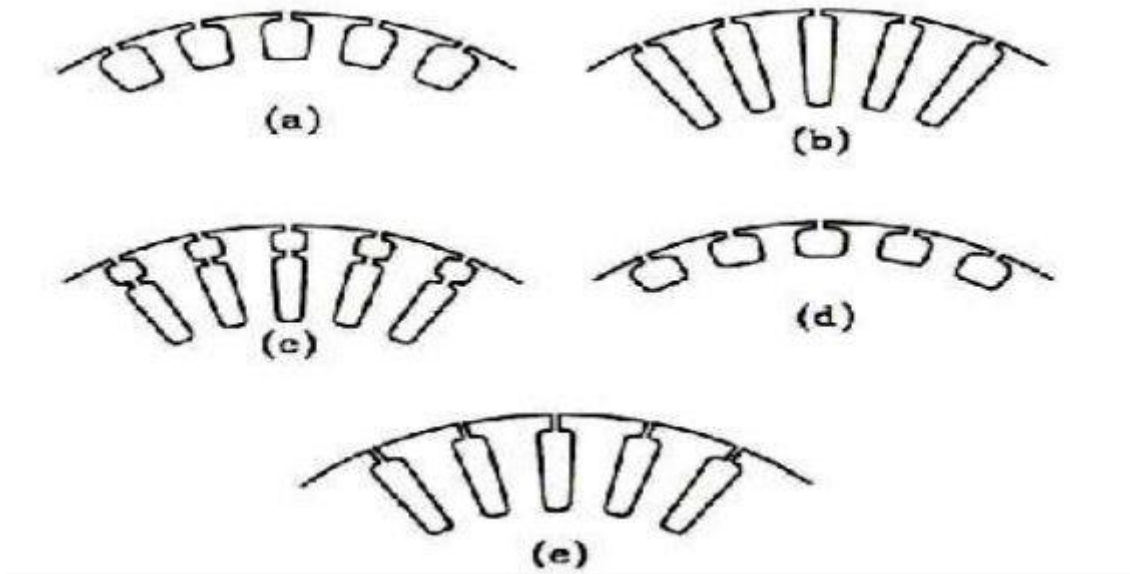
**Classe B** : Moteurs à couple normal et à faible courant de démarrage.

**Classe C** : Moteurs à fort couple et à faible courant de démarrage.

**Classe D** : Moteurs à fort glissement.

**Classe F** : Moteurs à faible couple et à faible courant de démarrage.

Cette classification se base sur la variation de la résistance et de la réactance des enroulements du rotor. Au démarrage, la réactance d'un conducteur est d'autant plus grande que ce dernier est loin de l'entrefer. La résistance dépend de la longueur du rotor, de la section des conducteurs et du matériau utilisé. Cette résistance est inversement proportionnelle au courant de démarrage. Il est donc possible d'expliquer les différentes caractéristiques obtenues pour les diverses classes. [08]



**Fig.I.12** Les différents types d'encoches rotoriques, Classement de la NEMA.

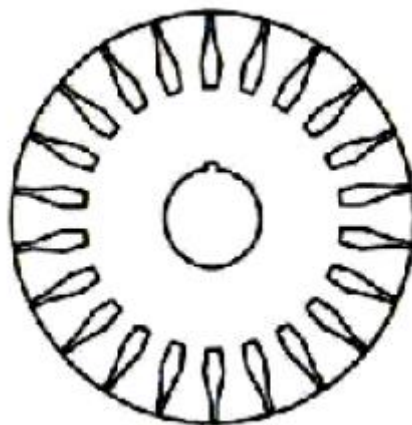
- L'encoche du rotor d'un moteur de classe (A) (**Fig.I.12 (a)**) n'est pas tellement creuse et l'enroulement a une faible résistance. De même, la réactance est faible et presque uniforme pour tout le conducteur ; il en résulte que le courant circule dans tout le conducteur. Le couple est normal et le courant de démarrage est suffisamment élevé.
- Le moteur de classe (B) est le plus utilisé de nos jours. Ses caractéristiques découlent de l'emploi d'encoches profondes et étroites (**Fig.I.12 (b)**). Lors du démarrage, la réactance est plus forte dans le bas du conducteur ; cela force le courant à passer surtout dans le haut du conducteur, ce qui en réduit la surface active et augmente sa résistance. Le courant se trouve ainsi limité et on peut, dans bien des cas, démarrer ce moteur à pleine tension ; c'est un avantage par rapport au moteur de classe (A). Le couple au démarrage demeure toutefois normal.
- Un moteur de classe (C) possède un rotor à double cage d'écurueil (**Fig.I.12 (c)**)

On peut construire cet enroulement de différentes façons. Le principe consiste à placer un enroulement de forte résistance près de l'entrefer et un enroulement de faible résistance loin de la surface. Durant le démarrage, le conducteur éloigné de l'entrefer a une grande réactance, ce qui force le courant à passer dans le conducteur extérieur. Le courant est donc faible mais le couple est fort.

Lorsque le rotor a atteint sa pleine vitesse, la réactance du conducteur situé le plus loin de l'entrefer devient faible ; la répartition du courant est alors à peu près uniforme dans tout le conducteur.

- Un moteur de classe (D), a un enroulement d'une grande résistance en raison de sa faible section (**Fig.I.12 (d)**), ce qui lui confère au démarrage un fort couple ainsi qu'un faible courant. Par contre, il a un glissement à pleine charge qui peut atteindre 15% et même 20%.
- Les conducteurs du rotor d'un moteur de classe (F) sont placés loin de l'entrefer (**Fig.I.12 (e)**). Au démarrage, la réactance est grande et le courant est faible, mais le circuit est très inductif et le couple développé est faible.

On peut ainsi obtenir les caractéristiques recherchées par le choix d'une forme d'encoche appropriée, forme qui n'est pas nécessairement rectangulaire, surtout si les conducteurs sont en aluminium coulé. On retrouve des configurations d'encoches plus complexes (**Fig.I.13**) qui, même s'il s'agit d'une cage simple, donnent un comportement qui tend beaucoup vers celui d'une double cage. **[02]**

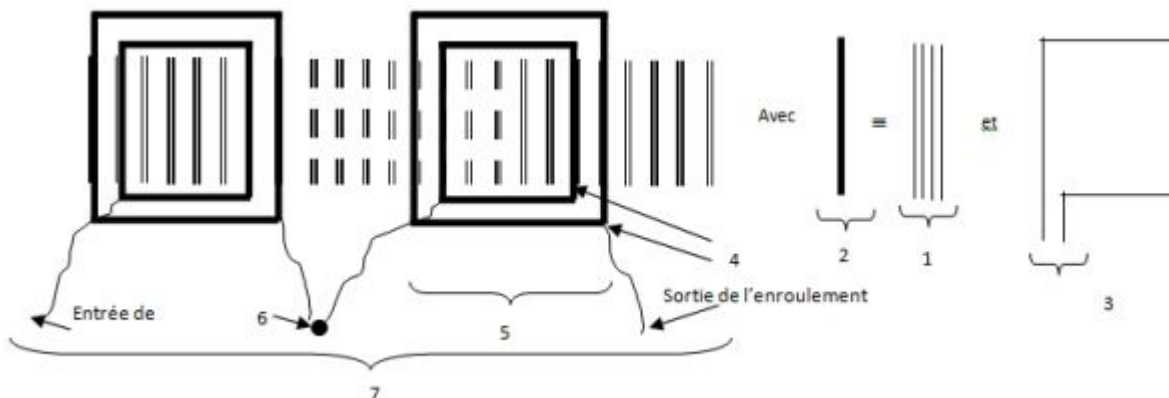


**Fig.I.13** Rotor à encoches spéciales.

## I.7. Bobinage des moteurs asynchrones

Le bobinage des machines asynchrones peut être effectué de plusieurs façons, mais généralement on utilise trois types d'enroulements : l'enroulement **imbriqué**, l'enroulement **concentrique** sont utilisés pour les stators des machines asynchrones, et l'enroulement **ondulé** est idéal pour les rotors des moteurs asynchrones à bagues.

L'enroulement est un conducteur électrique isolé et enroulé autour d'un support. Cet enroulement est utilisé pour la réalisation des bobinages des machines électriques et peut être constitué d'une ou plusieurs bobines identiques. Celles-ci peuvent contenir plusieurs spires. La largeur d'une bobine s'appelle le pas de bobine.



**Fig.I.14** Schéma des différents composants constituant un enroulement.

1	<b>Brins actifs</b>	Conducteurs insérés dans une encoche
2	<b>Faisceaux</b>	Ensemble des brins actifs dans une encoche
3	<b>Spire</b>	Deux brins actifs reliés d'une encoche à l'autre
4	<b>Bobine (ou petite bobine, ou section)</b>	Ensemble de spires
5	<b>Groupe de bobines</b>	Ensemble de bobines réalisées les une à la suite des autres sur un gabarit concentrique et reliées de fait en série
6	<b>Connexion</b>	Liaison des groupes de bobines entre elles, en série ou parallèle
7	<b>Enroulement (ou phase)</b>	Ensemble de groupes de bobines

**Tableau.I.01** Tableau récapitulatif des éléments constituant l'enroulement.

Avant de procéder au bobinage d'un moteur, on doit calculer le nombre de groupe de bobines, qui est donné par la relation suivante :

$$Ng = 2p \times m \quad (I.1)$$

$Ng$ : Nombre de groupes de bobines.

$m$  : nombre de phases.

$2p$  : nombre de pôles.

Dans un enroulement dit à simple couche, on peut avoir un nombre de bobines égal au nombre d'encoches, cependant les concepteurs de machines ont découvert qu'il est préférable d'employer 2, 3 bobines ou plus par groupe plutôt que seulement une. Ceci augmente proportionnellement le nombre de bobines et d'encoches. Dans ce cas on utilise l'enroulement à double couches, cela permettra de faire passer 2 faisceaux, disposés verticalement, dans une même encoche. Ainsi, l'utilisation d'un enroulement distribué améliore le couple lors du démarrage, tout en réduisant le bruit lorsque le moteur atteint sa vitesse en régime permanent. **[11]**

Lorsque le stator est excité par une source triphasé, un champ tournant multipolaire est créé. La distance qui sépare deux pôles adjacents s'appelle le pas polaire  $\tau$ . En pratique celui-ci est exprimé par la relation suivante :

$$\tau = \frac{Ne}{2p} \quad (I.2)$$

$Ne$  : nombre d'encoches.

$\tau$  : le pas polaire

Exemple : un stator à 2 pôles ayant 36 encoches aura un pas polaire qui s'étend de l'encoche 1 à l'encoche 18.

Le pas de bobine est habituellement compris entre 80% et 100% du pas polaire. Dans le cas d'un enroulement à double couches, les bobines n'occupent que la moitié d'une encoche, donc on peut en modifier la largeur et les placer dans une paire d'encoches qui ne correspond plus au pas d'encoche normal. Les bobines sont habituellement de largeur réduite et donnent un pas dit raccourci (inférieur à 100%). Cette configuration complique le bobinage, mais présente l'avantage d'améliorer la distribution du flux tournant et de diminuer la quantité de cuivre requise.

Le pas d'enroulement est défini par la relation suivante :

$$y = \frac{Ne}{2p} \pm \varepsilon_1 \quad (I.3)$$

Le nombre d'encoches par pôle par phase :

$$q = \frac{N_e}{2p \cdot m} \quad (I.4)$$

L'angle électrique entre deux phases :

$$\gamma = \frac{360p}{N_e} \quad (I.5)$$

La zone de phase :

$$\alpha = \gamma \cdot q \quad (I.6)$$

$p$  : le nombre de paires de pôles.

$\varepsilon_1$  : le raccourcissement.

### I.7.1. Enroulement imbriqué à simple couche

Pour ce type d'enroulement chaque bobine occupe deux encoches et le nombre d'encoches doit être un multiple de deux fois le nombre de phases.

$$N_e = 2 m \cdot n \quad (I.7)$$

Si on compte quatre encoches par phase, ce qui indique qu'il faut deux bobines par enroulement. Chaque bobine doit couvrir  $180^\circ$  électriques, ce qui pour un moteur à deux pôles, correspond à  $180^\circ$  mécaniques. Il en résulte que le nombre d'encoches qui séparent les deux cotés d'une bobine doit correspondre à la moitié du nombre total d'encoches. Le pas de bobine est dit normal ou entier lorsque les deux cotés d'une bobine sont à  $180^\circ$  électriques. Puisque l'alimentation est triphasée équilibrée (les trois tensions sont de même amplitude et déphasés de  $120^\circ$  électriques), les trois enroulements doivent présenter la même configuration physique et être décalés de  $120^\circ$  mécanique.

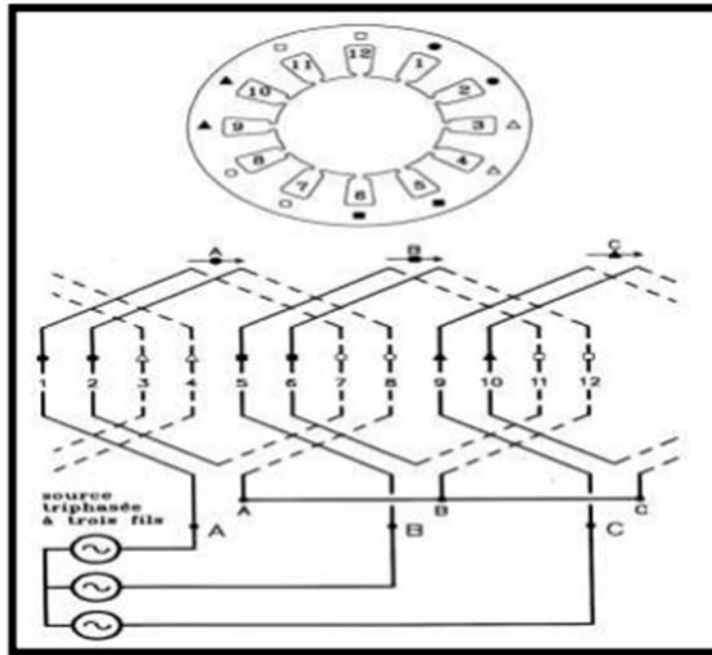


Fig.I.15 Enroulement imbriqué d'un moteur 3m ;  $2p=2$  ;  $N_e=12$ .

### I.7.2. Enroulement concentrique

Comme dans l'enroulement imbriqué à simple couche, chaque bobine occupe deux encoches. La différence réside dans les bobines, au lieu d'être toutes identiques et décalées d'une encoche les unes par rapport aux autres, sont à l'intérieur d'une phase, de dimensions différentes et placées les unes autour des autres.

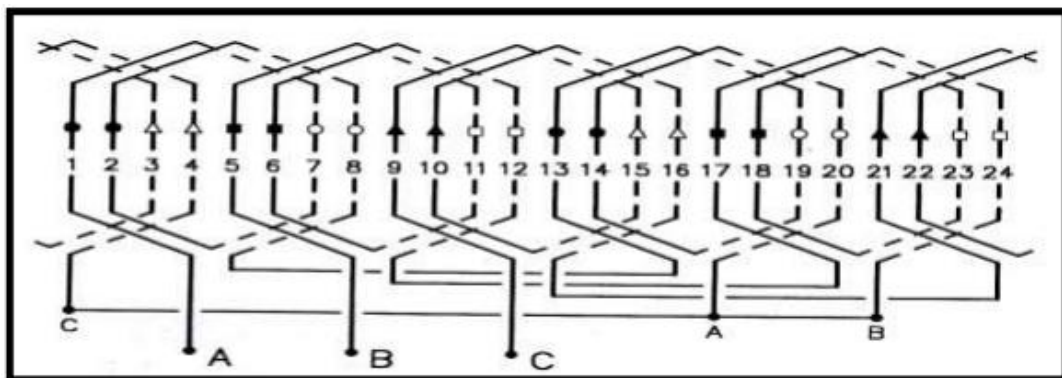
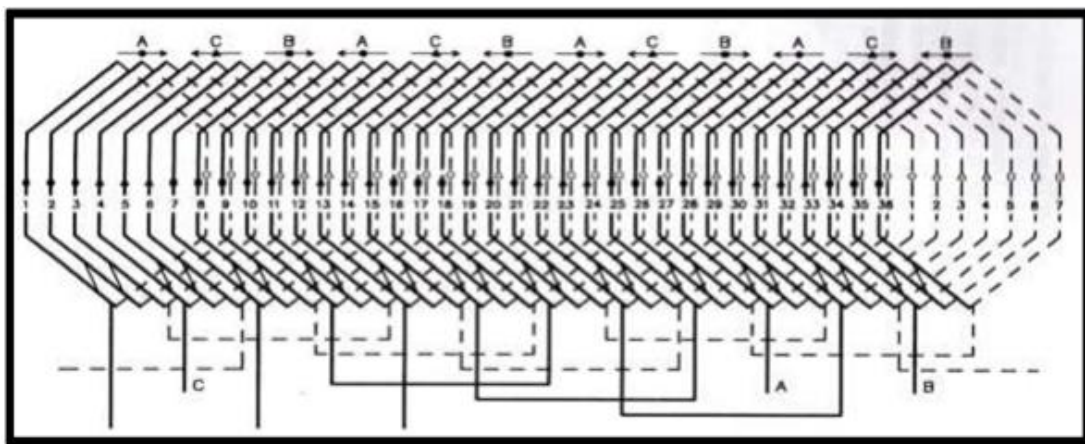


Fig.I.16 Enroulement concentrique d'un moteur 3m ;  $2p=2$  ;  $N_e=12$ .

### I.7.3. Enroulement à double couche

Pour ce type d'enroulement chaque bobine est formée de la moitié des conducteurs contenus dans une encoche et disposés de façon que l'un des côtés de la bobine soit dans le haut d'une encoche (coté supérieur) et l'autre dans le fond (coté inférieur). Puisque les bobines de ce type d'enroulement n'occupent que la moitié de l'encoche, on peut modifier la largeur et les placées dans une paire d'encoche qui ne correspond plus au pas de bobine normale. Les bobines sont de largeur réduite et donnent un pas dit raccourci ou fractionnaire. Ce type de bobinage présente une amélioration du comportement du moteur.



**Fig.I.17** Enroulement imbriqué à double couche, moteur 3m ;  $2p=4$  ;  $N_e=36$ .

### I.7.4. Enroulement ondulé

L'enroulement ondulé est habituellement un bobinage à double couche, le nombre d'encoches actives doit être un multiple du produit du nombre de pôles et du nombre de phases.

$$N_e = n.p.m \quad (I.8)$$

Les conducteurs qui occupent des places analogues sous deux pôles consécutifs sont connectés en série. On nomme le tronçon le circuit formé lorsque toutes les encoches d'une même phase contiennent un conducteur. Comme l'enroulement ondulé est à double couche il est possible de superposer un deuxième tronçon au premier, mais ce deuxième doit être bobiné en sens inverse et pour le bobinage des phases il faut toujours les séparées par  $120^\circ$ . [04]

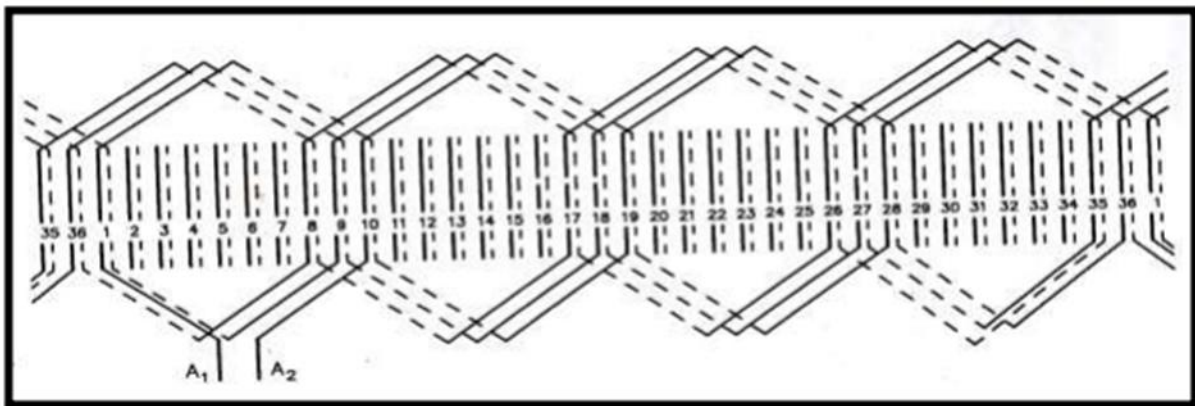


Fig.I.18 Enroulement ondulé pour une phase d'un moteur 3m ;  $2p=4$  ;  $N_e=36$ .

## I.8. Isolation des MAS

L'isolation entre les conducteurs, les bobines et le circuit magnétique peuvent s'effectuer en utilisant différents types de matériaux isolants, selon le domaine d'application et la température d'utilisation.

Dans le passé, parmi les principaux isolants on trouvait le coton, la soie, le papier et autres matériaux similaires, imprégnés ou non d'huile. On utilisait aussi des matières inorganiques comme le mica, l'amiante, la fibre de verre ...etc.

Par contre actuellement, on trouve : le polyvinyle, le polyuréthane, le nylon, l'époxy et le polyester, qui ont des caractéristiques isolantes et thermiques spécifiques. [04]

### I.8.1. Isolation des conducteurs

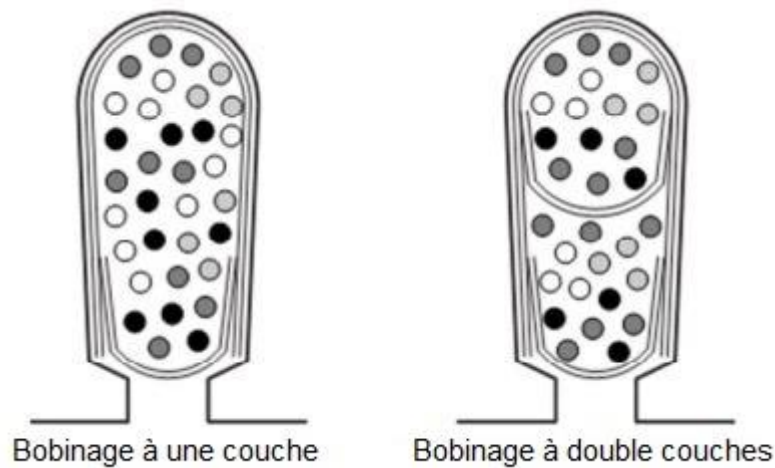
Pour les machines de faibles tensions et de petites puissances, on utilise des conducteurs filaires « émaillés », pour les machines de hautes tensions, de moyenne et de grandes puissances, on utilise des barres conductrices isolées par du papier, mica, verre, bakélite, résine (enrobage ou imprégnation).

### I.8.2. Isolation des bobines par rapport à la masse

Elle est réalisée en plaçant dans les encoches, avant toute opération d'insertion du bobinage, une feuille de matériau isolant en forme de U qui épouse tout le périmètre utile de l'encoche.

### I.8.3. Isolation entre phase

Dans le cas des encoches à une seule couche l'isolation entre spires à lieu dans la région des têtes de bobines, entre les bobines, ou entre les bobines et connexions d'entrée/sortie. Les isolations entre bobines seront réalisées par l'interposition d'isolant en feuille semblable à celui qui a servi à isoler les encoches. Dans le cas des encoches à double couches, un isolant est présent entre celles-ci. Cela est en général réaliser par l'interposition, entre les deux plans de bobinage, d'une feuille d'isolant en forme de U, de dimensions réduites par rapport au U d'isolation d'encoche, et renversé par rapport à ce dernier (**Fig.I.19**).



**Fig.I.19** Isolations des encoches.

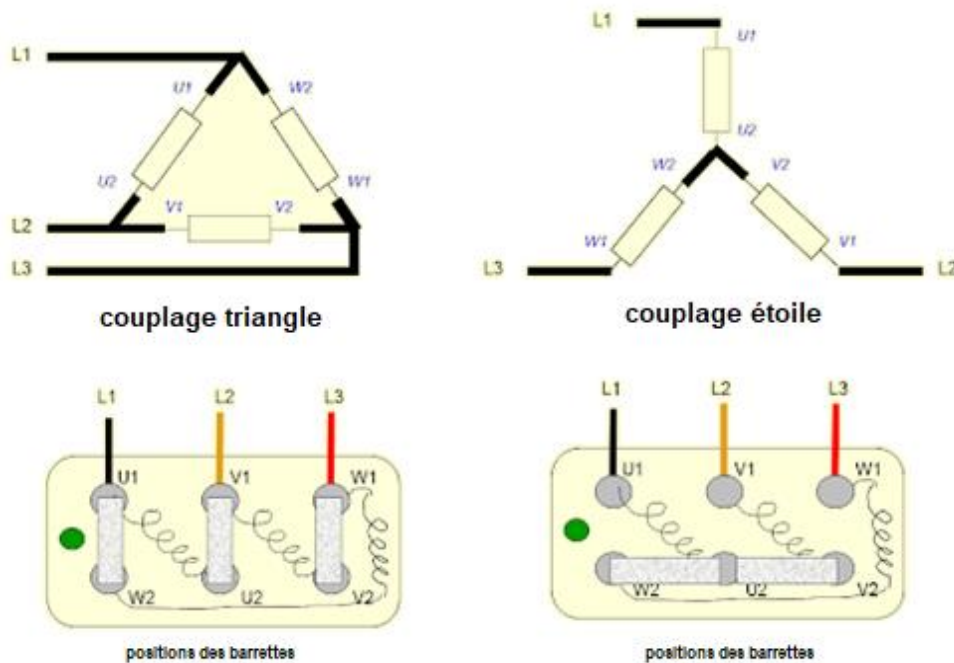
### I.8.4. Fermeture d'encoche ou calage d'encoche

C'est la dernière composante de l'isolation des bobinages, Son but est d'éviter que les conducteurs ne quittent les encoches, soit pendant le processus, ou bien lors du fonctionnement de la machine sous l'effet des forces centrifuges s'il s'agit d'un bobinage tournant ou de forces d'origine électromagnétique, en particulier lors de régimes accidentels. Les cales sont également en forme de U, complété par une languette isolante plus rigide pour assurer le maintien. **[22]**

## I.9. Branchement des MAS

Il y a deux possibilités de branchement du moteur au réseau électrique triphasé : Le montage en étoile et le montage en triangle.

Avec un branchement en étoile, la tension aux bornes de chacune des bobines est d'environ 230(V). Par contre dans le montage en triangle, chacune des bobines est alimentée avec la tension nominale du réseau 400 (V).



**Fig.I.20** Couplage étoile triangle d'un moteur asynchrone triphasé.

Les tensions d'un système triphasé sont définies par les équations suivantes :

$$U_{U1-U2} = U \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (I.9)$$

$$U_{V1-V2} = U \cdot \sqrt{2} \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (I.10)$$

$$U_{W1-W2} = U \cdot \sqrt{2} \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (I.11)$$

$U_{U1-U2}$  : tension aux bornes de la phase [V].

$U$  : tension du réseau [V].

$\omega$  : pulsation [rad/s].

L'alimentation se fait sur un système triphasé équilibré, le calcul de puissances est donné par les équations suivantes :

Puissance apparente [VA] :

$$S = U.I.\sqrt{3} \quad (I.12)$$

Puissance active [W] :

$$P_a = U.I.\sqrt{3}.\cos\varphi \quad (I.13)$$

Puissance réactive [VAR] :

$$Q = U.I.\sqrt{3}.\sin\varphi \quad (I.14)$$

$$S = \sqrt{P_a^2 + Q^2} \quad (I.15)$$

$U$ : Tension d'alimentation [V].

$I$ : Courant de ligne [A].

$\cos\varphi$ : Facteur de puissance.

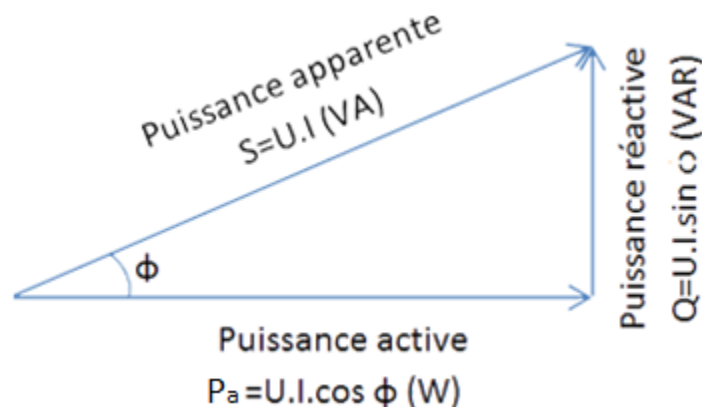


Fig.I.21 Triangle des puissances.

## I.10. Principe de fonctionnement d'une MAS à cage

Le principe de fonctionnement de la plupart des machines tournantes à courant alternatif s'appuie sur la création d'un champ magnétique tournant auquel est soumise une partie libre en rotation. En particulier dans le cas du moteur asynchrone, c'est ce champ qui est responsable de la rotation de la machine par l'action sur les courants qu'il induit dans une masse métallique. Le champ magnétique tournant créé alors par le stator induit dans le rotor des courants de Foucault. Conformément à la loi de Lenz, les forces dues à l'action du champ magnétique tournant sur les courants induits s'opposent à la cause qui leur donne naissance, c'est-à-dire au mouvement relatif du champ magnétique tournant par rapport au rotor. Elles font tourner ce dernier dans le sens du champ magnétique tournant.

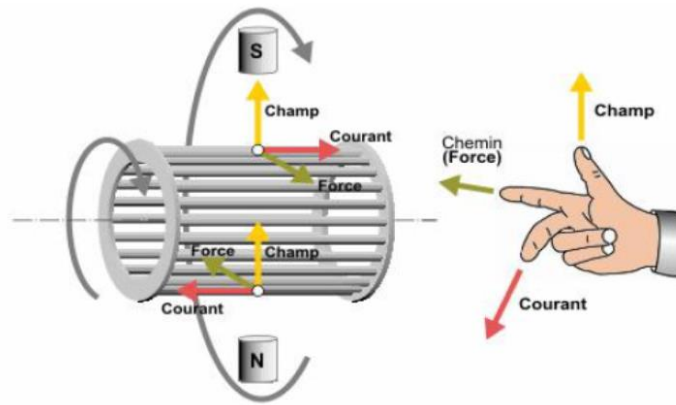


Fig.I.22 Présentation de champ tournant.

Dès que le stator est alimenté par le réseau triphasé alternatif de pulsation  $\omega_s$  et de fréquence  $f_s$ , un courant traverse ses enroulements et crée une force magnétomotrice  $E$  variable, elle est donnée par la formule suivante :

$$E = n \cdot i \quad (I.16)$$

Avec :  $E$  : Force magnétomotrice [A.tr].

$i$  : Courant du réseau [A].

$n$  : Nombre de spires.

La loi d'Ampère stipule que, lorsqu'un conducteur est traversé par un courant, il produit un champ magnétique (H), ce dernier est donné par la formule suivante :

$$H = \frac{n \cdot i}{l} \quad (I.17)$$

Avec :  $H$  : champ magnétique [A/m].

$l$  : Longueur moyenne des lignes de champ [m].

Ce champ magnétique  $H$ , crée à son tour une induction magnétique  $B$  au niveau de l'entrefer, elle est donnée par la relation suivante :

$$B = \mu_0 \cdot H \quad (I.18)$$

Avec :  $B$  : Induction magnétique, [T]

$\mu_0$  : Perméabilité de l'air.  $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$  [H/m]

Nous avons une autre grandeur importante qui est le flux magnétique, elle est donnée en fonction de l'induction magnétique par la relation suivante :

$$\Phi = \iint \vec{B} \cdot d\vec{S} \quad (I. 19)$$

Lorsque le vecteur de l'induction magnétique  $\vec{B}$  est perpendiculaire au plan du circuit, on aura :

$$\Phi = B \cdot S \quad (I. 20)$$

Avec :  $S$  : surface de l'armature magnétique de l'induit [m<sup>2</sup>].

$\Phi$  : Le flux mutuelle sous un pôle [Weber].

Selon la loi de Faraday, la **f.e.m.** aux bornes d'un circuit est égale à la dérivée par rapport au temps du flux qui traverse chaque spire du circuit.

$$e = n \frac{d\Phi}{dt} \quad (I. 21)$$

On met quelque fois un signe (-) dans la formule pour rappeler que la **f.e.m** à un effet qui s'oppose à la cause qui lui donne naissance, cet effet d'opposition est précisé par la loi de Lenz.

Les deux lois sont générales et indépendantes de la forme du circuit et la façon dont varie le flux.

Selon la loi de Laplace, la circulation du courant électrique  $\hat{i}$  dans un fil provoque une force élémentaire  $dF$  exercée sur l'élément  $dl$  du fil par une induction  $B$ . Cette force élémentaire est donnée par la relation suivante :

$$dF = i \cdot d\vec{l} \wedge \vec{B} \quad (I. 22)$$

L'intensité de cette force est donnée comme suit :

$$F = I \cdot B \cdot l \cdot \sin\alpha \quad (I. 23)$$

Avec :  $I$  : courant induit [A].

$l$  : Longueur du fil [m].

$\alpha$  : Angle entre  $d\vec{l}$  et  $\vec{B}$ .

Cette force crée un couple de démarrage, ce couple fera tourner le rotor à une vitesse proche de la vitesse du champ tournant du stator  $\omega_s$  .

Si le rotor n'est soumis à aucun couple résistant, sa vitesse atteint celle du champ magnétique tournant appelée vitesse de synchronisme  $\Omega_s$  (vitesse angulaire synchrone [rad/s], celle-ci est liée à la fréquence d'alimentation  $f_s$  par l'expression :

$$\Omega_s = \frac{2\pi f_s}{p} \quad (I.24)$$

$p$  : nombre de pair de pôles

$$N_s = \frac{60 \cdot f_s}{p} \quad (I.25)$$

$N_s$  : vitesse synchrone [tr/min]

Dans ce cas les courants induits disparaissent, et en même temps le couple moteur. S'il existe un couple résistant, le rotor prend une vitesse inférieure à celle du champ magnétique tournant. L'écart est d'autant plus grand que le couple est plus important, car les courants induits, et par suite le couple moteur, croissent avec cet écart. On caractérise cet écart en introduisant une grandeur appelée glissement  $g$  qui est une caractéristique particulière de MAS sous l'effet des charges du couple résistant. Il est défini comme étant l'écart de vitesse entre la vitesse synchrone  $\Omega_s$  et la vitesse du rotor  $\Omega$  rapportée à la vitesse synchrone. Le glissement  $g$  est alors donné par :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} = \frac{N_s - N}{N_s} \quad (I.26)$$

$N$  : vitesse de rotation [tr/min].

Le stator du moteur est alimenté par le réseau mais le rotor n'a avec lui aucune liaison conductrice, il constitue en quelque sorte le secondaire d'un transformateur dont le stator serait le primaire. Comme dans un transformateur, les courants induits dans le secondaire (rotor) ont une action magnétisante : le champ magnétique d'entrefer est créé par l'action simultanée des ampères-tours du stator et du rotor. Lorsqu'on charge le moteur, les courants rotorique prennent naissance. Le champ ayant même amplitude à vide et en charge, les courants du stator se modifient pour

compenser les ampères-tours du rotor. Toute augmentation du courant dans le rotor entraîne une augmentation du courant dans le stator.

Dans le moteur, l'augmentation du courant rotorique résulte de l'augmentation du couple résistant. Cependant, il y a une différence importante avec le transformateur, le secondaire (rotor) n'est pas parcouru par des courants à la même fréquence que le primaire (stator).

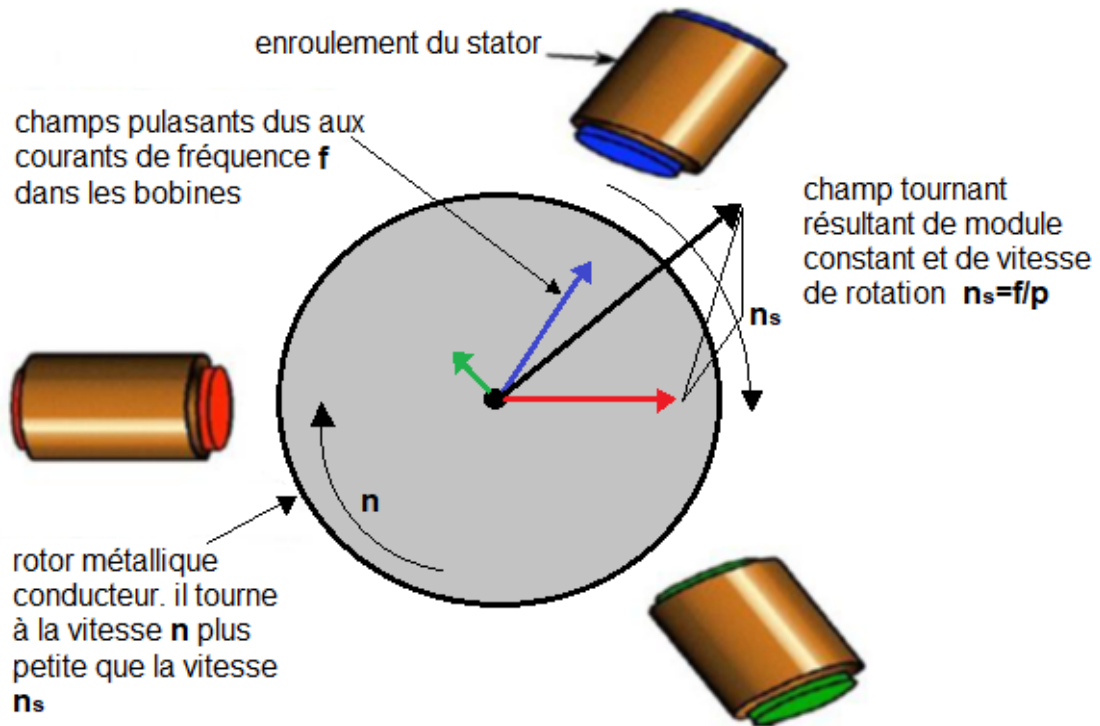


Fig.I.23 Interaction Stator-Rotor.

### I.10.1. Fréquence des courants dans le rotor

Lorsque le champ tourne à la vitesse angulaire de synchronisme  $\Omega_s$  le rotor tourne à la vitesse  $\Omega_r$ . La vitesse relative du champ par rapport aux conducteurs du rotor est :

$$\Omega_s - \Omega_r = g\Omega_s \quad (I.27)$$

Puisque les vitesses angulaires en rad/s sont proportionnelles aux vitesses de rotation en tr/mn, on peut aussi dire que :

$$N_s - N_r = gN_s \quad (I.28)$$

Où le glissement :

$$g(\%) = \frac{100(N_s - N_r)}{N_s} \quad (I.29)$$

Le champ tournant balaie ainsi les conducteurs du rotor à une vitesse  $g$  fois moins vite que ceux du stator : la fréquence des **f.e.m.** et des courants induits dans le rotor est donc  $g$  fois celle du réseau :

$$f_r = g \cdot f \quad (I.30)$$

### I.11. Bilan de puissance et des pertes

Le moteur asynchrone absorbe sur le réseau une puissance électrique active triphasée  $P_a$ . Une partie  $P_{js}$  de cette puissance est dissipée par effet Joule dans les enroulements du stator. Par la suite, le champ magnétique inducteur entraîne des pertes dans le fer  $P_{fe}$ , par hystérésis et par courant de Foucault. Le reste de la puissance  $P_{tr}$  est transmis au rotor à travers l'entrefer. La majeure partie de cette puissance est alors utilisée pour produire une puissance électromagnétique  $P_{em}$ , tandis que la présence d'un courant induit dans le rotor provoque des pertes par effet Joule  $P_{jr}$ . La puissance électromagnétique fournie par le stator est responsable de la mise en mouvement du rotor, qui produit la puissance mécanique utile  $P_u$  qui sera par la suite transmise à la charge par le biais d'un arbre de transmission. Toutefois, dans le mouvement du rotor, une partie de la puissance est perdue par divers mécanismes de frottements, c'est ce que l'on appelle les pertes rotationnelles  $P_{rot}$ .

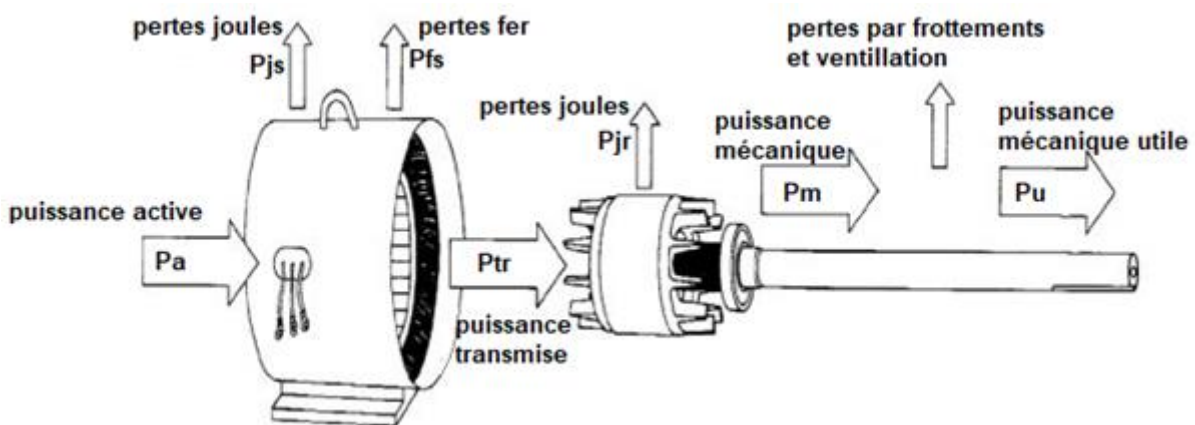


Fig.I.24 Représentation des différentes pertes dans la MAS.

### I.11.1. Pertes par effet joule au stator

Le stator peut être câblé en étoile ou en triangle. Puisque le moteur constitue un récepteur triphasé équilibré, alors :

$$P_{js} = \frac{3}{2} \cdot R_1 \cdot I^2 \quad (I.31)$$

$R_1$  : Résistance entre deux bornes [ $\Omega$ ].

### I.11.2. Les pertes fer

Les pertes fer sont fonctions du flux magnétique. Elles ne dépendent donc que de la tension d'alimentation et de la fréquence des courants statorique. Les pertes fer peuvent être considérées comme constantes quelle que soit la charge du moteur. Dans la pratique, les pertes fer sont mesurées lors d'un essai à vide, en même temps que les pertes rotationnelles.

### I.11.3. La puissance transmise

$P_{tr}$  Représente la puissance transmise au rotor à travers l'entrefer, est la partie de puissance absorbée qui n'est pas perdue dans les enroulements du stator et dans le fer. Cette puissance est donnée par la relation suivante :

$$P_{tr} = P_{ab} - P_{js} - P_{fe} \quad (I.32)$$

$P_{ab}$  : puissance absorbé [W].

$P_{js}$  : pertes joules au stator [W].

$P_{fe}$  : pertes fer [W].

### I.11.4. Pertes Joule au rotor

$P_{jr}$  Représente les pertes Joules au rotor qui dépend du glissement. En effet ces pertes sont représentées par la relation ci-dessous :

$$P_{jr} = g \cdot P_{tr} \quad (I.33)$$

### I.11.5. Puissance électromagnétique $P_{em}$ et moment du couple électromagnétique $C_{em}$

La puissance électromagnétique  $P_{em}$  transmise au rotor est égale à :

$$P_{em} = P_{tr} - P_{jr} = (1 - g) \cdot P_{tr} \quad (I.34)$$

Le rotor tournant à la vitesse  $\Omega$ , est soumis à un couple électromagnétique  $C_{em}$  et reçoit par conséquent une puissance électromagnétique égale à :

$$P_{em} = C_{em} \cdot \Omega \quad (I.35)$$

On peut montrer que :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega} = \frac{P_{tr}}{\Omega_s} \quad (I.36)$$

### I.11.6. Pertes mécaniques rotationnelles

Ces pertes dépendent uniquement de la vitesse de rotation du moteur. Dans un moteur asynchrone triphasé, les pertes rotationnelles seront par conséquent considérées comme constantes, et déterminées à l'aide d'un essai à vide.

### I.11.7. Puissance mécanique et couple utile $P_u$ et $C_u$

Le rotor déploie un couple utile  $C_u$  à la vitesse  $\Omega$ . Il délivre alors la puissance utile  $P_u$  telle que :

$$P_u = C_u \cdot \Omega \quad (I.37)$$

### I.11.8. Rendement

Le rendement du moteur asynchrone est le rapport entre la puissance utile mécanique qu'il fournit et la puissance électrique qu'il absorbe, de sorte que :

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} \quad (I.38)$$

On peut aussi écrire :

$$\eta = \frac{P_a - \text{pertes}}{P_a} = \frac{P_a - P_{js} - P_{fe} - P_{jr} - P_{rot}}{P_a} \quad (I.39)$$

### I.11.9. Déterminations des pertes constantes

Les pertes constantes  $P_c$  (pertes collectives), regroupent les pertes fer et les pertes rotationnelles. Pour les déterminées, on réalise un essai à vide. On voit que :

$$P_{u0} = P_{a0} - P_{js0} - P_c - P_{jr0} \quad (I.40)$$

On a dans l'essai à vide, un glissement presque nul :  $g_0 \approx 0$ , donc  $P_{jr0} \approx 0$ .

De plus, le moteur ne délivre pas de puissance utile, donc  $P_{ju0} = 0$ . En remplaçant ces valeurs dans l'équation précédente on obtient :

$$P_c = P_{a0} - P_{js0} \quad (I.41)$$

### I.11.10. Facteur de puissance

$\varphi$  représente l'angle de déphasage du courant  $I$  par rapport à la tension  $U$ . Le **cos  $\varphi$** , appelé facteur de puissance, est le rapport entre la puissance active et la puissance totale (active + réactive). Un **cos  $\varphi$**  égal à 1 est l'idéal, car il n'y a aucune puissance réactive consommée. La valeur du facteur de puissance d'un moteur asynchrone triphasé baisse beaucoup quand la charge du moteur diminue. [7]

Il faut donc éviter d'installer des moteurs plus puissants s'il n'est pas nécessaire. Les moteurs asynchrones triphasés sont réalisés de manière à obtenir un bon rendement et un bon **cos  $\varphi$**  pour une utilisation proche du point nominal de fonctionnement. En effet, les moteurs asynchrones triphasés sont utilisés en général à leur puissance nominale. [7]

## I.12. Caractéristique mécanique

La caractéristique mécanique représente la variation du couple en fonction de la vitesse de rotation du moteur. Cette caractéristique présente trois points importants :

- Un point qui correspond au couple de démarrage.
- Un point qui correspond au couple maximum.
- Un point qui correspond au fonctionnement à vide, dans ce cas le couple est nul et le moteur tourne à la vitesse de synchronisme.

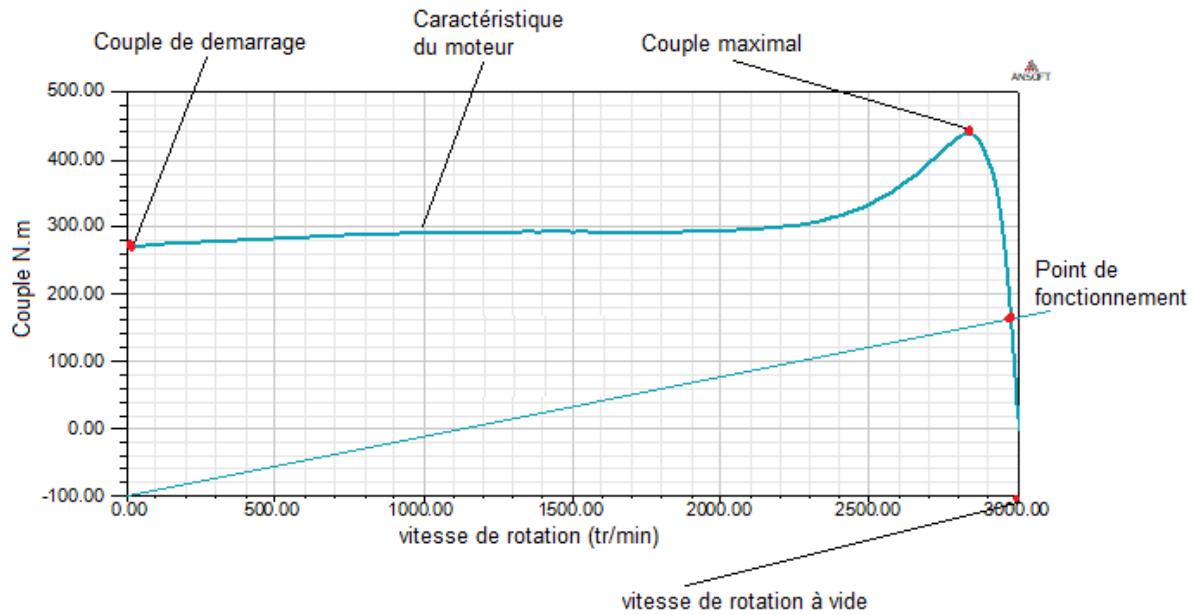


Fig.I.25 Caractéristique mécanique d'un moteur asynchrone triphasé.

### I.13. Caractéristique électrique

L'intensité du courant de démarrage est supérieure à l'intensité nominale ( $I_n$ ). Ainsi que cette intensité du courant diminue lorsque la vitesse de rotation  $N$  augmente, autrement on peut dire que l'intensité du courant de ligne augmente avec le glissement. Cette figure (Fig.I.26) montre l'évolution du courant  $I$  en fonction de la vitesse de rotation  $N$ . [10]

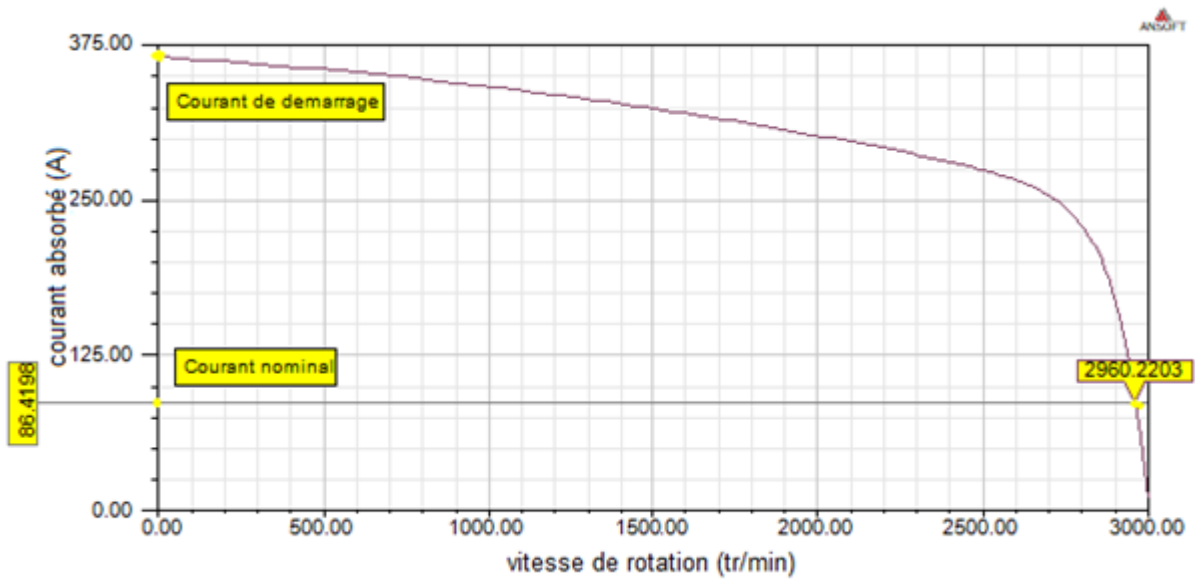


Fig.I.26 Variation de l'intensité du courant  $I$  en fonction de la vitesse  $\Omega$

### I.14. Essai à vide

Lorsque le moteur tourne à vide, le glissement est pratiquement nul ( $g = 0$  et  $N = N_s$ ) en outre le facteur de puissance est très faible ( $\cos \varphi < 0,2$ ), donc le courant absorbé est élevé, ainsi il est composé en majeure partie d'un courant magnétisant qui produit le flux tournant et d'une faible composante active pour fournir les pertes par frottement et aération, plus les pertes dans le fer, par contre la puissance réactive consommée est élevée.

### I.15. Essai en charge

En mettant le moteur en fonctionnement avec une charge, il ralentit. Le champ tournant coupe alors les barres du rotor à une vitesse relative plus grande. Il en résulte que la tension induite et le courant dans le rotor augmentent de façon à développer un couple suffisant pour vaincre la charge mécanique à entraîner. La vitesse se stabilise lorsque le couple développé par le moteur est exactement égal au couple imposé par la charge. Notant que la diminution de vitesse est très petite. Même à pleine charge, le glissement du rotor ne dépasse pas 0,5 % de la vitesse synchrone pour les gros moteurs (1000 KW et plus) et 3 % pour les petits (10 KW et moins).

### I.16. Variation de vitesse d'un moteur asynchrone triphasé

Pour faire varier la vitesse d'un moteur asynchrone triphasé, en agissant sur le couple qu'elle produit, soit si l'on se réfère : le nombre de paires de pôles, la tension d'alimentation de la machine, le glissement ou la fréquence d'alimentation de la machine.

#### I.16.1. Réglage par variation du nombre de paires de pôles

Ceci donnant une variation non continue de la vitesse, ce mode n'est donc pas envisagé pour un réglage fin du point de fonctionnement désiré.

#### I.16.2. Réglage par variation de tension

Le couple électromagnétique de la machine asynchrone est proportionnel au carré de la tension d'alimentation statorique. Il est donc possible d'envisager un ajustement de la vitesse au-dessous de la vitesse nominale en modifiant la tension d'alimentation statorique avec un gradateur triphasé. Cette solution est le plus souvent utilisée pour le démarrage de charges à caractéristique de couple quadratique.

#### I.16.3. Réglage par action sur le glissement

L'utilisation de résistances rotorique permet un réglage de la vitesse au-dessous de la vitesse nominale mais avec un rendement déplorable. On essaiera donc de récupérer cette énergie transmise au rotor : c'est la cascade hyposynchrone réservée à la très forte puissance pour des machines à rotor bobiné.

#### I.16.4. Réglage par variation de fréquence

On peut varier la vitesse d'un moteur asynchrone triphasé, en agissant sur la fréquence de rotation du champ magnétique et donc la fréquence du courant d'alimentation. Pour cela on utilise les variateurs de vitesses qui sont des variateurs de fréquence. Le courant électrique issu du réseau est dans un premier temps converti en courant continu, il est ensuite reconverti en courant alternatif par un onduleur mais avec une fréquence différente. Les variateurs de fréquence permettent :

- Une gamme de vitesses de 5% à 200% de la vitesse nominale.
- Une conservation du couple sur toute la gamme de vitesses.
- Des rampes d'accélération et de décélération.
- Deux sens de rotation.

### I.17. Tension et fréquence induite dans le rotor

La tension et la fréquence induites dans le rotor dépendent du glissement. Elles sont données par les relations ci-dessous :

$$f_r = g \cdot f \quad (I.42)$$

$$E_r = E_{c0} \quad (I.43)$$

Avec :

$f_r$  : Fréquence dans le rotor [Hz].

$f$  : Fréquence du réseau alimentant le stator [Hz].

$g$  : Glissement.

$E_r$  : Tension induite dans le rotor [V].

$E_{c0}$  : Tension induite dans le rotor, le rotor étant immobile [V].

### I.18. Effet de la résistance du rotor

Si l'on augmente la résistance du rotor, la courbe du couple en fonction de la vitesse change. Le couple de décrochage demeure le même, mais il est développé à une vitesse plus basse [2]

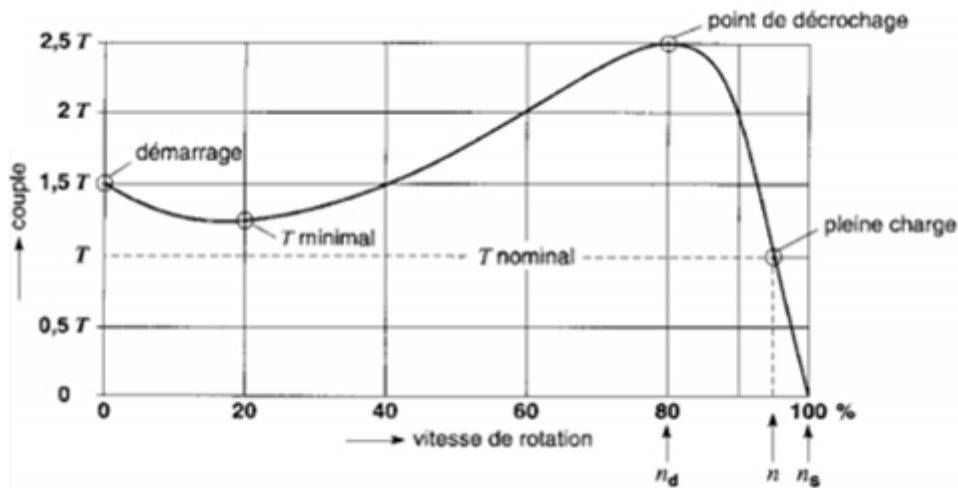


Fig.I.27 Variation du couple en fonction de la vitesse d'un moteur asynchrone triphasé de 1 KW.

## I.19. Démarrage d'un moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil

Le rotor d'un moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil est au repos au moment où l'on ferme l'interrupteur pour brancher les enroulements statorique, sur une ligne triphasée. A ce moment-là, le champ tournant qui provient du stator coupe les conducteurs du rotor et il engendre une tension dans ceux-ci. Cette tension induite fait circuler des courants. La résistance et l'inductance offertes par la cage sont très faibles et les courants sont intenses (quelques centaines d'ampères pour les machines de moyenne puissance). Les mêmes conducteurs du rotor portant ces courants se trouvent toujours dans le chemin du flux provenant du stator, ils sont alors soumis à des forces électromagnétiques considérables. Les forces ainsi produites tendent à entraîner le rotor dans le sens de rotation du champ [2].

### I.19.1. Problèmes de démarrages

Lorsqu'on démarre un moteur asynchrone triphasé, la tension induite au rotor est maximale, le courant dans les conducteurs du rotor est élevé. Ce courant produit dans le stator est plus grand que le courant nominal. Mais cela n'endommage pas le moteur, car le démarrage est de courte durée, mais il entraîne toutefois une chute de tension

dans tous les appareils branchés en parallèle avec le moteur. Pour cela, il est nécessaire de réduire le courant de démarrage des moteurs. [11]

### I.19.2. Différents types de démarrage

En fonction des caractéristiques et de la charge d'un moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil, plusieurs méthodes de démarrages sont utilisées. Le choix sera détecté par des impératifs électriques, mécaniques et économiques.

#### ***I.19.2.1. Démarrage direct***

C'est le mode de démarrage le plus simple dans lequel le stator est directement couplé sur le réseau. Au moment de la mise sous tension, le moteur se comporte comme un transformateur dont le secondaire, constitué par la cage du rotor très peu résistante, est en court-circuit. Dans ce cas les valeurs du courant de démarrage ( $I_d$ ) ainsi que du couple de démarrage ( $C_d$ ) sont plus grandes que leurs valeurs nominales. Malgré les avantages qu'il présente : simplicité de l'appareillage, couple de démarrage élevé, démarrage rapide, prix faible...etc. Ce type de démarrage provoque un démarrage brutal avec un appel du courant qui est important. Le démarrage direct ne peut convenir que dans les cas où :

- La puissance du moteur est faible par rapport à la puissance du réseau, de manière à limiter les perturbations dues à l'appel de courant.
- La machine entraînée ne nécessite pas une mise en vitesse progressive où comporte un dispositif amortisseur qui réduit le choc du démarrage.
- Le couple de démarrage peut être élevé sans incidence sur le fonctionnement de la machine ou de la charge entraînée.

#### ***I.19.2.2. Démarrage sous tension réduite***

Durant la durée de démarrage du moteur, plusieurs dispositifs permettent de réduire la tension aux bornes des enroulements du stator, ce qui présente un moyen pour limiter l'intensité du courant de démarrage. L'inconvénient est que le couple moteur est diminué et que cela augmente la durée avant laquelle la machine atteint le régime permanent.

### **a) Démarrage étoile-triangle**

Ce type de démarrage consiste à démarrer le moteur en couplant les enroulements en étoile sous la tension du réseau, ce qui revient à diviser la tension nominale du moteur en étoile par  $\sqrt{3}$ . Dans ce cas la pointe du courant de démarrage est divisée par 3. Le couple de démarrage étant proportionnel au carré de la tension d'alimentation, il est lui aussi divisé par 3. La vitesse du moteur se stabilise quand les couples moteur et résistant s'équilibrent. Les enroulements sont alors couplés en triangle et le moteur rejoint ses caractéristiques naturelles. Le passage du couplage étoile au couplage triangle est commandé par un temporisateur pour éviter tout court-circuit entre phases. Ce type de démarrage convient aux machines qui ont un faible couple résistant.

### **b) Démarrage par autotransformateur**

Le moteur est alimenté sous tension réduite par l'intermédiaire d'un autotransformateur. Sa portion de bobinage est en série avec le moteur est court-circuitée, puis l'autotransformateur est mis hors circuit quand le démarrage est terminé. Ce type de démarrage est généralement utilisé pour les moteurs de puissance supérieure à 150 kW. Mais il conduit à des équipements relativement coûteux en raison du prix élevé de l'autotransformateur.

### **c) Démarrage par des résistances statorique**

Ce type de démarrage consiste à démarrer le moteur sous tension réduite en insérant des résistances en série avec les enroulements. Lorsque la vitesse se stabilise, les résistances sont éliminées et le moteur est couplé directement sur le réseau. Cette opération est généralement commandée par un temporisateur. La valeur de la résistance est calculée en fonction de la pointe de courant au démarrage à ne pas dépasser, ou de la valeur minimale du couple de démarrage nécessaire compte tenu du couple résistant de la machine entraînée. Ce mode de démarrage convient aux machines ayant un couple résistant croissant avec la vitesse, comme par exemple les ventilateurs ou les pompes centrifuges. Il présente l'inconvénient d'une pointe de courant relativement importante au démarrage.

### d) Démarrage par gradateur de tension

Le gradateur est un convertisseur qui permet de transformer une source de tension sinusoïdale alternative de valeur efficace fixe en une tension alternative de valeur efficace variable de même fréquence. Le gradateur se comporte comme un interrupteur. Il permet d'établir ou d'interrompre la liaison entre la source de tension et le moteur. La tension aux bornes du stator évolue en fonction de la commande de l'interrupteur. Le réglage de l'intensité du courant débité par la source permet de moduler l'énergie absorbée par le moteur.

Pour limiter l'appel de courant au démarrage, on réduit la tension efficace ce qui limite le couple moteur au démarrage. On doit donc s'assurer en permanence que le couple de démarrage soit supérieur au couple résistant du système à entraîner.

## I.20. Freinage des moteurs asynchrones triphasés

On peut utiliser plusieurs types de freinage :

### I.20.1. Arrêt en roue libre

Dans ce cas on va mettre hors tension le stator du moteur.

### I.20.2. Arrêt piloté

Pour ce type de freinage la tension statorique sera passée à une tension nulle progressivement. On peut utiliser deux méthodes :

#### ***I.20.2.1. Freinage hyper synchrone***

Dans ce cas le moteur est couplé à un variateur de fréquence qui diminue progressivement la vitesse du moteur lorsque la vitesse du rotor est supérieure à la vitesse du champ tournant. Le couple de freinage est élevé à condition de générer un champ correspondant à la valeur de glissement optimal du fonctionnement en génératrice, et de maintenir la décélération dans ce domaine jusqu'à l'arrêt complet. Cette méthode est particulièrement efficace pour freiner rapidement une machine asynchrone sans dispositif mécanique additionnel.

## I.20.2.2. Freinage par injection de courant continu

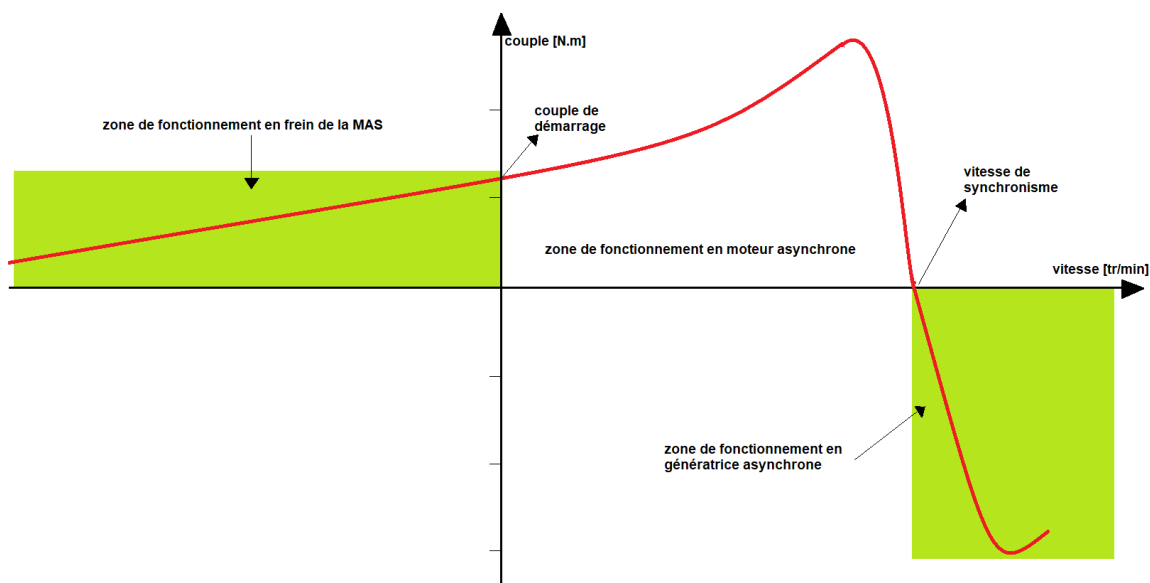
L'alimentation en courant continu du stator crée un champ fixe dans la machine qui s'oppose au mouvement.

## I.20.3. Arrêt à contre-courant

Ce type de freinage consiste à inverser deux phases pendant un court instant. Ceci est donc équivalent à un freinage hyper synchrone à fréquence fixe. Le couple résistant est faible et le courant appelé est également très important. La conséquence en est que les enroulements du moteur risquent un sur-échauffement (il est conseillé de prévoir des résistances supplémentaires afin de diminuer l'intensité). Enfin, avec cette méthode, le couple décélérateur reste négatif même lorsque la vitesse est nulle, il faut donc prévoir de couper l'alimentation quand la vitesse est nulle (temporisation, contact centrifuge), sinon la rotation s'inverse.

## I.20.4. Freinage mécanique par électrofrein

Le système est constitué d'un frein à disque solidaire de l'arbre de la machine asynchrone et dont les mâchoires initialement serrées hors tension sont commandées par un électroaimant. Après alimentation de l'électroaimant, les mâchoires se desserrent laissant la rotation libre. La coupure de l'alimentation provoque le freinage. Ce dispositif aussi appelé « frein à manque de courant » et souvent prévu comme dispositif d'arrêt d'urgence.



**Fig.I.28** Les domaines de fonctionnement de la machine asynchrone triphasée.

### I.21. Les défaillances dans une machine asynchrone triphasée à cage

Réputée pour être robuste, la machine asynchrone n'est jamais à l'abri des défaillances, ces anomalies donnent lieu à un comportement anormal de la machine et peuvent à court ou à long terme provoquer son endommagement. Les défaillances peuvent être d'origines diverses, électriques, mécaniques ou bien encore magnétiques. Leurs causes sont multiples et peuvent être classées en trois groupes :

- Les générateurs de pannes ou initiateurs de défauts : surchauffe du moteur, défaut électrique (court-circuit), survoltage d'alimentation, problème d'isolation électrique, usure des éléments mécaniques (roulements à billes), rupture de fixations....
- Les amplificateurs de défauts : tel que ; surcharge fréquente, vibrations mécaniques, environnement humide, échauffement permanent, mauvais graissage, vieillissement.
- Les vices de fabrication et les erreurs humaines : défauts de fabrication, composants défectueux, protections inadaptées, mauvais dimensionnement de la machine, ...

#### I.21.1. Les principaux défauts dans la machine asynchrone

Si l'on élimine les pannes dues à des causes intrinsèques, c'est-à-dire, résultantes d'une mauvaise conception, d'une mauvaise fabrication ou d'un mauvais montage du moteur, les défaillances usuelles d'une machine asynchrone sont les suivantes :

##### ***I.21.1.1. Défauts statorique***

- Court-circuit entre phases statorique ou entre spires d'une même phase.
- Ouverture d'une phase.
- Défaut du circuit magnétique (ruptures ou fissure dans la tôle).

##### ***I.21.1.2. Défauts rotorique***

- Rupture de barres ou d'anneaux de court-circuit.
- Défaut du circuit magnétique (ruptures de tôles).
- Défaut de roulements.
- Excentricité statique et/ou dynamique... [4]

Dans les machines asynchrones à cage, les défaillances qui peuvent atteindre le rotor sont considérées comme plus variées et plus complexes que celles affectant le stator. Ceci est particulièrement vérifié pour les machines de faibles et moyennes puissances.

Plusieurs facteurs causent l'apparition des défaillances au niveau du rotor de la machine asynchrone, parmi eux on cite :

- Facteur thermique.
- Facteur Electromagnétique.
- Facteur Dynamique.

Les défauts qui sont les plus répétitifs, localisés au niveau du rotor sont : l'excentricité statique et dynamique, la rupture de barres rotorique et la rupture d'une portion d'anneau de court-circuit. **[10]**

### **I.22. Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons présenté une description générale de la composition d'une MAS ainsi que son principe et caractéristiques de fonctionnement. Nous avons cité les différents défauts que rencontre cette machine qui fait actuellement l'objet d'un intérêt accru dans plusieurs applications notamment dans le milieu industriel.

Nous avons aussi présenté les différents modes de bobinages, modes de démarrages et de freinages, avec une illustration des différentes caractéristiques du moteur.

Nous avons évoqué une présentation du point de vue construction de la MAS, à savoir : le stator et les différents types de rotors. D'ailleurs nous y reviendrons par la suite dans notre travail.

**CHAPITRE II**  
**MODELISATION DES**  
**PHENOMENES**  
**ELECTROMAGNETIQUES**

## II.1. Introduction

La résolution d'un problème en électromagnétisme consiste à déterminer les structures du champ électromagnétique dans une région de l'espace. Ces configurations du champ doivent satisfaire simultanément les équations de Maxwell, et les conditions aux limites appropriées. On peut obtenir des solutions plus ou moins exactes dans un petit nombre de cas selon la géométrie des objets étudiés. De nos jours, on utilise des approches numériques pour des solutions rapides et efficaces. Les principales méthodes numériques utilisées en électromagnétisme peuvent être classées en deux groupes, la méthode des intégrales de frontière (EIF) et les méthodes finis (MF) qui comprennent la méthode des différences finis (MDF) et la méthode des éléments finis (MEF). La première méthode utilise une discrétisation surfacique des objets tandis que les deux dernières nécessitent une discrétisation volumique.

Dans le présent chapitre nous commençons par décrire les équations de Maxwell suivit des bases fondamentales nécessaires pour la modélisation des phénomènes électromagnétiques ainsi que les différentes méthodes numériques citées, notamment celle des éléments finis.

## II.2. Les équations de Maxwell

James Clerk Maxwell (1831- 1879) est un physicien et mathématicien écossais qui a publié en 1865 sa théorie sous la forme de vingt équations à vingt inconnues. En 1873, dans l'ouvrage en deux volumes A « *Treatise on Electricity and Magnetism* », Maxwell a déjà réécrit sa théorie sous la forme de huit équations. Ce n'est que plus tard que le physicien britannique Oliver Heaviside (1850-1925) réécrivit ces équations sous la forme des quatre équations vectorielles aux dérivées partielles qui seront les suivantes.

$$\operatorname{div} \vec{D} = \rho \quad (\text{II. 1})$$

$$\overrightarrow{\operatorname{rot}} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{II. 2})$$

$$\operatorname{div} \vec{B} = 0 \quad (\text{II. 3})$$

$$\overrightarrow{\operatorname{rot}} \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{II. 4})$$

$\vec{E}$ [V.m <sup>-1</sup> ] Champ électrique.	$\epsilon$ [F/m] permittivité magnétique.
$\vec{B}$ [T] Induction magnétique.	$Q$ [C] Charge électrique.
$\vec{j}$ [A.m <sup>-2</sup> ] Densité du courant.	$\sigma$ [S.m <sup>-1</sup> ] conductivité électrique.
$\vec{H}$ [A.m <sup>-1</sup> ] Champ magnétique.	$\Phi$ [w] Flux magnétique.
$\vec{D}$ [C/m <sup>2</sup> ] Induction électrique.	$\rho$ [C.m <sup>-3</sup> ] Charge volumique

### II.2.1. L'équation de Maxwell-Gauss

Elle décrit comment un champ électrique est généré par des charges électriques : le champ électrique est orienté, des charges positives vers les charges négatives. Plus précisément, cette loi relie le flux électrique à travers n'importe quelle surface de Gauss fermée avec la charge électrique contenue dans le volume délimité par cette surface. [14]

La formule de Maxwell-Gauss stipule que la divergence du champ électrique est proportionnelle à la distribution de charges électriques.

$$\text{div } \vec{D} = \rho \quad (\text{II. 5})$$

Sous sa forme intégrale on reconnaît le théorème de Gauss :

$$\oiint \vec{E} \cdot d\vec{S} = \frac{Q_t}{\epsilon} \quad (\text{II. 6})$$

Le flux du champ électrique sortant d'une surface fermée est égale à  $\frac{1}{\epsilon}$  fois la charge totale à l'intérieur de cette surface.

### II.2.2. L'équation de Maxwell-Faraday

La formule de Maxwell-Faraday correspond au phénomène d'induction et stipule que le rotationnel du vecteur champ électrique  $\vec{E}$  est inversement proportionnel à la variation du champ magnétique au cours du temps.

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{II. 7})$$

Cette équation signifie que c'est la variation du champ magnétique  $\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$  qui produit un champ électrique  $\vec{E}$ , et non le champ magnétique tout seul  $\vec{B}$ .

Ce champ est dénommé champ électromoteur :

$$\oint_C \vec{E} \cdot d\vec{l} = - \frac{d\Phi}{dt} \quad (\text{II. 8})$$

La force électromotrice induite le long d'un conducteur fermé est égale à l'opposé de la dérivée du flux magnétique par rapport au temps.

### II.2.3. L'équation de Maxwell-Thomson

Elle énonce qu'il n'existe aucune « charge magnétique » (ou monopôle magnétique) analogue à une charge électrique. Au contraire, le champ magnétique est engendré par une configuration nommée dipôle, qui n'a pas de charge magnétique mais regroupe une charge positive et une charge négative reliées entre elles et inséparables. Cela permet de montrer que le flux magnétique total à travers n'importe quelle surface fermée est nul. [15]

$$\text{div } \vec{B} = 0 \quad (\text{II. 9})$$

Par analogie avec l'équation de Gauss on déduit qu'il n'existe pas de charge magnétique :

$$\oiint \vec{B} \cdot d\vec{S} = 0 \quad (\text{II. 10})$$

Le flux magnétique sortant d'une surface fermée est toujours nul.

### II.2.4. L'équation de Maxwell-Ampère

Cette dernière énonce que les champs magnétiques peuvent être générés de deux manières : par les courants électriques (c'est le théorème d'Ampère) et par la variation d'un champ électrique (c'est l'apport de Maxwell sur cette loi).

La formule de Maxwell-Ampère stipule que le rotationnel du champ magnétique dépend d'une variation du champ électrique au cours du temps  $\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$  et dépend également d'un courant électrique de densité  $\vec{j}$ .

$$\overrightarrow{rot} \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{II. 11})$$

Sous forme intégrale il s'agit du théorème d'Ampère :

$$\oint_S \vec{H} \cdot d\vec{l} = \iint (\vec{J}_c + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}) \cdot d\vec{S} \quad (\text{II. 12})$$

La circulation du champ magnétique le long d'un contour fermé, est égale à la somme des courants embrassés par la surface délimitée par ce contour.

### II.3. Les lois de comportement des milieux

Ces relations viennent en fait compléter les équations de Maxwell. Elles expriment les rapports existant entre champs de même nature. Les propriétés de la matière où se développent ces champs interviennent sous la forme de relations de comportement entre  $\vec{B}$  et  $\vec{H}$  d'une part et entre  $\vec{D}$  et  $\vec{E}$  d'autre part. Pour des milieux diélectriques de permittivité  $\epsilon_r$  et magnétiques de perméabilité  $\mu_r$  respectivement, elles s'écrivent comme suit :

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad (\text{II. 13})$$

$$\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r \quad (\text{II. 14})$$

$\epsilon$  : permittivité électrique absolue [F.m<sup>-1</sup>].

$\epsilon_0$  : permittivité électrique du vide  $\epsilon_0 = \frac{10^{-9}}{36\pi}$  [F.m<sup>-1</sup>].

$\epsilon_r$  : permittivité électrique relative [F.m<sup>-1</sup>].

$$\vec{B} = \mu \vec{H} + \vec{B}_r \quad (\text{II. 15})$$

$$\mu = \mu_0 \mu_r \quad (\text{II. 16})$$

$\mu$  : perméabilité magnétique absolue [H.m<sup>-1</sup>].

$\mu_0$  : perméabilité magnétique du vide  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  [H.m<sup>-1</sup>].

$\mu_r$  : perméabilité magnétique relative.

$\vec{B}_r$  : vecteur d'induction magnétique rémanente (dans les cas de matériaux magnétiques) [T].

### II.3.1. Le cas du vide

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H} \quad (\text{II. 17})$$

### II.3.2. Les milieux conducteurs : la loi d'Ohm

Dans les milieux conducteurs, la densité de courant  $\vec{J}$  [A/m<sup>2</sup>] est reliée au champ électrique par la loi d'Ohm :

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (\text{II. 18})$$

$\sigma = \frac{1}{\rho}$ , conductivité électrique du matériau [S.m<sup>-1</sup>]

$$\vec{E} = \vec{E}_s + \vec{E}_l \quad (\text{II.19})$$

$\vec{E}_s$  : champ électrique de source [V/m].

$\vec{E}_l$  : champ électrique induit [V/m].

### II.3.3. Milieu conducteur avec source

La loi d'Ohm pour un milieu conducteur avec source s'écrit :

$$\vec{J} = \vec{J}_s + \vec{J}_l \quad (\text{II. 20})$$

$$\vec{J} = \sigma (\vec{E}_s + \vec{E}_l) \quad (\text{II. 21})$$

$\vec{J}_s$  : Vecteur des courants de source [A/m<sup>2</sup>].

$\vec{J}_l$  : Vecteur des courants induits [A/m<sup>2</sup>].

### II.3.4. Milieu conducteur en mouvement avec source

$$\vec{J} = \sigma \left( \vec{E}_s + \vec{E}_l + (\vec{v} \times \vec{B}) \right) \quad (\text{II. 22})$$

$\vec{v}$  : Vitesse de déplacement du milieu en mouvement [m/s].

## II.4. Condition aux limites

Généralement, on rencontre deux types de conditions aux limites :

### II.4.1. Condition de Dirichlet

Elle impose la continuité sur l'adhérence de l'ouvert du plan sur lequel est définie la solution considérée, c'est-à-dire sur ce plan et sa frontière.

$$U = A \quad (\text{II. 23})$$

### II.4.2. Condition de Neumann

Elle impose à la solution  $U$  d'être continue sur l'adhérence de l'ouvert du plan et sa frontière et admet en tout point de la frontière une dérivée  $\frac{\partial U}{\partial n}$  suivant le vecteur normal  $\vec{n}$  orienté vers l'extérieur de la frontière du plan égale à une fonction donnée.

$$\frac{\partial U}{\partial n} = A \quad (\text{II. 24})$$

### II.4.3. La condition mixte Dirichlet-Neumann

$$\frac{\partial U}{\partial n} + U = A \quad (\text{II. 25})$$

### II.4.4. La condition de périodicité

$$U(x + X) = U(x) \quad (\text{II. 26})$$

$X$ : La période magnétique [s].

La condition de périodicité est utilisée afin de réduire le domaine d'étude.

## II.5. Les conditions de passage

Au passage entre deux milieux différents, le potentiel doit être continu, car s'il y avait une discontinuité, il y aurait un champ infiniment grand, ce qui est physiquement impossible.

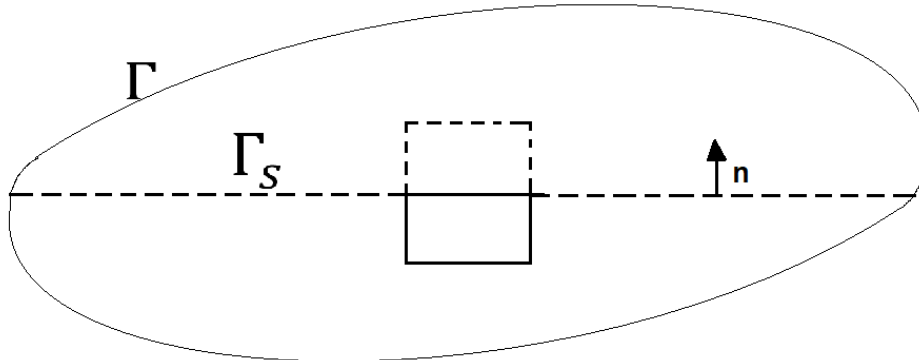


Fig.II.01 Schématisation d'un plan de symétrie.

- Discontinuité de la composante normale du déplacement électrique si les charges surfaciques existent :

$$(\vec{D}_1 - \vec{D}_2) \cdot \vec{n} = \vartheta_t \quad (\text{II. 27})$$

$\vartheta_t$ : Charge surfacique [C/m<sup>2</sup>].

- Discontinuité de la composante tangentielle du champ électrique :

$$(\vec{E}_1 - \vec{E}_2) \times \vec{n} = \vec{0} \quad (\text{II. 28})$$

- Discontinuité de la composante normale de l'induction magnétique :

$$(\vec{B}_1 - \vec{B}_2) \cdot \vec{n} = 0 \quad (\text{II. 29})$$

- Discontinuité de la composante tangentielle du champ magnétique si les courants surfaciques existent :

$$(\vec{H}_1 - \vec{H}_2) \times \vec{n} = \vec{k}_s \quad (\text{II. 30})$$

$\vec{n}$ : Vecteur unitaire, normale à la surface dirigée du milieu 1 à 2.

$\vec{k}_s$ : Densité de courant surfacique [A/m<sup>2</sup>].

## II.6. Les modèles du champ électromagnétique

Les équations de J.C. Maxwell décrivent globalement tous les phénomènes électromagnétiques. Certains phénomènes deviennent négligeables. Ces équations se découpent alors en donnant naissance à des modèles plus simples. Parmi ces modèles, nous évoquerons : le modèle magnétostatique, et le modèle magnétodynamique.

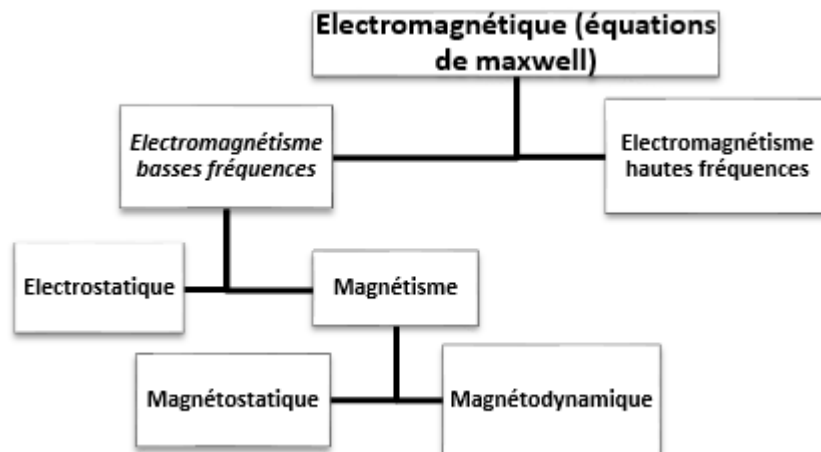
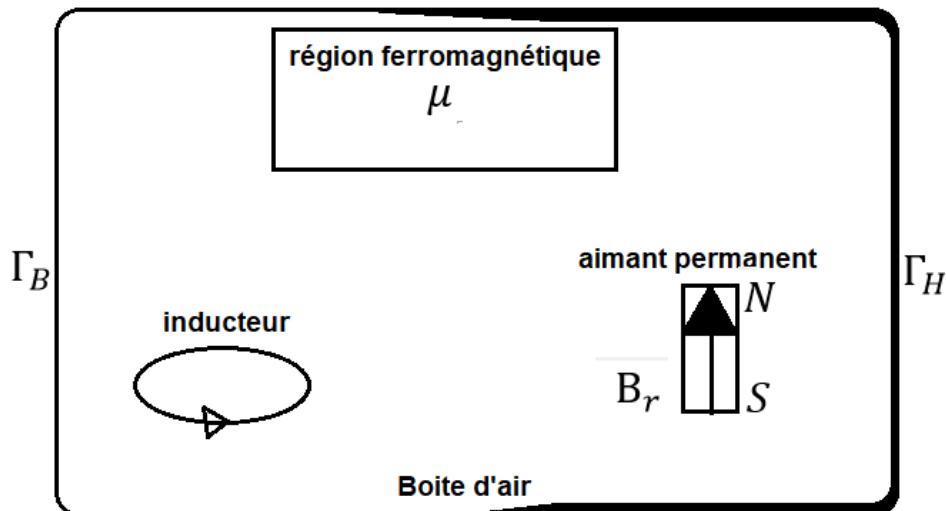


Fig.II.02 Diagramme divisionnaire de l'électromagnétisme.

### II.6.1. Modèle Magnétostatique

La magnétostatique consiste en l'étude des phénomènes magnétiques en régime stationnaire. Typiquement, un problème magnétostatique est composé des parties suivantes (Fig.II.03) :

- Des inducteurs parcourus par des courants de densité  $\vec{j}$  donnée.
- Des aimants permanents d'induction rémanente  $\vec{B}_r$  donnée.
- Des régions composées de matériaux magnétiques saturables ou non.
- Une boîte d'air englobante.



**Fig.II.03** Problème général magnétostatique.

Lorsque les phénomènes étudiés sont indépendants du temps, les dérivées temporelles dans les équations de Maxwell s'annulent et les gardeurs électriques et magnétiques sont découplées. Dans ce cas, l'étude des problèmes magnétiques fait l'objet de la magnétostatique [21]. Soit les équations :

$$\overrightarrow{rot} \vec{H} = \vec{j} \quad (\text{II. 31})$$

$$\text{div} \vec{B} = 0 \quad (\text{II. 32})$$

A ces équations s'ajoute la loi de comportement magnétique :

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (\text{II. 33})$$

Afin d'assurer l'unicité de la solution du système (II.31–II.33), des conditions aux limites adéquates doivent être données sur la frontière du domaine d'étude, correspondant à un échange nul d'énergie magnétique. Elles sont relatives soit à la composante tangentielle de  $\vec{H}$ , soit à la composant normale de  $\vec{B}$ . Sur une portion de surface  $\Gamma_H$  de  $\Gamma$ , éventuellement non-connexe, on impose la condition :

$$\vec{n} \times \vec{H} = \vec{0} \quad (\text{II. 34})$$

Sur la surface  $\Gamma_B$  complémentaire de  $\Gamma_H$  dans  $\Gamma$ , on impose la condition :

$$\vec{n} \cdot \vec{B} = 0 \quad (\text{II. 35})$$

De telles conditions assurent l'unicité de  $\vec{B}$  dans  $\vec{H}$  si  $\Gamma_H$  et  $\Gamma_B$  sont simplement connexes.

### II.6.1.1. Formulation magnétostatique en potentiel vecteur magnétique $\vec{A}$

Introduit pour la première fois par Neumann en 1845 et cités également dans les travaux de Thomson en 1846 et de Maxwell en 1864, le potentiel vecteur magnétique  $\vec{A}$  permet de simplifier le système (II.31 –II.33). L'équation (II.32), i.e.  $div\vec{B} = 0$ , permet de définir le potentiel vecteur  $\vec{A}$  tel que :

$$\vec{B} = \overrightarrow{rot}\vec{A} \quad (II. 36)$$

L'élimination de  $\vec{H}$  et  $\vec{B}$  dans (II.31) et (II.32) avec (II.33) et (II.36) donne la formulation magnétostatique en potentiel vecteur magnétique :

$$\overrightarrow{rot}(\nu \overrightarrow{rot}\vec{A}) = \vec{J}_S \quad (II. 37)$$

Où  $\nu$  : la reluctivité magnétique  $\frac{1}{\mu}$ .

C'est l'équation magnétostatique en potentiel vecteur magnétique  $\vec{A}$  pour un milieu conducteur avec source de densité de courant  $\vec{J}_S$  de reluctivité magnétique  $\nu$ .

Dans le cas d'un problème magnétique 2D cartésien, l'équation (II.37) s'écrit :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left( \nu \frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( \nu \frac{\partial A}{\partial y} \right) = J_S \quad (II. 38)$$

### II.6.2. Modèle Magnétodynamique

L'analyse magnétodynamique est l'étude des phénomènes électromagnétiques couplés, en régime dynamique. Pour de basses fréquences telle que les moteurs électriques les courants de déplacement  $\left(\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}\right)$  peuvent être négligés.

Typiquement, un problème magnétodynamique est composé des parties suivantes (Fig.II.04) :

- Des inducteurs dans lesquels circulent des courants variables en fonction du temps.
- Des régions composées des matériaux magnétiques saturable ou non-saturables qui sont supposées isolantes.
- Des conducteurs où peuvent circuler des courant induits.
- Une boîte d'air englobante

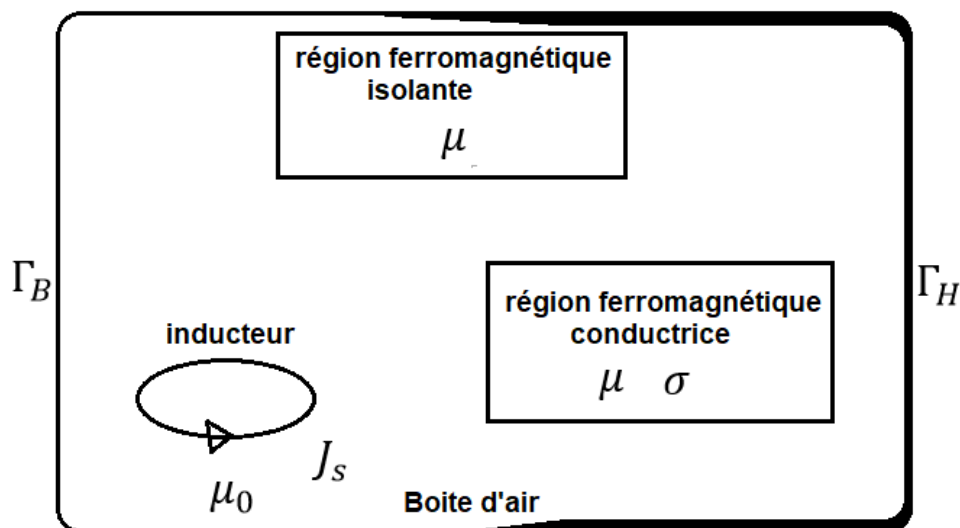


Fig.II.04 Problème général magnétodynamique.

Ce modèle s'applique aux dispositifs électromagnétiques dans lesquels les sources de courant ou de tension varient dans le temps. Le terme qui représente la variation temporelle du vecteur induction magnétique est non nul, ainsi, les champs électrique et magnétique sont alors couplés par la présence des courants de Foucault. [21]

L'utilisation de ce modèle est très répandue dans l'étude des machines électriques, des dispositifs de chauffage par induction, des transformateurs...etc. En se basant sur les équations de Maxwell, nous pouvons formuler l'équation qui décrit l'évolution spatio-temporelle des phénomènes électromagnétiques. Les équations à considérer sont issues des équations de Maxwell, en négligeant le courant de déplacement. Elles s'écrivent :

$$\overrightarrow{rot} \vec{H} = \vec{j} \quad (II. 39)$$

$$\overrightarrow{rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{II. 40})$$

$$div \vec{B} = 0 \quad (\text{II. 41})$$

A ces équations on ajoute les lois constitutives du milieu considéré :

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (\text{II. 42})$$

$$\vec{J} = \sigma \left( \vec{E}_s + \vec{E}_i + (\vec{v} \times \vec{B}) \right) \quad (\text{II. 43})$$

Les vecteurs du champ électromagnétique solution du système (II.39-II.41) sont uniques si on spécifie les conditions suivantes :

1) Une condition initiale :

$$\vec{H}(t_0) = \vec{H}_0 \quad (\text{II. 44})$$

2) Des conditions sur la frontière  $\Gamma = \Gamma_H \cup \Gamma_E$  :

$$\vec{n} \times \vec{E} = \vec{0} \quad \text{sur } \Gamma_E \quad (\text{II.45})$$

$$\vec{n} \times \vec{H} = \vec{0} \quad \text{sur } \Gamma_H \quad (\text{II.46})$$

La condition (II.45) implique  $\vec{n} \cdot \vec{B} = 0$  sur  $\Gamma_E$  et la condition (II.46) entraîne  $\vec{n} \cdot \vec{J} = 0$  sur la frontière du conducteur qui touche  $\Gamma_H$ .

### **II.6.2.1. Formulation magnétodynamique en potentiel vecteur magnétique $\vec{A}$**

De même qu'en magnétostatique, l'équation (II.41) permet l'introduction d'un potentiel vecteur magnétique  $\vec{A}$  tel que :

$$\vec{B} = \overrightarrow{rot} \vec{A} \quad (\text{II. 47})$$

En remplaçant (II.47) dans (II.40) on obtient :

$$\overrightarrow{rot} \vec{E} + \frac{\partial(\overrightarrow{rot} \vec{A})}{\partial t} = 0 \quad (\text{II. 48})$$

Ceci permet d'introduire un potentiel scalaire électrique  $V$  tel que :

$$\overrightarrow{rot} \vec{E} + \frac{\partial(\overrightarrow{rot} \vec{A})}{\partial t} = -\overrightarrow{rot}(\overrightarrow{grad} V) \quad (\text{II. 49})$$

Cela nous amène à l'expression du champ électrique  $\vec{E}$ :

$$\vec{E} = -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \overrightarrow{grad} V \quad (\text{II. 50})$$

Sachant que  $\vec{E} = \vec{E}_s + \vec{E}_l$ , on obtient :

$$\vec{E} = -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \overrightarrow{grad} V = \vec{E}_s + \vec{E}_l \quad (\text{II. 51})$$

Avec :

$$\vec{E}_s = -\overrightarrow{grad} V \quad (\text{II. 52})$$

$$\vec{E}_l = -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \quad (\text{II. 53})$$

En combinant (II.20), (II.43), (II.52) et (II.53), on obtient :

$$\vec{J} = -\sigma \left( \overrightarrow{grad} V + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - (\vec{v} \times \vec{B}) \right) \quad (\text{II. 54})$$

Avec :

$$\vec{J}_s = -\sigma \overrightarrow{grad} V \quad (\text{II. 55})$$

$$\vec{J}_l = -\sigma \left( \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - (\vec{v} \times \vec{B}) \right) \quad (\text{II. 56})$$

On note :  $\frac{d\vec{A}}{dt} = \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - (\vec{v} \times \vec{B})$  ; l'équation (II.54) devient :

$$\vec{J} = -\sigma \left( \frac{d\vec{A}}{dt} \right) + \vec{J}_s \quad (\text{II. 57})$$

En introduisant (II.57) dans (II.39) en tenant compte des relations (II.41–II.42), on obtient l'équation magnétodynamique en termes de potentiel magnétique vecteur  $\vec{A}$  :

$$\overrightarrow{rot} \left( \nu (\overrightarrow{rot} \vec{A}) \right) + \sigma \left( \frac{d\vec{A}}{dt} \right) = \vec{J}_s \quad (\text{II. 58})$$

L'équation (II.58) est valable dans un milieu de conductivité électrique  $\sigma$ , et de reluctivité magnétique  $\nu$ , alimenté par une source de densité de courant  $\vec{J}_s$ .

### **II.6.2.2. Equation magnétodynamique en coordonnées cartésiennes**

Suivant l'axe  $Oz$ , l'étude nous amène à un système bidimensionnel dans le plan  $[x, y]$ . Le potentiel vecteur magnétique  $\vec{A}$  présente une seule composante parallèle à  $Oz$ ,  $\vec{A}(0,0,A_z)$ .

L'équation notée (II.58) donne :

$$\overrightarrow{rot} \left( (\overrightarrow{rot} \vec{A}) \right) + \mu\sigma \left( \frac{d\vec{A}}{dt} \right) = \mu\vec{J}_s \quad (\text{II. 59})$$

On a:

$$\overrightarrow{rot} \left( (\overrightarrow{rot} \vec{A}) \right) = \overrightarrow{grad}(\text{div}\vec{A}) - \Delta \vec{A} \quad (\text{II. 60})$$

Dans le cas des systèmes 2D on a :

$$\text{div} \vec{A} = 0 \Rightarrow \overrightarrow{grad}(\text{div}\vec{A}) = 0 \quad (\text{II. 61})$$

En combinant (II.57) avec (II.60) tenant compte de (II.61) on obtient :

$$\frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} - \mu\sigma \left( \frac{d\vec{A}}{dt} \right) = -\mu\vec{J}_s \quad (\text{II. 62})$$

L'équation magnétodynamique en coordonnées cartésiennes s'écrit :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left( v \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( v \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) - \sigma \left( \frac{dA_z}{dt} \right) = -J_s \quad (\text{II. 63})$$

## II.7. Méthodes numériques de résolution

Avant le développement de l'ordinateur, l'analyse et la conception des dispositifs et des structures électromagnétiques étaient largement expérimentales. Les premières méthodes utilisées sont les méthodes analytiques, elles sont employées pour des géométries simples dans une approche unidimensionnelle, ou quelque fois dans des problèmes bidimensionnels.

Une fois que les langages de programmation et des outils numériques tels que Fortran et Matlab sont arrivés, les chercheurs ont immédiatement commencé à les utiliser pour traiter les Problèmes électromagnétiques qui pour la plupart ne pouvaient être résolues de manière analytique. Cela a conduit à d'énormes travaux de développement dans un domaine désormais appelé méthodes numériques en électromagnétisme ou *Computational Electromagnetics* en anglais. Beaucoup de techniques d'analyse numérique ont été développées dans ce domaine au cours des 50 dernières années. Comme les performances des ordinateurs continuent de croître, il en va de la nature des algorithmes appliqués ainsi que la complexité et l'ampleur des problèmes qui peuvent être résolus.

L'un des avantages fondamentaux derrière les algorithmes fiables en électromagnétisme est leur capacité à simuler le comportement des dispositifs et des systèmes avant qu'ils ne soient réellement construits. Cela permet à l'ingénieur de personnaliser et d'optimiser la structure avant sa réalisation expérimentale. Le développement des outils de calcul numérique permet également de fournir des indications fondamentales sur les problèmes électromagnétiques, et des possibilités de visualisation des grandeurs physiques, ce qui en fait l'un des domaines les plus importants de l'ingénierie d'aujourd'hui.

Il existe beaucoup de techniques de classification des méthodes numériques en électromagnétisme. Les deux grandes catégories sont des méthodes dites "temporelles" et celles dites "fréquentielles".

### II.7.1. Méthode des différences finies

La méthode des différences finies (FDM) est la méthode la plus ancienne pour transformer une équation différentielle à un système d'équations algébriques dans laquelle les dérivés sont remplacés par différences finies dans une région divisée en des nœuds situés sur une grille en 2D ou en 3D. Il en résulte un grand nombre de points du maillage. Davies et Muilwyk ont utilisé cette méthode pour analyser les guides d'ondes creux de forme arbitraire excités seulement par le mode dominant. Wexler a étendu ce travail pour le calcul des modes d'ordre supérieur.

La méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD) utilise une formulation proposée par Yee pour résoudre les équations de Maxwell dans le domaine temporel. L'utilisation d'une différence finie s'étend au calcul de la dérivée en temps, conduisant à deux ensembles d'équations linéaires calculant alternativement le champ électrique et le champ magnétique dans des moments discrétisés en temps. FDTD excelle dans l'analyse des milieux hétérogènes et non linéaires, mais nécessite beaucoup de mémoire de système de calcul, et souffre des problèmes de dispersion. FDTD trouve beaucoup d'applications : ondes guidées, rayonnement, compatibilité électromagnétique, etc.

### II.7.2 Les méthodes des volumes finis

La méthode des volumes finis, appelée aussi méthode des volumes de contrôles, est une méthode de résidus pondérés où les fonctions de poids sont égales à l'unité dans des volumes finis données. Elle consiste à discrétiser les équations aux dérivées partielles par intégration sur des volumes finis entourant les nœuds du maillage plutôt qu'aux nœuds eux-mêmes. En effet, dans le cas de cette méthode, le domaine d'intégration est subdivisé en volumes de contrôle, chacun entoure un nœud de maillage. Lors de l'assemblage des équations discrétisées, la matrice du système global est construite par arêtes contrairement aux matrices globales issues d'une discrétisation par éléments finis, pour laquelle la construction se fait par éléments. **[16]**

### II.7.3. Méthode des éléments finis

Cette méthode, utilisée depuis longtemps en mécanique. Elle a été introduite en électromagnétisme par P. Silvester et M.V. Chari 1970 [17].

Elle a connu depuis, un développement considérable dans ce domaine, grâce au rapport successif des équipes universitaires de McGill au Canada, Rutherford en Grande-Bretagne et Grenoble en France et par quelques grands laboratoires industriels de recherches.

Le principe fondamental de cette méthode consiste à subdiviser le domaine d'étude en régions élémentaires (élément finis) et à représenter l'inconnue par une approximation polynomiale dans chacune de ces régions, ensuite, l'erreur due à l'approximation doit être minimisée.

La MEF est actuellement utilisée avec succès pour les problèmes en magnétodynamique, car c'est une méthode très puissante et s'adapte aux géométries complexes. Par contre sa mise en œuvre est assez compliquée et demande une place mémoire assez importante.

Historiquement les premiers développements de la méthode des éléments finis (FEM-Finite Élément Method) ont été proposés par Richard Courant dans les années 1940, mais ce sont les mécaniciens qui ont développé, popularisé et démontré l'efficacité de cette méthode dans les années 1940-1960. En 1970, Silvester et son équipe de l'université MC Gill à Montréal se sont intéressés à l'adaptation de cette méthode de résolution des problèmes elliptiques à l'Electrotechnique. Parmi les méthodes numériques, la plus répandue dans toutes les disciplines physiques est incontestablement celle des éléments finis Elle est très utilisée pour résoudre les problèmes électromagnétiques initialement dans le domaine fréquentiel et depuis une vingtaine d'années dans le domaine temporel. Avec la MEF, le domaine d'application du problème est divisé en éléments et la solution globale est remplacée par des approximations dans chacun des éléments. Avec des maillages plus ou moins denses, l'approximation dans chaque élément peut être réalisée avec des polynômes d'ordre plus ou moins élevé. Contrairement à la différence finie où le maillage doit être rectangulaire (problème 2D) ou cubique (problème 3D), le choix des éléments dans la MEF laisse plus de flexibilité pour s'adapter à des limites de formes quelconques. [17]

## II.8. Principe de la méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis peut être définie comme une méthode d'approximation des équations aux dérivées partielles qui régissent les phénomènes physiques et leurs conditions aux limites.

Le principe bien connu de la méthode est de discrétiser le domaine d'étude en de multiples éléments puis de résoudre localement, dans chacun de ceux-ci, les équations associées à la formulation retenue. Les inconnues élémentaires sont alors définies par une combinaison linéaire, pondérée par des polynômes d'interpolation. La précision du calcul est liée à la finesse du maillage et au degré de ces polynômes. Leurs coefficients ne dépendent que de la géométrie et de sa discrétisation.

Finalement, on obtient après assemblage un système matriciel d'équations, pouvant tenir compte de certains non linéarités, comme celle intervenant dans les matériaux ferromagnétiques. [18]

Il y a deux variantes de la méthode des éléments finis :

- 1- La méthode des résidus pondérés
- 2- La méthode variationnelle.

### II.8.1. Types d'éléments finis

Selon que le domaine d'étude, soit à une, deux ou trois dimensions, on rencontre le plus souvent des éléments linéaires, quadratiques ou cubiques.

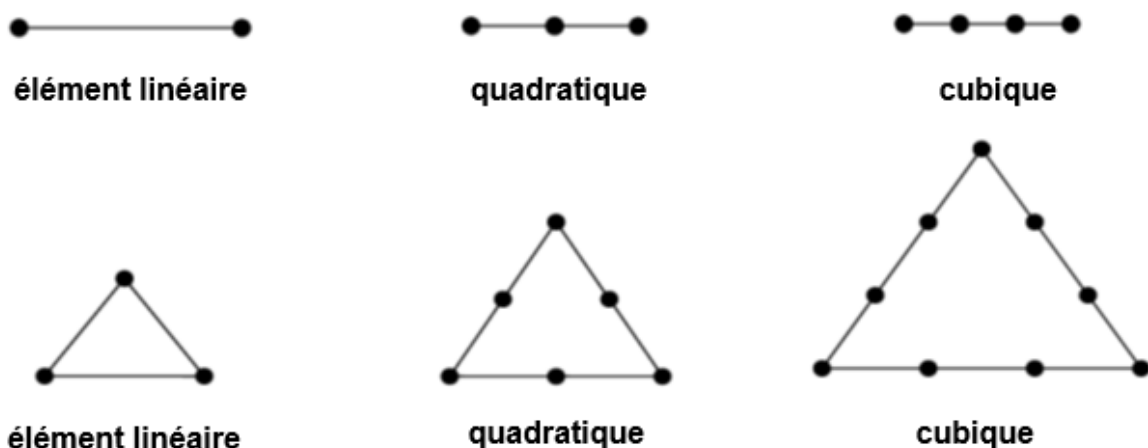


Fig.II.05 Eléments classiques en une et deux dimensions.

Dans la majorité des cas bidimensionnels, on préfère utiliser des éléments triangulaires du premier ordre. Pour aboutir à une meilleure exactitude de la solution, on procède à raffiner le maillage. [19]

### II.8.2. Formulations éléments finis

Nous allons exposer les deux formulations intégrales qui sont couramment utilisées dans la méthode des éléments finis pour le calcul du champ électromagnétique :

- Formulation variationnelle.
- Formulation des résidus pondérés.

#### II.8.2.1. La formulation variationnelle

Elle consiste à minimiser une fonctionnelle qui représente généralement l'énergie du système à résoudre. Celle-ci est déterminée à partir du principe de l'action Hamiltonienne qui stipule l'existence d'une fonctionnelle type intégrale, définie par :

$$F(A) = \int_{\Omega} L d\Omega \quad (\text{II. 64})$$

$L$ : La fonction de Lagrange résultante de la co-énergie du système de type cinétique et de son énergie potentielle.

$\Omega$ : Le domaine d'étude.

Dans le cas d'un problème magnétique, la fonction  $L$  est donnée par :

$$L = \int_0^B v B dB - JA \quad (\text{II. 65})$$

La fonction d'énergie est alors donnée comme suit :

$$F(A) = \int_{\Omega} \left[ \int_0^B v B dB - JA \right] d\Omega \quad (\text{II. 66})$$

$v$ : La reluctivité magnétique [m/h].

$B$ : L'induction magnétique [T].

$J$ : La densité de courant [A/m<sup>2</sup>].

$A$ : Le potentiel vecteur magnétique [ $\text{Kg.C}^{-1}.\text{m.s}^{-1}$ ].

La résolution du problème variationnelle ainsi, revient à minimiser la fonctionnelle d'énergie  $F(A)$ , la minimalisation est effectuée en utilisant le principe de Rayleigh-Ritz qui consiste à écrire :

$$\frac{\partial F(A)}{\partial A} = 0 \quad (\text{II. 67})$$

Où :

$$\frac{\partial F(A)}{\partial A_1} = \frac{\partial F(A)}{\partial A_2} = \dots = \frac{\partial F(A)}{\partial A_n} = 0 \quad (\text{II. 68})$$

Avec :

$n$ : Le nombre de nœuds du domaine d'étude.

$A_i$ : L'inconnue au nœud  $i$  du domaine.

### **II.8.2.2. La formulation projective des résidus pondérés**

La méthode des résidus pondérés est basée sur la détermination du résidu défini par :

$$R = L(A) - f \quad (\text{II. 69})$$

$R$ : Représente le résidu de l'approximation.

$L$ : Opérateur différentiel.

$f$ : Fonction définie sur le domaine d'étude  $\Omega$ .

$A$ : La fonction inconnue.

Cette méthode donc consiste à trouver les fonctions  $A$  qui annulent la forme intégrale suivante :

$$\iint_{\Omega} R_i \Psi_i d\Omega = 0 \quad (\text{II. 70})$$

$\Psi_i$ : Une fonction de projection définie sur  $\Omega$ .

Les valeurs de  $A$  qui permettent d'annuler l'intégrale, sont solutions du système algébrique obtenu.

Les choix des fonctions de projection permettent de définir plusieurs méthodes, parmi elles, on cite :

- La méthode de collocation par point.
- La méthode des moindres carrés.
- La méthode de Galerkin, appelée aussi Pétrove-Galerkin.

La méthode de collocation par point utilise les fonctions de Dirac, celle des moindres carrés est basée sur la minimalisation de la norme quadratique de l'erreur sur l'équation et les conditions aux limites. La méthode Galerkin consiste à choisir des fonctions de projection identiques aux fonctions d'approximation.

Les deux approches, variationnelle et projective, ont le même ordre de précision ; mais la méthode projective est plus employée vu qu'elle peut s'appliquer à toute équation sans avoir recours à la connaissance ou l'existence d'une fonctionnelle d'énergie du système étudié. **[20]**

### II.8.3. Discrétisation et approximation

L'idée fondamentale de la méthode des éléments finis est de subdiviser la région à étudier en petites sous régions appelées élément finis constituant le maillage.

Les fonctions inconnues sont approximées sur chaque élément fini par une simple fonction appelée fonction de forme qui est continue et définie sur 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 par 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.

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

### II.8.4. Avantages et inconvénients de la méthode des éléments finis

**a) Avantages :**

- Adaptation aux géométries complexes.
- Prise en compte des non linéarités.
- Temps de calcul relativement avantageux.

**b) Inconvénients :**

- Mise en œuvre relativement difficile.
- Prise en considération des domaines infinis.
- Présence des singularités dans le domaine d'études.

## II.9. Formulation par éléments finis de l'équation magnétodynamique en potentiel vecteur magnétique $\vec{A}$

Dans cette partie on s'intéressera à la formulation éléments finis, en coordonnées cartésiennes, de l'équation magnétodynamique (II.63) qui peut s'écrire comme suit :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left( v \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( v \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) - \sigma \left( \frac{dA_z}{dt} \right) = -J_s \quad (\text{II.71})$$

$$\iint_{\Omega} \left[ \left[ \left( \frac{\partial}{\partial x} \left( v \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( v \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) \right) \right] - \sigma \frac{dA_z}{dt} \right] \alpha_i dx dy = - \iint_{\Omega} J_{sz} \alpha_i dx dy \quad (\text{II.72})$$

L'équation (II.72) exprime la forme forte de la formulation éléments finis de l'équation magnétodynamique.

L'intégration par partie des dérivées d'ordre 2 génère la forme faible de cette formulation. En appliquant le théorème de Green, on obtient :

$$\iint_{\Omega} \left[ \left( \frac{\partial}{\partial x} \left( v \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( v \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) \right) \right] \alpha_i dx dy = - \iint_{\Omega} v \overrightarrow{\text{grad}} A_z \overrightarrow{\text{grad}} \alpha_i dx dy + \int_{\Gamma} v \frac{\partial A_z}{\partial n} \alpha_i d\Gamma \quad (\text{II.73})$$

En remplaçant (II.73) dans (II.72) on obtient :

$$\iint_{\Omega} v \overrightarrow{\text{grad}} A_z \overrightarrow{\text{grad}} \alpha_i dx dy - \int_{\Gamma} v \frac{\partial A_z}{\partial n} \alpha_i d\Gamma + \iint_{\Omega} \sigma \frac{dA_z}{dt} \alpha_i dx dy = \iint_{\Omega} J_{sz} \alpha_i dx dy \quad (\text{II.74})$$

Dans le cas des conditions aux limites de type Neumann la variation du terme sur la frontière est nul, donc :

$$\frac{\partial A}{\partial n} = 0 \quad (\text{II. 75})$$

$\vec{n}$  : vecteur unitaire normal au point considéré de la frontière.

Donc l'équation (II.74) devient :

$$\iint_{\Omega} v \overrightarrow{\text{grad}} A_z \overrightarrow{\text{grad}} \alpha_i \, dx dy + \iint_{\Omega} \sigma \frac{dA_z}{dt} \alpha_i \, dx dy = \iint_{\Omega} J_{Sz} \alpha_i \, dx dy \quad (\text{II. 76})$$

L'interpolation d'un élément est effectuée en fonction des valeurs de l'inconnue aux nœuds de cet élément : il s'agit alors de l'interpolation nodale.

Dans l'approximation nodale que nous utiliserons dans cette étude, l'inconnue  $A$  est exprimée dans le cas du système cartésien par :

$$A(x, y) = \sum_{j=1}^{nn} \alpha_j(x, y) A_j \quad (\text{II. 77})$$

$A(x, y)$  : inconnue.

$nn$  : nombre de nœuds du domaine subdivisé.

$\alpha_j(x, y)$  : fonction de forme au nœud  $j$ .

$A_j$  : valeur de l'inconnue au nœud  $j$ .

La discrétisation de  $A$  à l'aide des fonctions d'approximation (II.77) nous amène à l'écriture suivante :

$$\sum_{j=1}^{nn} \int_{\Omega} [v \overrightarrow{\text{grad}} \alpha_i \cdot \overrightarrow{\text{grad}} (\alpha_j A_j)] \, dx dy + \sum_{j=1}^{nn} \int_{\Omega} \left[ \sigma \alpha_i \frac{d(\alpha_j A_j)}{dt} \right] \, dx dy - \int_{\Omega} (J_S \alpha_i) \, dx dy = 0 \quad (\text{II. 78})$$

On obtient une équation différentielle du premier ordre par rapport au temps.

La dérivée temporelle peut être traitée par la méthode d'Euler :

$$\frac{dA}{dt} = \frac{A^{t+1} - A^t}{\Delta t} \quad (\text{II. 79})$$

En remplaçant la dérivée temporelle intervenant dans le système (II.71) par l'approximation (II.72), on obtient :

$$\left( \sum_{j=1}^{nn} \Delta t \left( \int_{\Omega} [v \text{grad}(\alpha_i) \cdot \text{grad}(\alpha_j)] dx dy \right) A_j^{t+1} - \int_{\Omega} [J_S \alpha_i] dx dy \right) + \left( \sum_{j=1}^{nn} \left( \int_{\Omega} [\sigma \alpha_i \alpha_j] dx dy \right) (A_j^{t+1} - A_j^t) \right) = 0 \quad (\text{II.80})$$

Le système algébrique à résoudre sera donc donné par la relation matricielle suivante :

$$\Delta t([M]\{A^{t+1}\} + \{E\}) + [F](\{A^{t+1} - A^t\}) = 0 \quad (\text{II.81})$$

Avec :

$$M_{ij} = \int_{\Omega} [v \overrightarrow{\text{grad}}(\alpha_i) \cdot \overrightarrow{\text{grad}}(\alpha_j)] dx dy \quad (\text{II.82})$$

$$E_i = - \int_{\Omega} [J_S \alpha_i] dx dy \quad (\text{II.83})$$

$$F_{ij} = \int_{\Omega} [\sigma \alpha_i \alpha_j] dx dy \quad (\text{II.84})$$

$\Delta t$  : le pas de temps.

$(A^{t+1})$ : valeur du potentiel vecteur magnétique aux nœuds du maillage à l'instant (t+1).

$(A^t)$  : valeur du potentiel vecteur magnétique à l'instant précédent (t).

### II.10. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les équations de Maxwell, sur la base desquelles tous les phénomènes électromagnétiques peuvent être modélisés. Nous nous sommes intéressés au modèle magnétodynamique. Ce dernier permet de calculer la distribution du champ magnétique et les performances électromagnétiques de la machine asynchrone à cage d'écureuil.

Le choix d'une formulation 2D en termes de potentiel vecteur magnétique est dû au fait qu'elle permet de calculer la distribution du champ magnétique en présence des courants électriques. Pour résoudre l'équation de la magnétodynamique, nous avons présenté la formulation éléments finis basée sur la méthode de Galerkin qui permet d'aboutir à un système algébrique symétrique, donc plus simple à résoudre.

Par ailleurs, les prochains chapitres seront consacrés, à la construction ainsi que la simulation du comportement de la MAS à cage. Ceci nous permettra de mettre en valeur les résultats pratiques de la méthode des éléments finis.

**CHAPITRE III**  
**PROCESSUS DE**  
**FABRICATION DES MAS A**  
**CAGE**

### III.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous allons présenter la structure de l'entreprise où nous avons effectué notre stage pratique (ELECTRO-INDUSTRIE). Nous nous intéresserons aux diverses procédures employées lors de la construction des moteurs asynchrones triphasés à cage d'écureuil.

### III.2. Présentation de l'entreprise Electro-industrie

**Electro-industrie** est issue de la réorganisation du secteur industriel opérée en Algérie entre 1980 et 2000, qui a conduit en 1999 à la restructuration de l'ancienne ENEL (entreprise Nationale des Industries Electrotechniques) en un certain nombre d'EPE/SPA, parmi lesquelles figure ELECTRO-INDUSTRIE. [23]



Fig. (III.01) Logo ELECTRO-INDUSTRIE. [23]

L'usine a été réalisée dans le cadre d'un contrat produit en main avec des partenaires allemands, en l'occurrence, **SIEMENS** pour le produit et **FRITZ WERNER** pour l'engineering et la construction, l'infrastructure est réalisée par des entreprises algériennes **ECOTEC**, **COSIDER** et **BATIMETAL**.

La production prévue initialement porte sur :

- **5000** Transformateurs de **50 à 2000 KVA**.
- **50.000** Moteurs asynchrones triphasés de **0,18 à 400 kW**.

## III.2.1. Entrée en production

- Secteur transformateur 1985.
- Secteur moteur / alternateur 1986

Ces produits sont fabriqués sous licence SIEMENS jusqu'en 1992.

## III.2.2. Evolution à 1998

- Extension des capacités de production de transformateurs de 1500 à 5000 unités / an (1991) ;
- Développement d'une gamme de moteurs monophasés ;
- Développement de moteurs destinés à la climatisation ;
- Extension verticale de la gamme de transformateurs (2000 KVA) ;
- Extension horizontale des gammes de moteurs en types et variantes. [23]

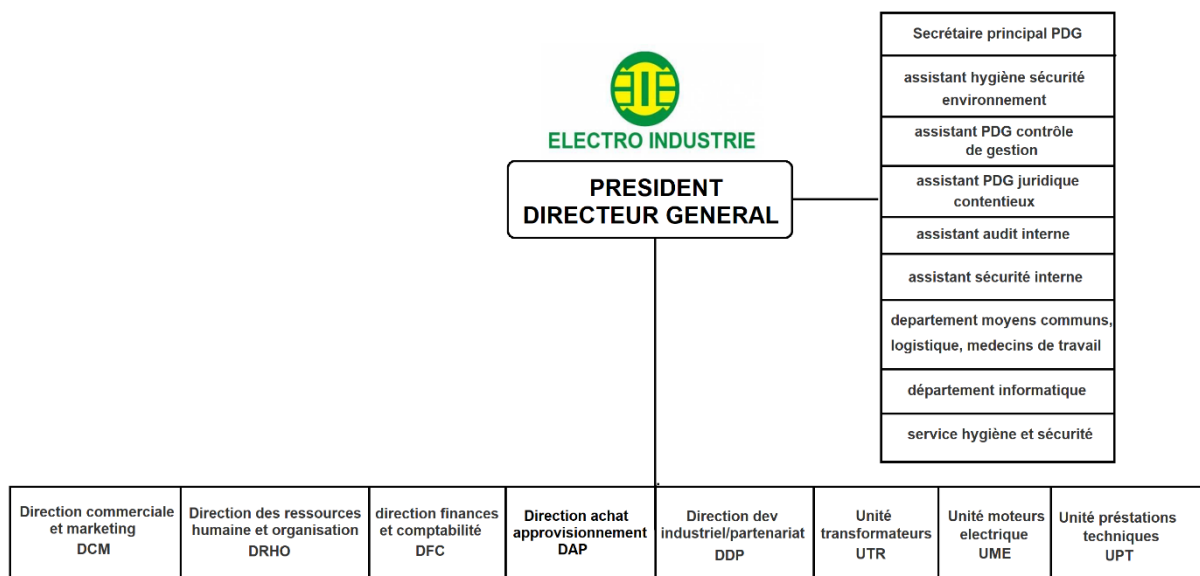


Fig. (III.02) organigramme de l'entreprise ELECTRO-INDUSTRIE.

### III.3. Normes de construction

Les moteurs Electro-industrie répondent aux recommandations des publications des normes :

**CEI 34-1** : machines électriques tournantes – caractéristiques assignées et de fonctionnement.

**CEI 34-2** : méthodes pour la détermination des pertes et du rendement.

**CEI 34-5** : classification des degrés de protection (code IP).

**CEI 34-6** : modes de refroidissement (code IC)

**CEI 34-7** : classification des normes de construction et des dispositions de montage (code IM)

**CEI 34-8** : marques d'extrémité et sens de rotation.

**CEI 34-9** : limites de bruit.

**CEI 34-11** : protection thermique incorporée.

**CEI 34-12** : caractéristique de démarrage des moteurs à induction à cage, à une seule vitesse, pour des tensions d'alimentation inférieures ou égales à 690 V- 50 Hz.

**CEI 72** : dimensions et séries de puissance des machines électriques tournantes.

**VDE 0530** : règlements relatifs aux machines électriques tournantes. [23]

### III.4. Présentation de l'unité moteur

L'unité moteur s'occupe de la fabrication des moteurs asynchrones de différentes puissances et hauteurs d'axes.

Pour assurer la réalisation, l'unité dispose de cinq ateliers de fabrication disposants de postes de contrôles (mécanique et électrique) pour valider la conformité de chaque pièce fabriquée rentrant dans la réalisation de chaque type de moteur.

Parmi les modèles de moteurs fabriqués par l'unité, on cite des moteurs asynchrones triphasés à cage d'écureuil de petites, moyennes et grandes puissances repartis dans l'ordre selon les hauteurs d'axe suivantes : 71-132 (mm), 160-250 (mm), 280-406 (mm).

Avant le lancement de la fabrication, les pièces et matières nécessaires à la production sont soumises à des tests de contrôles.

### III.4.1. Ateliers de découpage, encochage et empaquetage

Dans cet atelier, on effectue les opérations de transformation des tôles utilisées pour la fabrication de différentes pièces, à noter :

- Découpage et encochage des tôles statoriques et rotoriques.
- Fabrication des capots de ventilation.
- Découpage et emboutissage des agrafes.
- Empaquetage des feuilles de tôles statoriques et rotoriques.

#### **III.4.1.1. Fabrication des tôles statoriques et rotoriques**

L'atelier reçoit des rouleaux en tôles magnétiques de nature :

- Isolées aux vernis pour les moteurs à hauteurs d'axes allant de 183 à 406 (mm).
- Non isolé : leurs isolations se fait dans des fours par oxydation pour les moteurs à hauteurs d'axes variant entre 70 et 163 mm.

L'atelier est équipé de trois procédés de découpage :

- Découpage automatique successif.
- Découpage automatique par outils à encocher.
- Découpage semi-automatique par outils à encocher.

Le découpage automatique successif est le procédé le plus répandu dans cet atelier. Cela est réalisé à l'aide d'une presse rapide. Ce procédé permet de découper et d'encocher dans le même cycle les tôles statoriques et rotoriques, notamment pour certains types de moteurs de forte commande.

### **III.4.1.2. Empaquetage des feuilles de tôles statoriques et rotoriques**

Cette opération se fait sur presse à empaqueter, pour la réalisation des paquets statoriques et rotoriques. Les empilements de tôles sont fixés à l'aide d'agrafes pour les paquets statoriques et à l'aide de rivets pour certains paquets rotoriques.

### **III.4.1.3. Fabrication des capots de ventilation**

Les capots sont réalisés à partir de tôles galvanisées ou bien d'acier laminés à froid. Les ventilateurs sont constitués de matériaux en plastique pour les hauteurs d'axes allant de 70 à 160 (mm) et en fonte pour celles allant de 180 à 220 (mm). Ces ventilateurs sont reçus dans un état brute et ensuite usinés. Pour les hauteurs d'axes supérieures à 220 mm, le noyau est en fonte achetée brute et fini par usinage, par la suite fixé à l'aide de boulons à une roue en acier.

### **III.4.1.4. Découpage des barres rotoriques en cuivre**

Les moteurs de moyennes et grandes puissances sont munis de cages constituées de barres et anneaux de court-circuit. Les barres en cuivre ou en bronze (pour les moteurs à doubles cages) sont découpées selon les longueurs appropriées.

## III.4.2. Atelier de moulage sous pression

L'atelier de moulage est responsable de la fabrication des composants en aluminium constituant les petits moteurs. À savoir :

- L'injection d'enroulements rotoriques en aluminium pure à 99.5%.
- Réalisation des pièces en alliage d'aluminium (silicium, manganèse, cuivre) comme : carcasses, flasques, boîtes à bornes.

### **III.4.2.1. Injection de l'enroulement rotorique**

Après réalisation des opérations : d'empilage des tôles rotoriques, agrafes, emmanchement de l'arbre, le rotor est mis dans la machine et après la fermeture du moule, le procédé d'injection est réalisé à haute pression. Ceci permet à l'aluminium de pénétrer dans les encoches et former ainsi la cage du rotor.

### **III.4.2.2. Fabrication des pièces en alliage d'aluminium**

L'alliage d'aluminium fondu à haute température est injecté dans les moules conçus spécialement pour chaque pièce.

Pour les moteurs à hauteurs d'axes supérieures à 130 mm, les carcasses et flasques sont en fonte (reçu à l'état brute puis usinées). Pour les moteurs de petites puissances, les carcasses et les flasques sont faites en alliages d'aluminium.

### **III.4.3. Atelier d'usinage**

Dans cet atelier, sont réalisés toutes les opérations d'usinage des arbres et des différentes pièces en fonte et en alpac.

#### **III.4.3.1. Fabrication des arbres rotoriques**

A partir de barres en acier reçus à l'état brute, on découpe les arbres à l'aide d'une scie automatique.

L'arbre à l'état brute passe par le centre d'usinage pour l'opération de centrage, cette opération consiste à percer deux trous qui servent de références pour pouvoir tourner le rotor dans un axe précis.

L'opération de tournage achevée, l'arbre est acheminé vers l'atelier de moulage sous pression pour l'emmancher au paquet rotorique et mouler la cage. Le rotor est envoyé à l'atelier d'usinage pour être usiné et rectifié.

#### **III.4.3.2. Usinage du rotor**

Les opérations effectuées sur le rotor sont :

- a) Tournage du paquet :** cette opération est réalisée à l'aide d'un tour parallèle afin d'avoir un entrefer homogène et réduit.
- b) Rectification :** Celle-ci consiste à la rectification des sièges de roulements et des sorties d'arbre à l'aide d'une rectifieuse.
- c) Fraisage :** fraisage de la rainure de la clavette coté entraînement à l'aide d'une fraiseuse.
- d) Equilibrage du rotor :** cette opération ne se fait qu'après avoir reçu l'ordre de montage du rotor, deux méthodes d'équilibrages sont utilisées :

- Equilibrage positif avec l'ajout de rondelles acier.
- Equilibrage négatif avec enlèvement de matière.

### **III.4.3.3. Usinage des carcasses**

L'alésage de la carcasse est effectué à l'aide d'un tour vertical. Les opérations de Perçage et taraudage des trous sur lesquels sont fixées les flasques et la boîte à bornes, sont effectuées à l'aide de perceuses et taraudeuses à broches multiples.

### **III.4.3.4. Flasques**

Sur celle-ci on effectue les opérations de tournage des bords de centrage et cage de roulements.

### **III.4.3.5. Boîte à bornes**

Perçage et taraudage des trous de fixation recevant le couvercle à l'aide de perceuse à broches.

## III.4.4. Atelier de bobinage

Cet atelier est réparti en trois secteurs :

### **III.4.4.1. Secteur préparation isolation**

Dans l'industrie de fabrication des moteurs électriques, les conducteurs doivent toujours être isolés par mesure de sécurité afin d'éviter toutes sorte de courts circuits et veiller au bon fonctionnement du produit, pour cela on a besoin de matériaux isolants de haute qualité et supportant les effets thermiques engendrés par le fonctionnement de la machine. C'est dans ce secteur que sont préparés les isolants pour tous les types de moteurs : caniveaux d'encoches, lames intermédiaires, cales de fermeture, gaines isolantes, séparateurs de phases, câbles de raccordement.

### III.4.4.2. Secteur préparation des bobines

Après avoir effectué des tests de contrôle de qualité, les fils en cuivre transitent au magasin pour être remis aux bobineurs pour la confection des enroulements, qui se fait à l'aide de gabarits montés sur des machines rotatives (bobineuses), réglées selon le nombre de spires par faisceaux.

### III.4.4.3. Secteur bobinage du paquet statorique

C'est dans ce secteur que l'on dispose les bobines, contrôlées et conformes, dans le paquet statorique. Initialement isolées avec des caniveaux d'encoches, suivant un schéma de bobinage pour chaque type de moteurs. Pendant cette opération, des lames intermédiaires et des cales de fermetures sont intégrées au bobinage en double couche. Une fois les bobines introduites, des séparateurs de phases sont placés pour éviter les courts circuits entre phases.



**Fig.III.03** Opération de bobinage



**Fig.III.04** Intégration des cales de fermeture

#### a) Connexion des bobines :

Les bobines de chaque phase sont liées entre elles de façon précise en respectant le schéma de bobinage dans le but d'obtenir trois enroulements, dont chacun dispose d'une entrée et une sortie. Les points de connexions sont brasés et isolés avec des gaines isolantes.

#### b) Connexion des bobines avec les câbles de raccordement :

## CHAPITRE III : PROCESSUS DE FABRICATION DES MAS A CAGE

Les entrées et les sorties de chaque phase sont connectées et soudées à des câbles de raccordement qui assurent la liaison électrique avec la boîte à bornes. Les entrées et sorties de chaque phase sont distinguées par des couleurs. Exemple :

Entrée1 U1 ↔ Sortie1 U2 / (Orange).

Entrée2 V1 ↔ Sortie2 V2 / (Noir).

Entrée3 W1 ↔ Sortie3 W2 / (Rouge).

### c) Frettage et pressage des câbles :

Le stator subit un frettage manuel des têtes de bobines à l'aide de fils isolant. Puis l'ensemble passe par une presse hydraulique pour donner la forme et les dimensions définitives aux têtes de bobines.



Fig.III.05 stator après frettage et pressages des câbles.

### III.4.4.4. Contrôle

#### a) Contrôle visuel

- Contrôle des séparateurs de phases et des têtes par rapport au diamètre extérieur du paquet statorique.
- Vérification des caniveaux d'encoches, séparateur de phases et des réglettes de fermeture.

### b) Contrôle électrique

- Mesure des résistances entre bornes de phases, d'enroulements et masse à haute tension (2000V).
- Contrôle de la polarité des trois phases afin de localiser les trois entrées et les trois sorties.

### c) Imprégnation

Cette opération consiste à mettre de la résine au bobinage du stator pour le rendre plus compact et solidaire, deux types d'imprégnation sont utilisés :

- Imprégnation le procédé du « goutte à goutte ».
- Imprégnation par immersion dans un bain de résine.

## III.4.5. Atelier de montage

On recense trois secteurs essentiels dans cet atelier :

### ***III.4.5.1. Secteur d'équilibrage du rotor***

Il a pour but d'assurer une rotation uniforme et de compenser les balourds pouvant provenir des cas suivant :

- Manque d'homogénéité de la matière.
- Défaut d'usinage.
- Malformation des barres en cuivre.

### ***III.4.5.2. Secteur de pré-montage***

Les opérations réalisées dans ce secteur sont :

- Huiler l'intérieur de la carcasse pour faciliter l'insertion du paquet statorique.
- Emmanchement du paquet à l'aide d'une presse.
- Mise en longueur et tournage des bords de centrage de la carcasse.
- Fraisage des pattes pour retrouver la hauteur d'axe exacte ainsi que la planéité.

### III.4.5.3. Secteur de montage final

Dans ce secteur sont effectuées les opérations suivantes :

- Mise en place du couvercle de palier intérieur, coté ventilateur, pour assurer une bonne étanchéité.
- Emmanchement des roulements, précédemment graissés, à l'aide d'une presse verticale pour les petits et moyens moteurs, et à la main pour les grands moteurs.
- Mise en place des clavettes et emmanchement du ventilateur, puis insertion de la bague d'arrêt (serre clips) pour le ventilateur.
- Intégration du rotor dans le stator et fixation de flasque coté entraînement avec des vices.
- Fixation du flasque sur la carcasse ainsi que le montage du capot du ventilateur.
- Préparation de la boîte à bornes et fixation des câbles de raccordement sur la plaque à bornes.

### III.4.6. Contrôles finaux

Dans le contrôle électrique, on lui applique trois essais :

- Essai à vide.
- Essai en court-circuit.
- Essai en charge.

De multiples contrôles sont effectués afin de détecter certains défauts tels que :

- Voilure flasque-bride.
- Concentricité flasque-bride.
- Concentricité bout d'arbre.
- Bout d'arbre incliné.
- Longueur bout d'arbre.
- Ecart trous de patte-arbre.
- Ecart trous de patte.
- Hauteur d'axe.
- Jeu axial du rotor.
- Bout d'arbre endommagé.
- Bord de centrage endommagé.
- Plaque signalétique endommagée.
- Rainure de clavette endommagée.

### III.5 Conclusion

Ce chapitre résume les différentes procédures effectuées lors de la construction des MAS triphasés à cage d'écureuil au sein de l'entreprise Electro-Industries d'Azazga. Un training assuré par notre encadreur au sein de l'unité moteur nous a permis de collecter de nombreuses informations sur les différentes étapes de fabrication des éléments constituant les moteurs asynchrones et mieux comprendre son fonctionnement.



**CHAPITRE IV**  
**APPLICATION**

### IV.1. Introduction

La méthode des éléments finis est l'une des méthodes les plus utilisées pour résoudre les équations différentielles à dérivées partielles issues de la modélisation électromagnétique des machines électriques tournantes. Sa particularité réside dans le fait qu'elle permette la prise en compte des phénomènes inhérents au fonctionnement de ces machines, tels les phénomènes de saturation magnétique ainsi que les mouvements relatifs des parties tournantes.

Le dimensionnement de la machine permettant de définir ses caractéristiques et ses paramètres, afin de répondre à des besoins bien spécifiques formulés dans un cahier de charge. Ceci définit les performances attendues de la machine et les nombreuses contraintes qu'elle doit satisfaire.

Dans ce dernier chapitre nous déterminerons les performances électromagnétiques de notre modèle de moteur asynchrone à cage d'écurie, fabriqué au niveau de l'entreprise nationale ELECTRO-INDUSTRIE, en utilisant le logiciel ANSYS-Maxwell. Ensuite nous nous intéresserons à effectuer une étude paramétrique afin de voir l'influence de certains défauts sur le comportement de la machine.

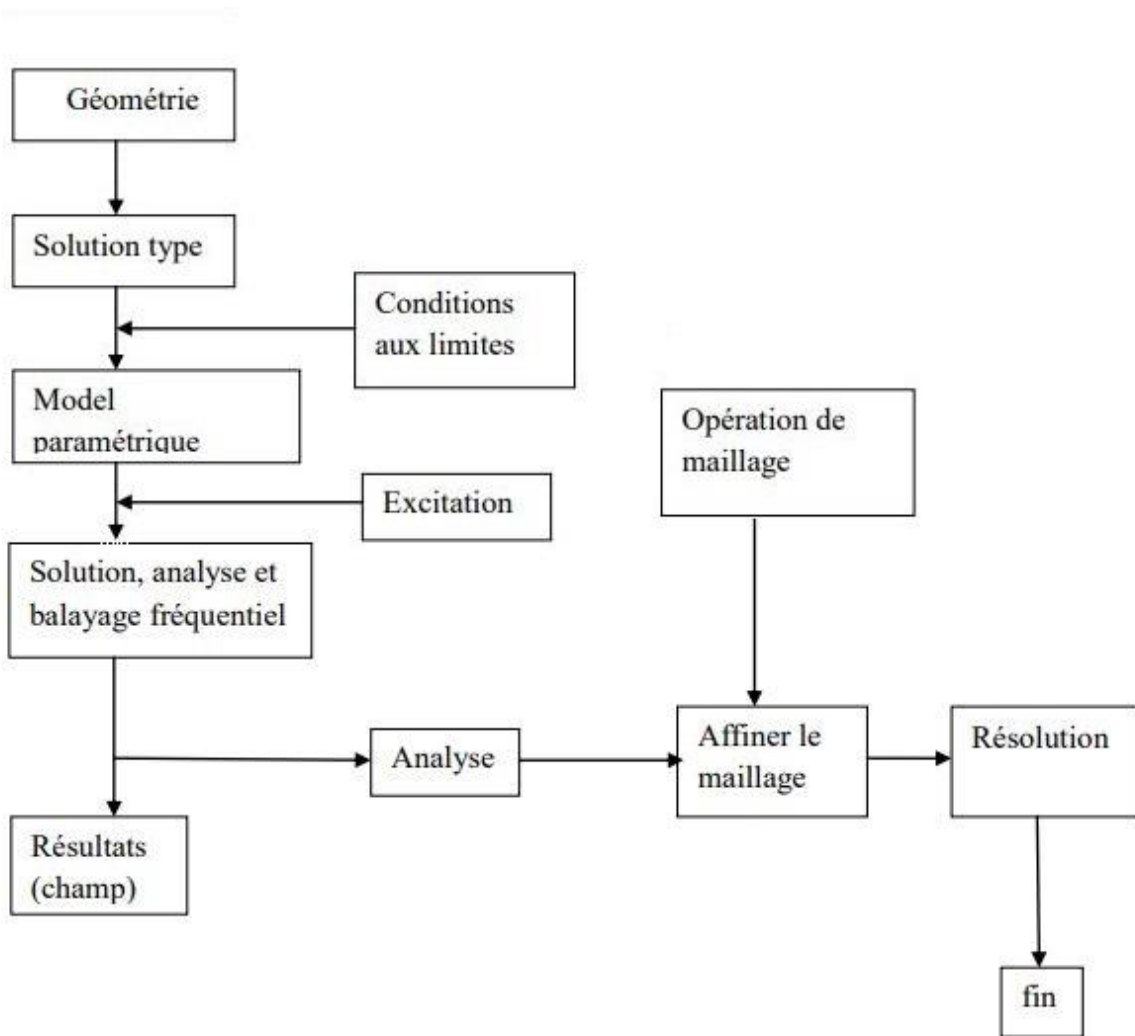
### IV.2. Présentation du logiciel ANSYS MAXWELL

Dans cette application nous utiliserons le logiciel ANSYS-Maxwell version 16.0 qui est un logiciel commercial permettant le calcul des champs électromagnétiques dans le domaine fréquentiel et temporel, ainsi que l'analyse du comportement électromagnétique des structures. Pour analyser ce comportement en détails, le logiciel met à notre disposition des outils d'interprétation post-traitement. Il effectue des calculs électromagnétiques par résolution des équations de Maxwell à l'aide de la méthode des éléments finis.

Un projet Maxwell est un dossier qui contient un ou plusieurs modèles appelés *design*, chaque modèle contient une structure géométrique, ses conditions aux limites et les matériaux utilisés, ainsi que les solutions de champs électromagnétiques et les interprétations post-traitement.

## CHAPITRE IV : Application

Le logiciel comporte un module de calcul analytique RMxprt (*Rotating Machine Expert*) permettant de calculer les paramètres détaillés de notre machine. En utilisant le calcul analytique classique des moteurs et les méthodes de circuits magnétiques équivalents, RMxprt peut calculer les paramètres du moteur et même prendre des décisions de dimensionnement initiale et effectuer de nombreuses analyses, et enfin configurer automatiquement un projet Ansys-Maxwell tenant compte de la géométrie en 2D et 3D, les matériaux et les conditions au limites.



**Fig.IV.01** Organigramme des étapes de simulation maxwell 2D/3D.

### IV.3. Caractéristiques de la machine étudiée

Le modèle présenté est fabriqué en grande série au niveau de l'entreprise nationale d'industries électrotechniques, la fiche technique présentée sous forme de tableau nous révèle les caractéristiques nominales du moteur. Ainsi nous pourrions comparer les résultats obtenus par le calcul numérique au présent tableau :

Modèle	-	*223-2	-
Puissance nominale	$P_N$	45	KW
Vitesse de rotation	$N_N$	2960	Tr/min
Nombre de pôles	$2p$	2	-
Tension d'alimentation	$U_N$	400	V
Couplage électrique	-	$\Delta$	-
Mode de démarrage	-	Direct ou $Y/\Delta(660/400)$	-
Fréquence d'alimentation	$f$	50	Hz
Courant absorbé	$I_N$	83	A
Ratio du courant de démarrage	$\frac{I_D}{I_N}$	6.3	-
Couple nominal	$C_N$	147	N.m
Ratio du couple de démarrage	$\frac{C_D}{C_N}$	1.7	-
Ratio du couple maximal	$\frac{C_{max}}{C_N}$	2.5	-
Facteur de puissance	$\cos\varphi$	0.89	-
Rendement	$\eta$	92.5	%
Classe d'isolation	$F(155^\circ C)$	-	-
Moment d'inertie	$J$	0.25	Kg.m <sup>2</sup>
Poids net ~	$m_n$	320	Kg

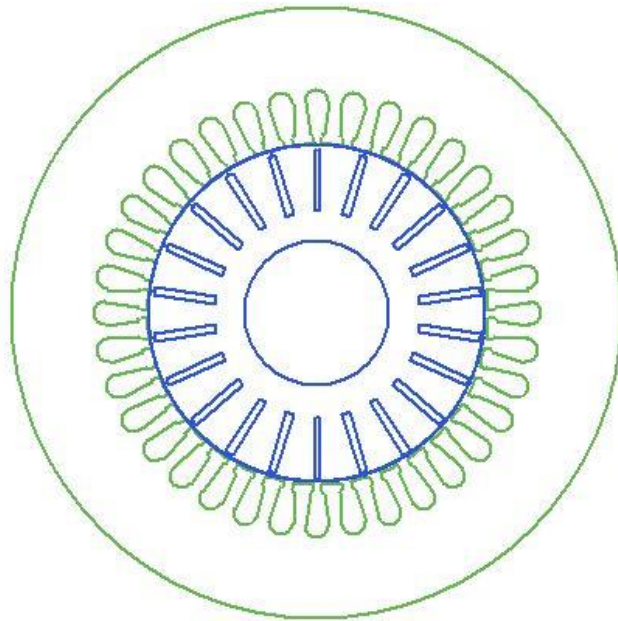
**Tableau.IV.01** Fiche technique du modèle de MAS 223-2p.

\*223-2p désigne la hauteur d'axe de la machine qui vaut 223mm ainsi que le nombre de pôles 2p.

## IV.4. Géométrie de la machine

Après l'introduction et la validation par analyse des paramètres du model dans le module RMxprt, nous avons une vue d'ensemble de la géométrie de notre machine. Celle-ci se présente sous forme d'une vue de face sur laquelle on peut apercevoir les différentes encoches que nous verrons en détails par la suite.

La figure (IV.02) représente la géométrie du moteur selon le logiciel.



**Fig.IV.02** géométrie du stator et du rotor selon RMxprt

Le tableau suivant comporte les paramètres principaux insérés dans le logiciel concernant le stator et le rotor :

-	Stator	Rotor	Unité
Diamètre externe	$D_{es} = 350$	$*D_{er} = 193$	mm
Diamètre interne	$D_{is} = 195$	$D_{er} = 85$	mm
Longueur	$L_s = 230$	$L_r = 230$	mm
Nombre d'encoches	$N_{es} = 36$	$N_{er} = 22$	-
Facteur d'empilement*	$k_{st} = 0.957$		-

**Tableau.IV.02** Paramètres stator et rotor.

\*le paramètre Facteur d'empilement (*stacking factor*) tient compte de la microcouche d'isolant, présente sur les surfaces des tôles ferromagnétiques, qui a pour but de maintenir les plaques entre elles et éviter les courts circuits. Ceci permet de réduire les courants de Foucault et d'améliorer les performances. Ce paramètre dépend essentiellement du pressage et empilement des lamelles.

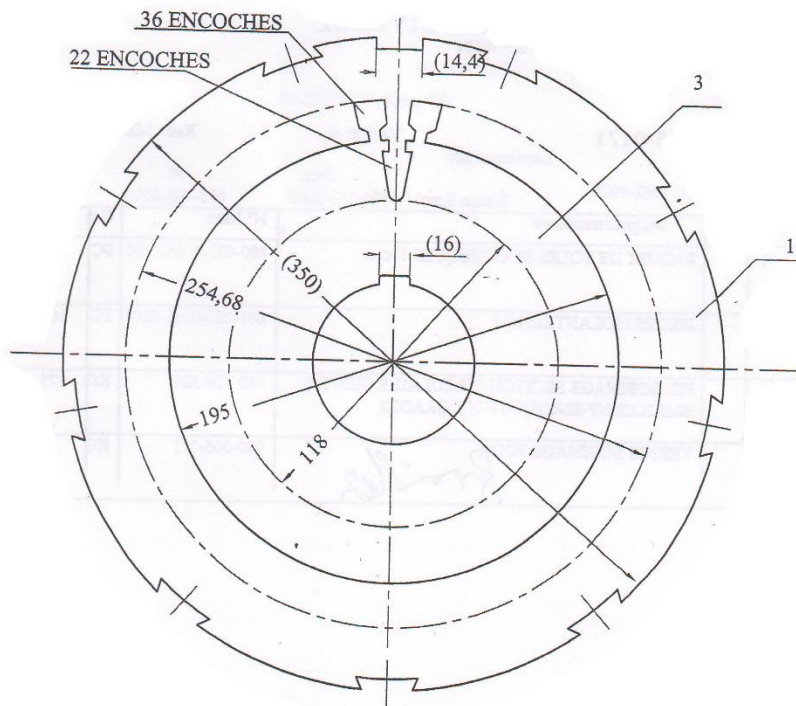
## CHAPITRE IV : Application

L'estimation de ce facteur est basée sur une règle de pouce de conception de machines électriques qui tient compte de l'épaisseur d'une lamelle [1].

$$k_{st} = 0.0425d_{lamelle} + 0.6032 \times \text{artan}(108.16 \times d_{lamelle}) \quad (IV.1)$$

L'épaisseur de la tôle utilisé est :  $d_{lamelle} = 0.50 \text{ mm}$

Donc :  $k_{st} = 0.957$



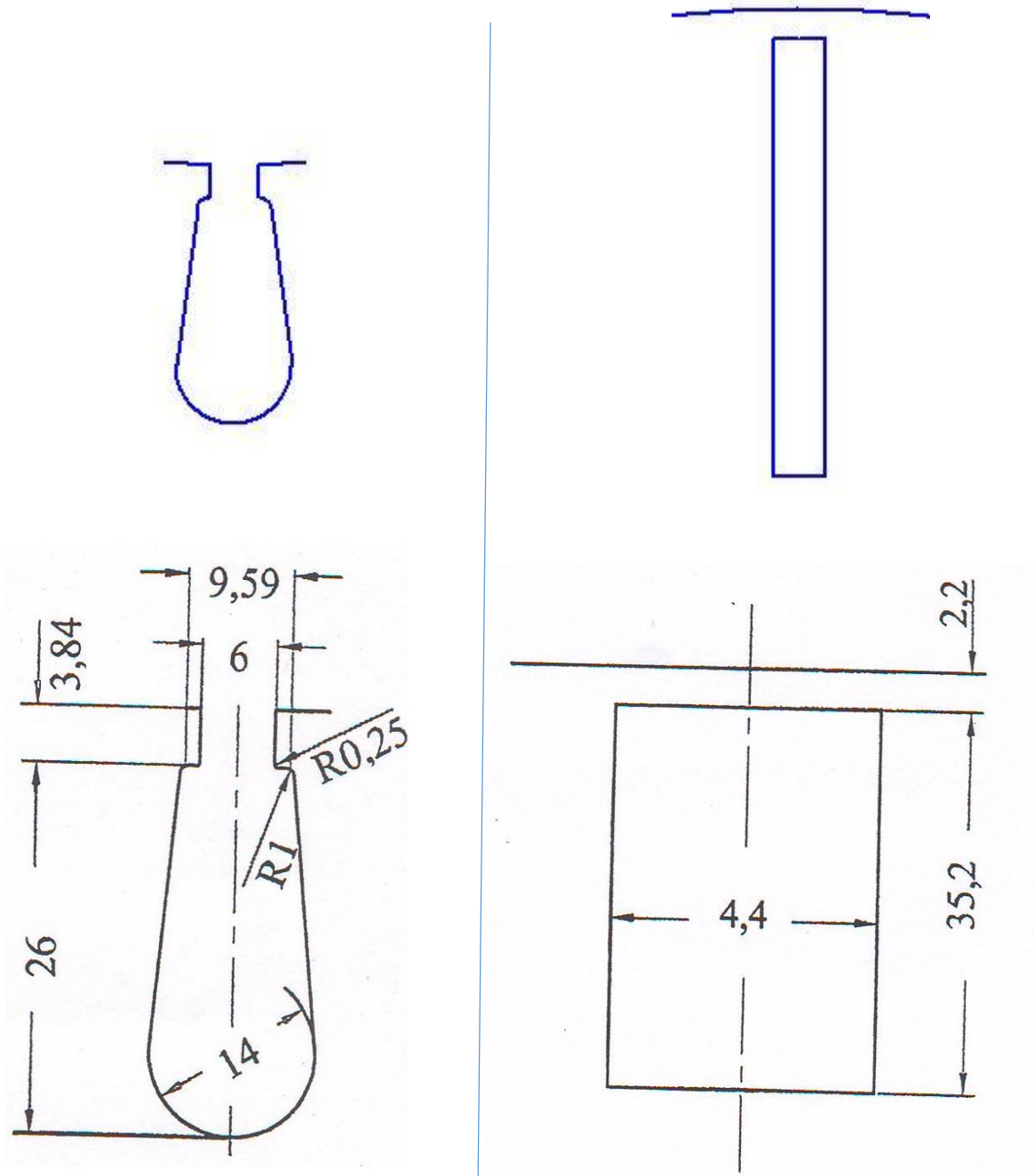
**Fig.IV.03** Dimensions des tôles ferromagnétiques.

\*On a inséré la valeur de l'entrefer dans le logiciel en soustrayant cette dernière du rayon externe du rotor. L'entrefer choisit par le constructeur étant 1mm, donc le diamètre externe  $Der$  du rotor devient :

$$Der = D_{is} - 2\delta = 195 - 2 \times 1 = 193mm \quad (IV.2)$$

### IV.4.1 Géométries des Encoches et anneaux de court-circuit

Hormis les modèles d'encoches standards qu'offre le module RMxpert, il est possible d'intégrer une géométrie personnalisée, chose qu'on a fait afin d'insérer les géométries données par le constructeur **Fig.IV.04**



**Fig.IV.04** Structure des encoches statorique (gauche) et rotorique (droite).

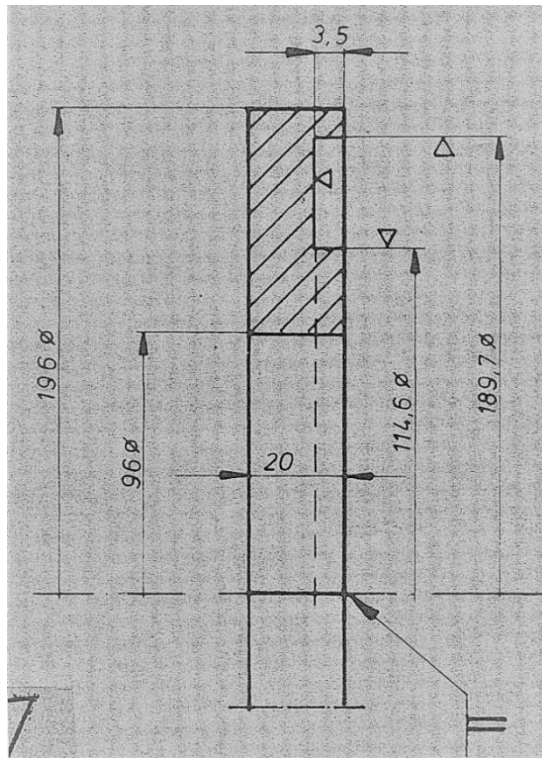


Fig.IV.05 Dimensions de l'anneau de court-circuit.

## IV.5. Choix et caractéristiques des matériaux

Afin de procéder à une simulation correcte de notre modèle, on doit désigner les types de matériaux des différentes structures de la machine. Les principaux matériaux qu'on doit mentionner sont ceux liés au circuit électromagnétique.

La bibliothèque des matériaux dans le logiciel offre de multiples choix, nous avons pu sélectionner **le cuivre** pour les fils de bobinage, anneaux de court-circuit et barres rotorique.

**Remarque** : le type de cuivre utilisé pour les fils de bobinage diffère de celui des barres et des anneaux. En raison de sa rigidité plus élevée, le circuit rotorique comporte une conductivité électrique légèrement inférieure à celle des fils de bobinage qui doivent être plus souples.

Caractéristique	Symbole	Fils	Barres et Anneaux	Unité
Diamètre	$\phi$	1.25	-	mm
Perméabilité relative	$\frac{\mu}{\mu_0}$	0.99		-
Conductivité électrique	$\sigma$	$58.96 \times 10^6$	$57 \times 10^6$	Siemens/m
Masse volumique	$\rho$	8933		Kg/m <sup>3</sup>

Tableau.IV.03 Caractéristiques des composants en cuivre.

## CHAPITRE IV : Application

Pour ce qui est du type de tôles ferromagnétiques utilisées par le constructeur, celles-ci n'étant pas présente dans la bibliothèque RMxprt. Le matériau est de type Fer-Si à grains non orientés présenté sous forme d'un model nommé **M800-50A**, ça signification est comme suit :

**M** : matériau magnétique.

**800** : centuple des pertes spécifiques en [W/Kg].

**50** : centuple de l'épaisseur en [mm]

**A** : tôle isolée.

Le logiciel nous offre la possibilité d'implanter notre modèle de tôle dans la bibliothèque des matériaux, cela en saisissant les données des propriétés magnétiques liées au matériau. Pour cela on a pu effectuer des tests expérimentaux au niveau du laboratoire d'ELECTRO-INDUSTRIE dans le but d'avoir les données de la courbe de première aimantation B-H ainsi que celle des pertes spécifiques Ps propres à la tôle **M800-50A**, ceci a l'aide du cadre d'Epstein.

Le banc de mesure est de marque Vettiner, composé essentiellement du cadre d'Epstein : fonctionnant comme un transformateur à vide, dont on excite le bobinage primaire avec un courant alternatif et on récolte une tension au secondaire, le procédé est régi par un appareil constitué de trois compartiments **Fig.IV.06** :

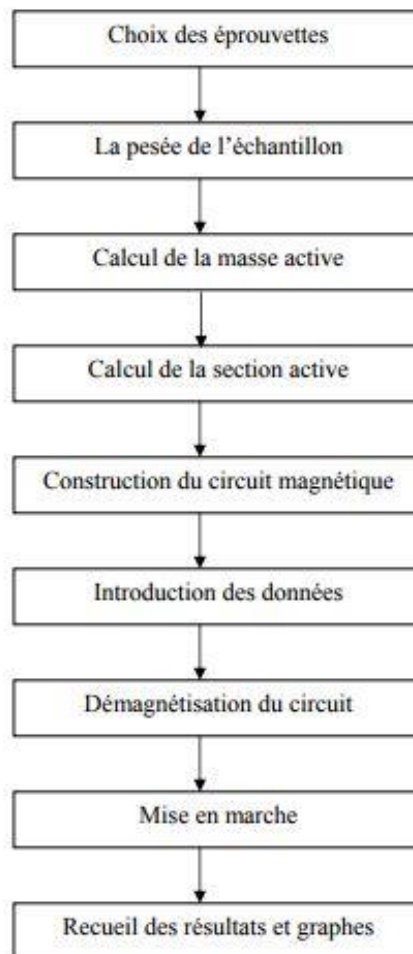
- Générateur servant à exciter les bobines.
- Analyseur effectuant les mesures du champ H, d'induction B et des pertes Ps.
- Ordinateur comportant un logiciel de calcul.



**Fig.IV.06** Appareil Vettiner avec ses 3 compartiments ainsi que le cadre d'Epstein.

## CHAPITRE IV : Application

Les modalités à suivre afin de réaliser la mesure sont présentées sous forme d'organigramme dans la figure suivante :



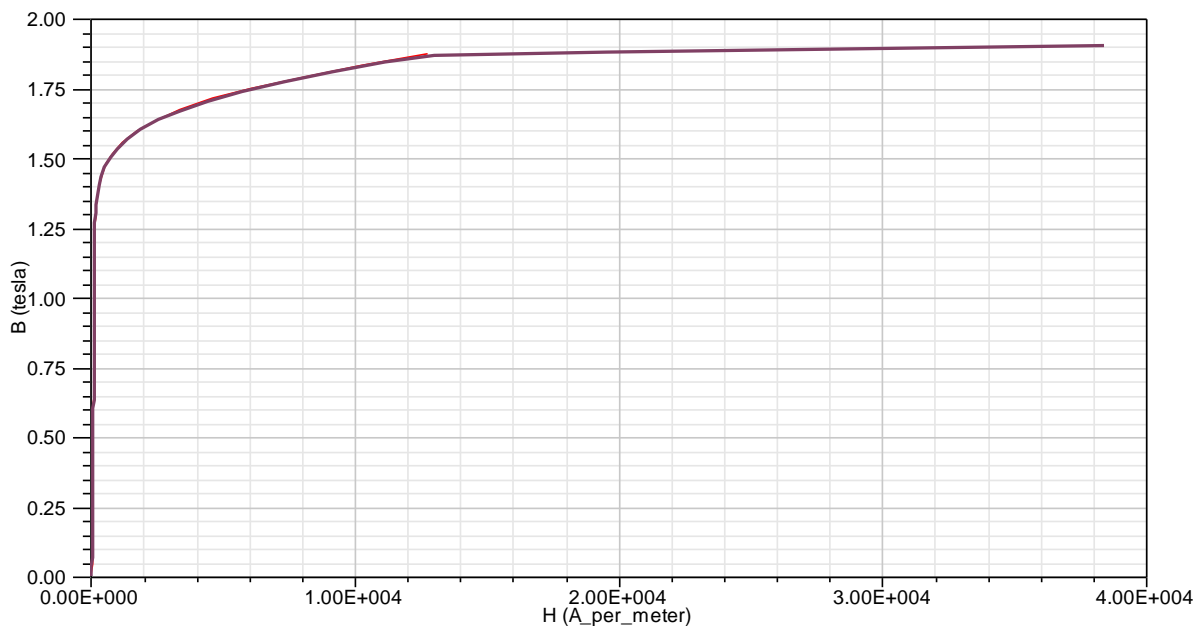
**Fig.IV.07** Organigramme des étapes de mesure avec le cadre d'Epstein.

### Résultats de mesure :

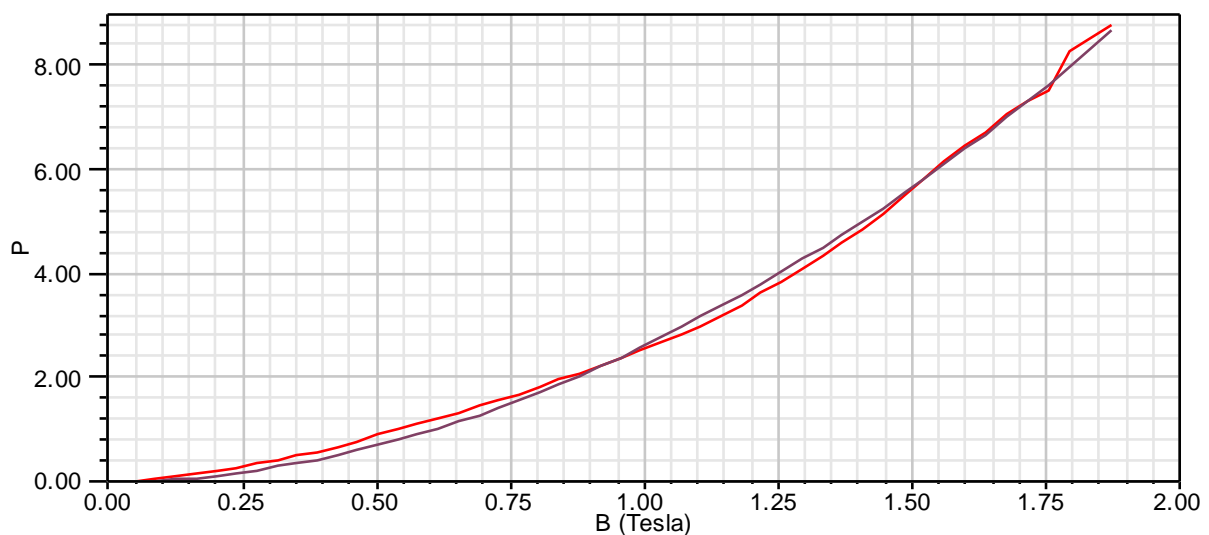
Les résultats obtenus sont assez précis grâce aux appareils d'analyse et de mesure de classe **0.5%**. Ils sont donnés sous forme d'un tableau sur lequel on peut lire les valeurs de l'induction magnétique, la perméabilité relative et les valeurs du champ d'excitation qui leurs correspondent. On a pu, par la suite, insérer ces paramètres dans la bibliothèque des matériaux RMxprt.

Pour notre tôle **M800-50A** l'induction maximale obtenue est de **1.872 T** sous un champ de **12780 A/m**. On peut également lire les valeurs des pertes spécifiques qui sont proportionnelles au champ d'excitation.

La courbe de première aimantation ainsi que celle des pertes spécifiques sont obtenues après la saisie des valeurs acquises de l'expérimentation.



**Fig.IV.08** Courbe B-H de la tôle M800-50A.



**Fig.IV.09** Courbe des pertes spécifiques de la tôle M800-50A.

### Interprétation :

D'après la courbe de première aimantation, on constate que l'application d'un champ magnétique régulièrement croissant provoque l'apparition d'une induction magnétique  $B(H)$  jusqu'à une valeur maximale qui correspond à l'état de saturation.

Pour ce qui est de la courbe des pertes spécifiques, la variation de ces dernières est en fonction de l'induction, elle suit une loi parabolique stipulant que les pertes spécifiques à une fréquence fixe, sont proportionnelles au carré de l'induction magnétique.

### IV.6. Configuration du bobinage

Le module RMxprt permet de définir automatiquement la distribution des bobines en ayant les informations nécessaires sur ces dernières, ceci par des configurations prédéfinies et souvent employées dans la construction des machines électriques.

Le bobinage utilisé pour notre modèle n'est pas prédéfini par le logiciel, donc nous avons intégré la configuration employée par le constructeur manuellement.

#### IV.6.1. Calculs liés au bobinage

**Nombre d'encoches par pôle par phase :**

$$q = \frac{N_{es}}{2p \cdot m} \quad (IV.3)$$

$$q = \frac{36}{2 \times 3} = 6$$

**Le pas polaire  $\tau$  :**

$$\tau = \frac{\pi D_{is}}{2p} \quad (IV.4)$$

$$\tau = \frac{3.14 \times 195}{2} = 306.3 \text{ mm}$$

En pratique le pas polaire est définie par le nombre d'encoche par pôle :

$$\tau_1 = \frac{N_{es}}{2p} \quad (IV.5)$$

$$\tau_1 = \frac{36}{2} = 18$$

**Facteur de bobinage  $k_{en}$  :**

$$k_{en} = k_d \times k_r \times k_i$$

$k_i$ : Facteur d'inclinaison des encoches statoriques.  $k_i = 1$  Car les encoches ne sont pas inclinées.

$k_d$  : coefficient de distribution de l'enroulement.

$$k_d = \frac{\sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{q \times \sin\left(\frac{\alpha}{2 \times q}\right)} \quad (IV.6)$$

## CHAPITRE IV : Application

$\alpha$  : zone de phase

$$\alpha = q \times \gamma \quad (IV.7)$$

$\gamma$  : angle électrique entre 2 phases

$$\gamma = \frac{p \times 360}{N_{es}} \quad (IV.8)$$

$$\alpha = 6 \times \frac{1 \times 360}{36} = 60^\circ$$

$$k_d = \frac{\sin\left(\frac{60}{2}\right)}{6 \times \sin\left(\frac{60}{2 \times 6}\right)} = 0,956$$

$k_r$  : coefficient de raccourcissement

$$k_r = \sin\left(\frac{\beta \times \pi}{2}\right) \quad (IV.9)$$

Avec :

$\beta$  : rapport de raccourcissement.

$$\beta = \frac{y}{\tau_1} \quad (IV.10)$$

$y$  : pas d'enroulement.

$$y = \frac{N_{es}}{2p} - \varepsilon_1 \quad (IV.11)$$

$\varepsilon_1$  : Raccourcissement.  $\varepsilon_1 = 5$

$$y = \frac{36}{2} - \frac{10}{2} = 13$$

$$\beta = \frac{15}{18} = 0.722$$

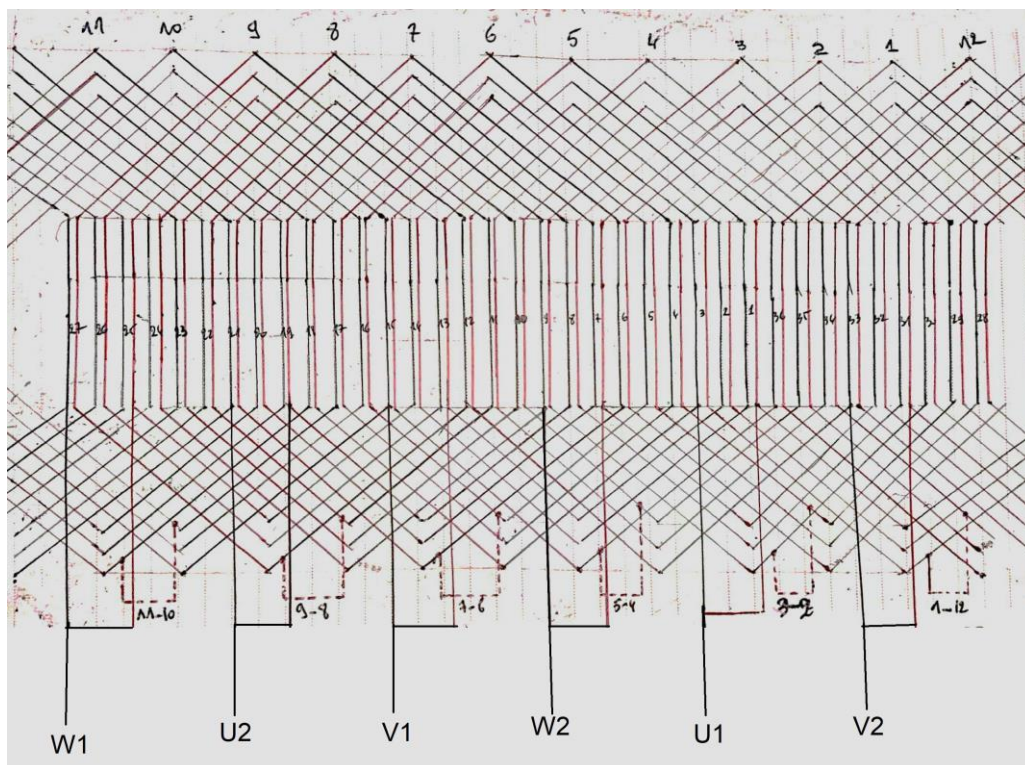
$$k_r = \sin\left(\frac{0.722 \times \pi}{2}\right) = 0.906$$

$$k_{en} = 0,956 \times 0.906 \times 1 = 0.866$$

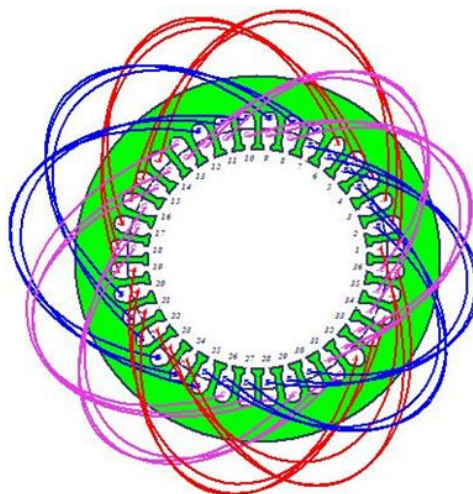
## IV.6.2. Distribution du bobinage

Caractéristique	Valeur	Unité
Nombre de conducteurs par encoche	22	-
Nombre de brins par conducteur	5	-
Diamètre du fil	1.25	mm
Isolation du fil	0.164	mm
Facteur de remplissage de l'encoche	86.7053	-
Facteur d'enroulement	0.86656	-

**Tableau.IV.04** Caractéristiques des bobines du stator.



**Fig.IV.10** Schéma de bobinage.

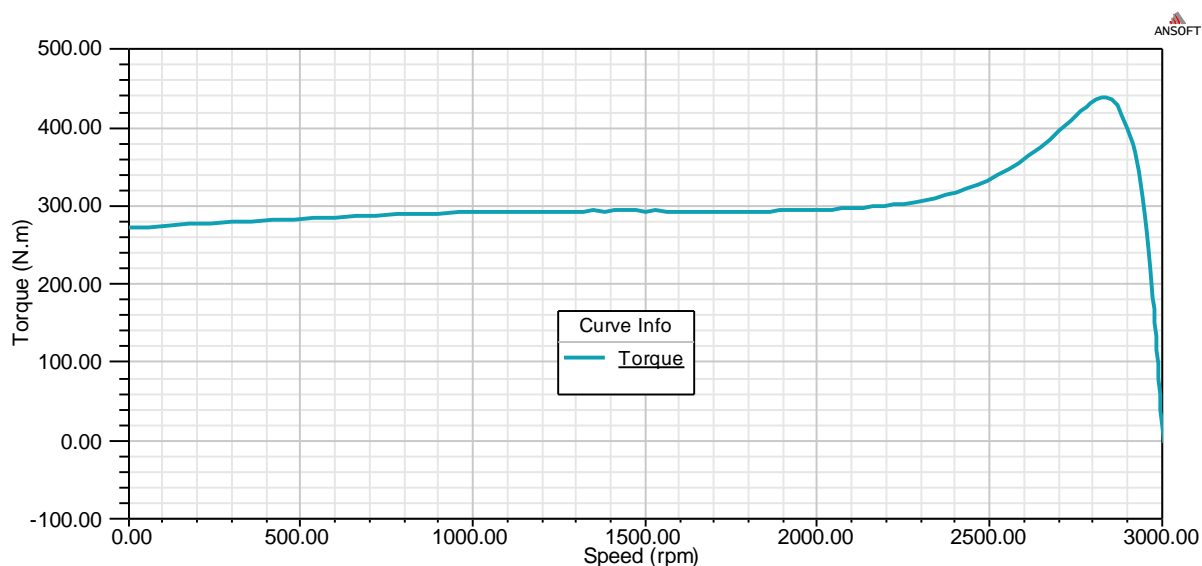


**Fig.IV.11** Distribution du bobinage RMxprt.

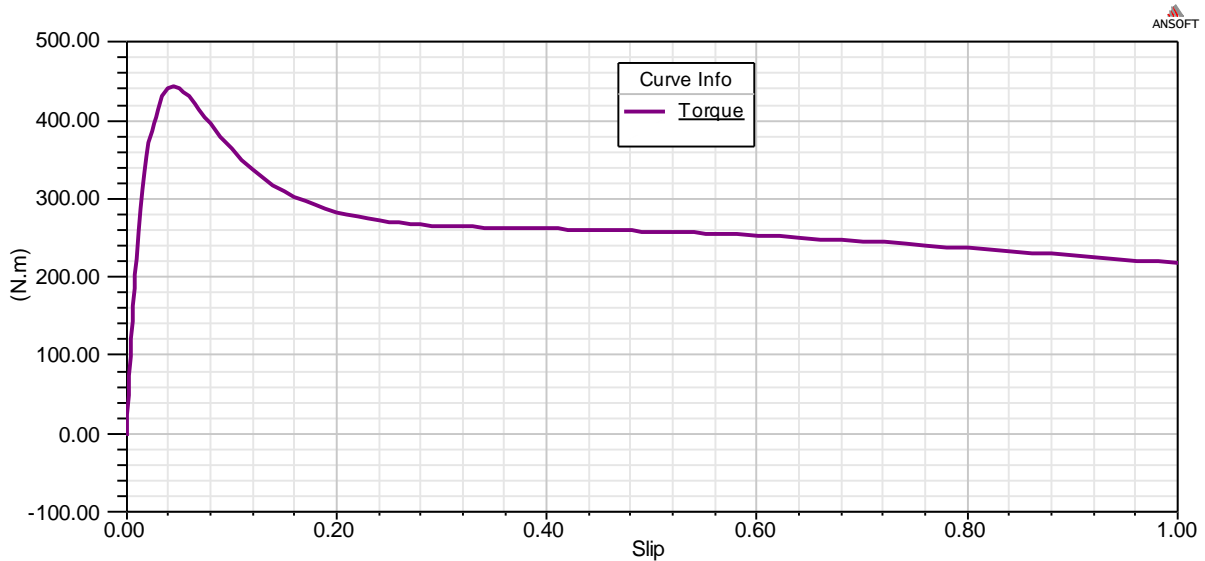
### IV.7. Résultats de simulation RMxprt

Après avoir défini les paramètres de la machine étudiée, le calcul est lancé en terme de puissance constante attendue du moteur. Les courbes suivantes représentent les différentes variations des paramètres cités ci-dessous en fonction de la vitesse de rotation de la machine :

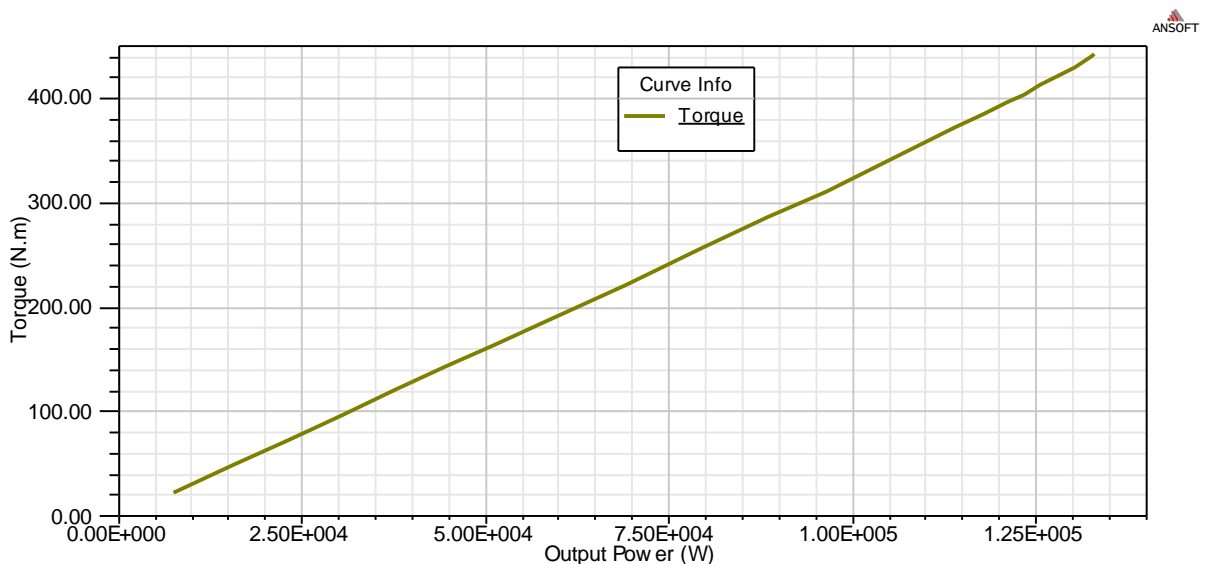
- Le couple moteur  $C$ .
- Le courant absorbé  $I$ .
- Le rendement  $\eta$ .
- La puissance utile  $P$ .
- Le facteur de puissance  $\cos\varphi$ .



**Fig.IV.12** Variation du couple en fonction de la vitesse de rotation.



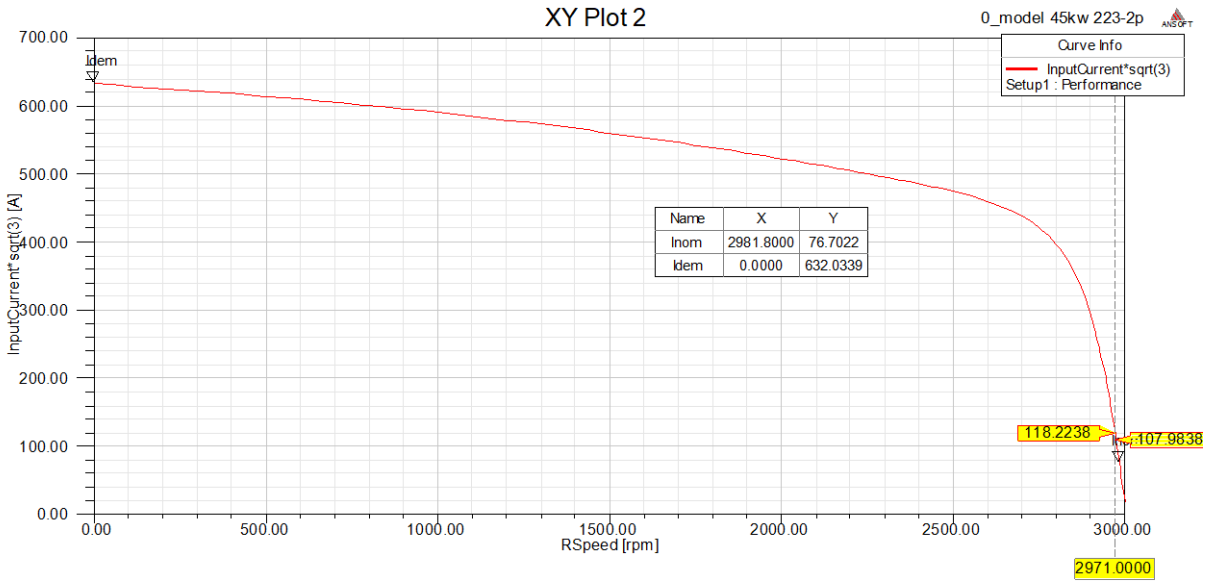
**Fig.IV.13** Variation du couple en fonction du glissement.



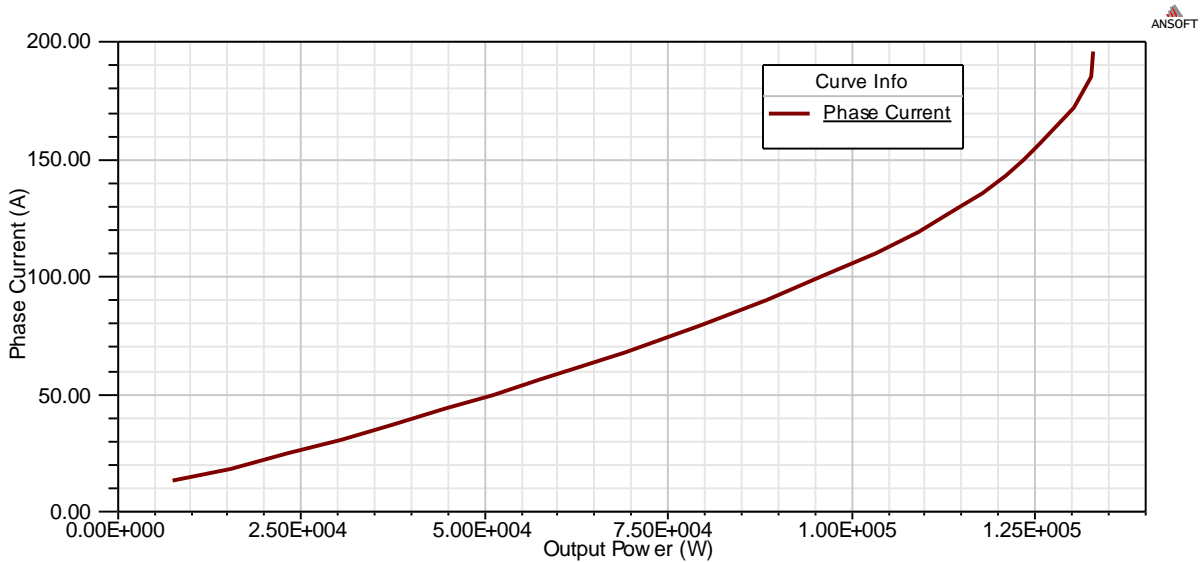
**Fig.IV.14** Variation du couple en fonction de la puissance utile.

La courbe du couple en fonction de la vitesse représente la caractéristique mécanique du moteur. Sur celle-ci on peut obtenir la valeur du couple nominal à la vitesse de référence ainsi que les ratios du couple de démarrage et couple maximal. De là on peut donc savoir les limitations de charges du moteur. Si une charge présente un couple résistif au-delà de la valeur du couple de démarrage, le moteur ne démarrera pas.

Le glissement est inversement proportionnel à la vitesse de rotation, donc la courbe du couple en fonction de la vitesse est symétrique à celle en fonction du glissement selon l'axe de celui-ci.



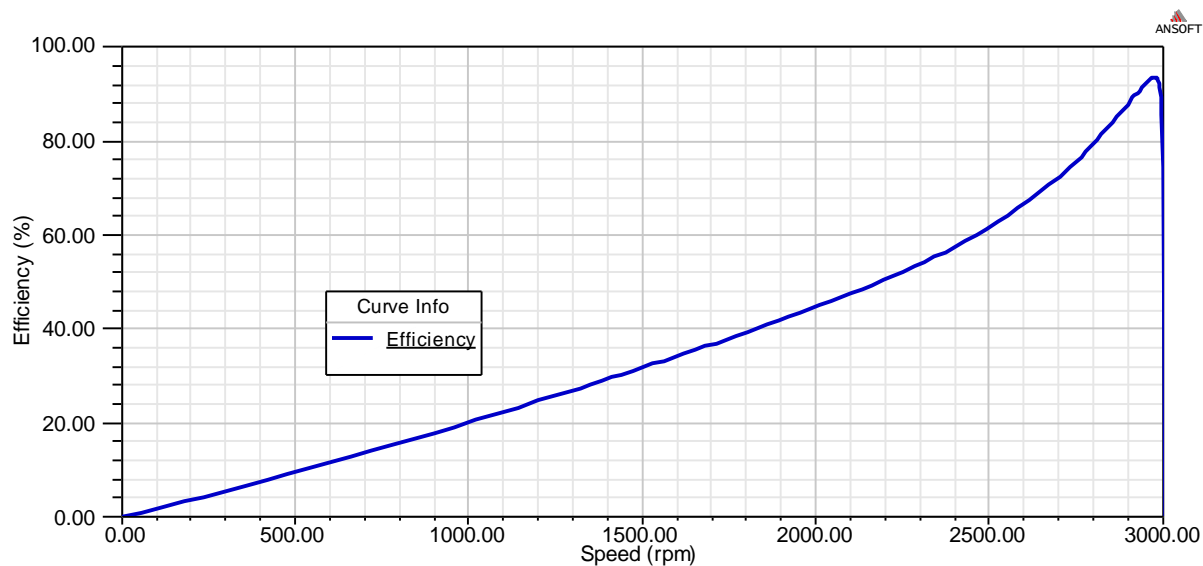
**Fig.IV.15** Variation du courant absorbé en fonction de la vitesse de rotation.



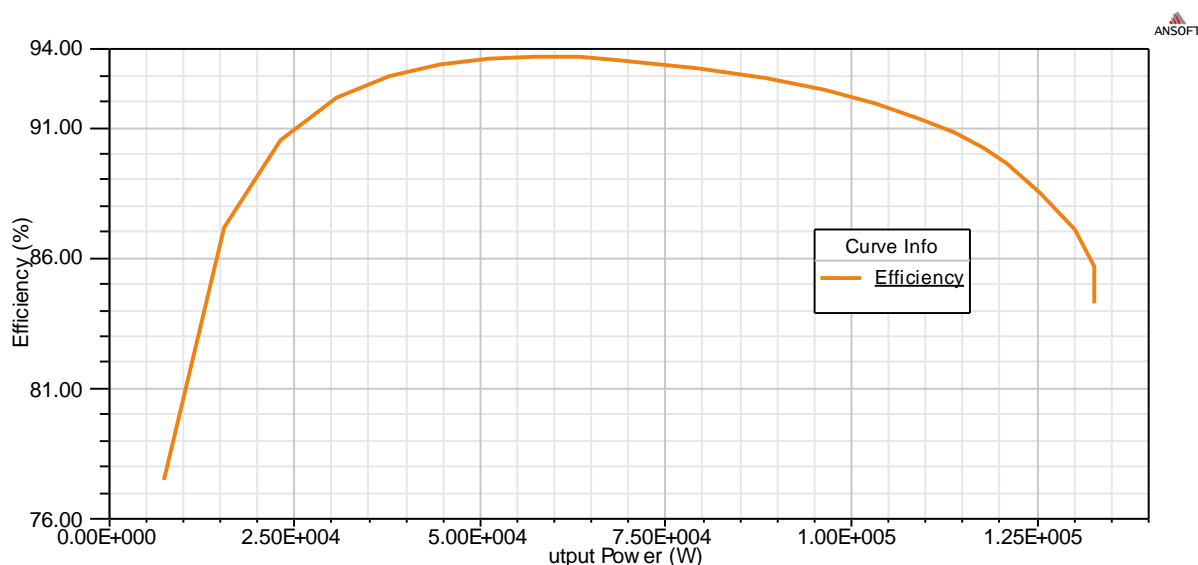
**Fig.IV.16** Variation du courant absorbé en fonction de la puissance utile.

On obtient donc la caractéristique électrique sur la courbe **Fig.IV.11** celle-ci révèle le courant de démarrage. La valeur de ce dernier est **8.2** fois plus élevée que celle du courant nominal.

L'appel du courant sert à produire la puissance utile nécessaire à la rotation au démarrage.

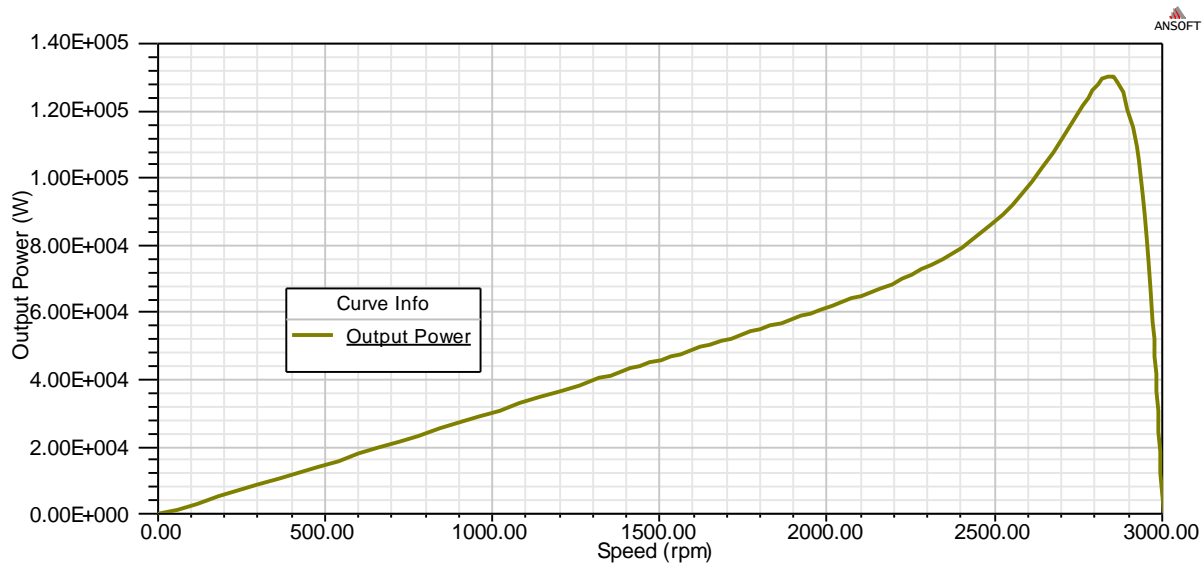


**Fig.IV.17** Variation du rendement en fonction de la vitesse de rotation.



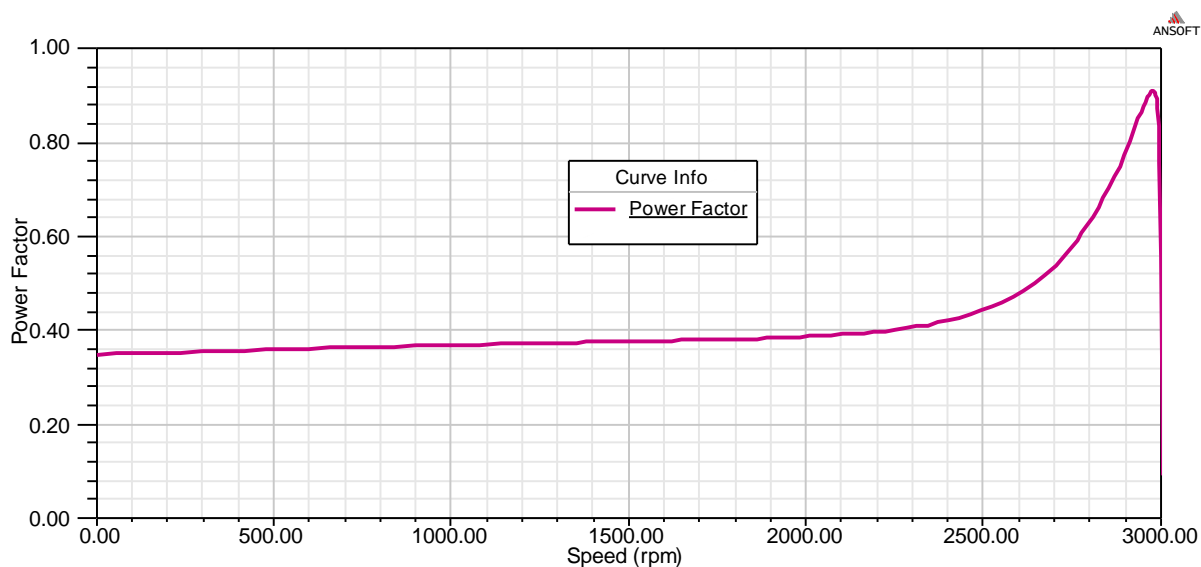
**Fig.IV.18** Variation du rendement en fonction de la puissance utile.

La variation du rendement de la machine représentée par les courbes ci-dessus. Celui-ci est nul en fonctionnement à vide : aucune puissance n'est fournie. La valeur de ce dernier augmente avec la vitesse jusqu'au point nominal, au-delà de la vitesse de référence le rendement décroît, ceci est dû aux pertes Joule.

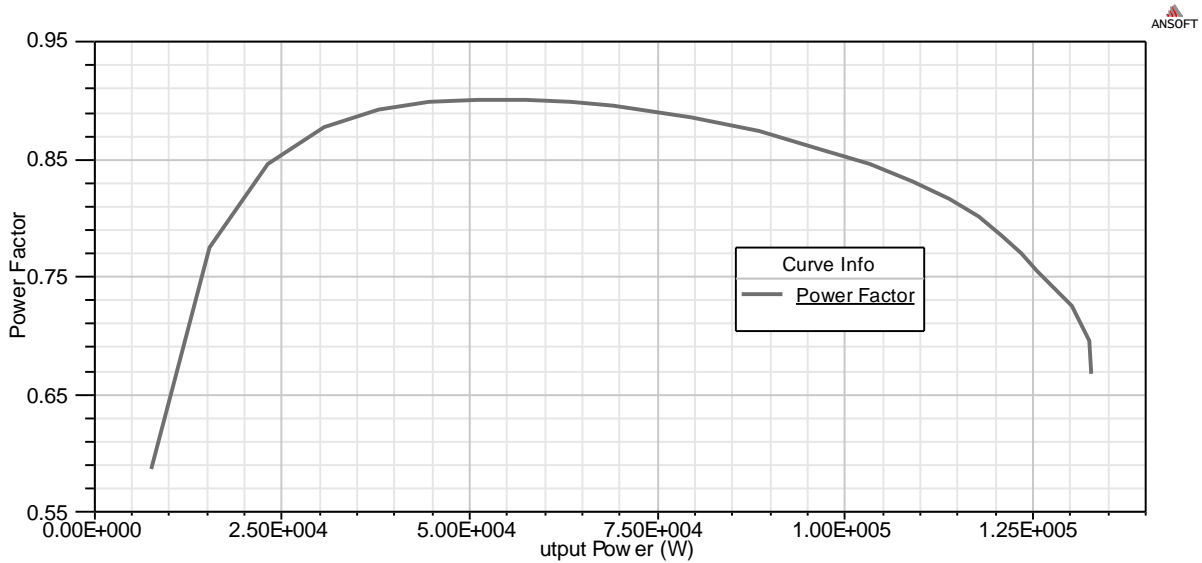


**Fig.IV.19** Variation de la puissance utile en fonction de la vitesse de rotation.

La courbe de puissance **Fig.IV.19** prend la forme parabolique ou elle augmente jusqu'à sa valeur maximale dû à l'appel de courant, puis elle diminue en passant par le point qui représente la puissance utile 45 KW.

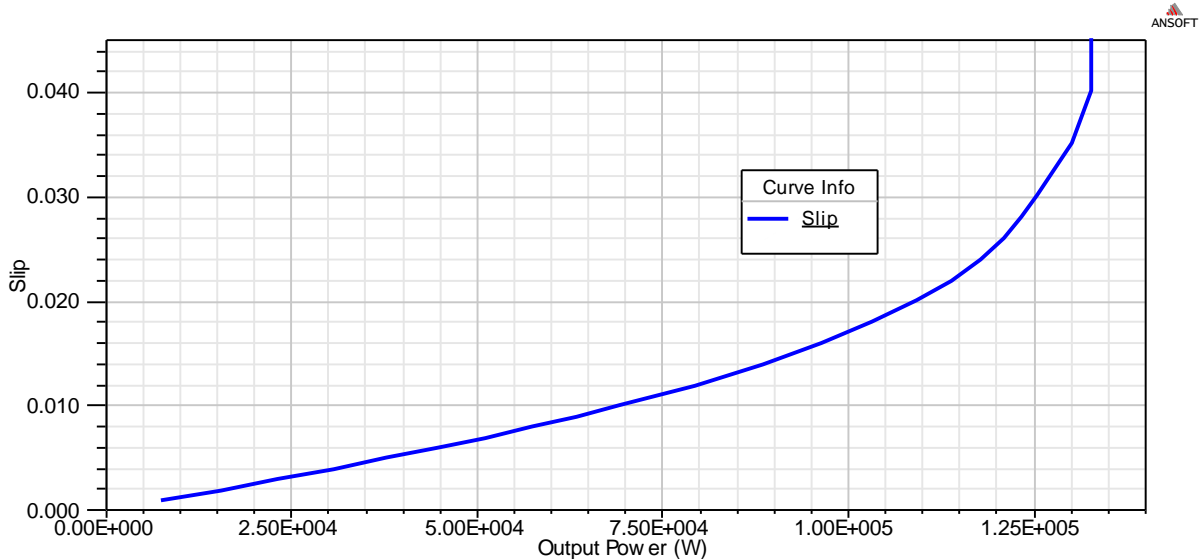


**Fig.IV.20** Variation du facteur de puissance en fonction de la vitesse de rotation.



**Fig.IV.21** Variation du facteur de puissance en fonction de la puissance utile.

Les courbes de cosinus  $\phi$  sont proches de celles du rendement  $\eta$ . Le  $\text{Cos } \phi$  est un important constituant du rendement électrique d'un moteur. Celui-ci prend départ d'une valeur minimale non nulle laissant place à la puissance réactive du stator jusqu'à la vitesse nominale où la valeur du facteur de puissance est à son pic.



**Fig.IV.22** Variation du glissement en fonction de la puissance utile.

Les courbes présentées donnent une vue précise sur la variation des caractéristiques de fonctionnement de la machine.

Les caractéristiques nominales calculé par RMxpert sont présentées dans les tableaux suivants :

## CHAPITRE IV : Application

Caractéristique	Valeur	Unité
Puissance utile	45023.1	W
Puissance active	48217.7	W
Pertes joule au stator	864.265	W
Pertes joules au rotor	278.535	W
Pertes fer	995.902	W
Pertes par frictions et ventilation	605.908	W
Pertes supplémentaires	450	W
Pertes totales	3194.61	W
Facteur de puissance	0.899	-
Rendement	93.374	%
Couple nominal	144.188	N.m
Vitesse nominal	2981.8	Tr/min
Glissement nominal	0.006	-

**Tableau.IV.05** Performances nominales.

Caractéristique	Valeur	Unité
Courant de phase statorique	44.291	A
Courant de magnétisation	9.823	A
Courant des pertes fer	0.869	A
Courant de phase rotorique	40.687	A
Densité de courant de bar rotorique	4.098	A/mm <sup>2</sup>
Densité de courant dans l'anneau	2.23	A/mm <sup>2</sup>

**Tableau.IV.06** Caractéristiques électriques.

Caractéristique	Valeur	Unité
Résistance statorique	0.147	Ohm
Réactance de fuite statorique	0.666	Ohm
Résistance rotorique	0.056	Ohm
Réactance de fuite rotorique	1.637	Ohm
Résistance des pertes fer	439.459	Ohm
Réactance de magnétisation	38.884	Ohm
Réactance de fuite dans l'encoche statorique	0.153	Ohm
Réactance de fuite dans la tête de bobine	0.431	Ohm
Réactance de fuite différentielle dans le stator	0.082	Ohm
Réactance de fuite dans l'encoche rotorique	1.241	Ohm
Réactance de fuite dans l'anneau rotorique	0.029	Ohm
Réactance de fuite différentielle dans le rotor	0.351	Ohm

**Tableau.IV.07** Caractéristiques résistives.

Caractéristique	Valeur	Unité
Le glissement au point de décrochage	0.045	-
Le couple au point de décrochage	442.193	N.m
Ratio de couple au point de décrochage	3.067	-
Le courant de phase au point de décrochage	195.819	A

**Tableau.IV.08** Caractéristiques au point de décrochage.

Caractéristique	Valeur	Unité
Densité de flux dans la dent statorique	1.425	Tesla

## CHAPITRE IV : Application

Densité de flux dans la dent rotorique	1.119	Tesla
Densité de flux dans la culasse statorique	1.422	Tesla
Densité de flux dans la culasse rotorique	1.154	Tesla
Densité de flux dans l'entrefer	0.667	Tesla
La force magnétomotrice dans la dent statorique	11.416	A.tr
La force magnétomotrice dans la dent rotorique	5.639	A.tr
La force magnétomotrice dans la culasse statorique	47.807	A.tr
La force magnétomotrice dans la culasse rotorique	2.758	A.tr
La force magnétomotrice dans l'entrefer	699.769	A.tr
Facteur de correction dans la culasse statorique	0.527	-
Facteur de correction dans la culasse rotorique	0.385	-
Facteur de saturation dans la dent	1.024	-
Facteur de saturation total	1.097	-
Facteur de la force contre électromotrice	0.955	-

**Tableau.IV.09** Caractéristiques électromagnétiques.

Les caractéristiques lors des essais à vide et à rotor bloqué sont aussi calculées par le module et présentées dans les tableaux suivants :

Caractéristique	Valeur	unité
Couple à rotor bloqué	216.838	N.m
Courant de phase à rotor bloqué	364.918	A
Ratio de couple à rotor bloqué	1.504	-
Ratio de courant à rotor bloqué	8.239	-
Résistance statorique	0.147	Ohm
Réactance de fuite au stator	0.601	Ohm
Résistance rotorique	0.176	Ohm
Réactance de fuite au rotor	0.453	Ohm

**Tableau.IV.10** Essai en court-circuit.

Caractéristique	Valeur	Unité
Le Courant de phase statorique à vide	10.218	A
Les Pertes fer à vide	1054.58	W
La puissance absorbée à vide	2187.21	W
Le facteur de puissance à vide	0.142	-
Le glissement à vide	$7.703 \times 10^{-5}$	-
La Vitesse de rotation de l'arbre à vide	2999.77	Tr/min
La résistance statorique	0.147	Ohm
La réactance de fuite dans le stator	0.667	Ohm
La résistance rotorique	0.056	Ohm
La réactance de fuite dans le rotor	11.25	Ohm

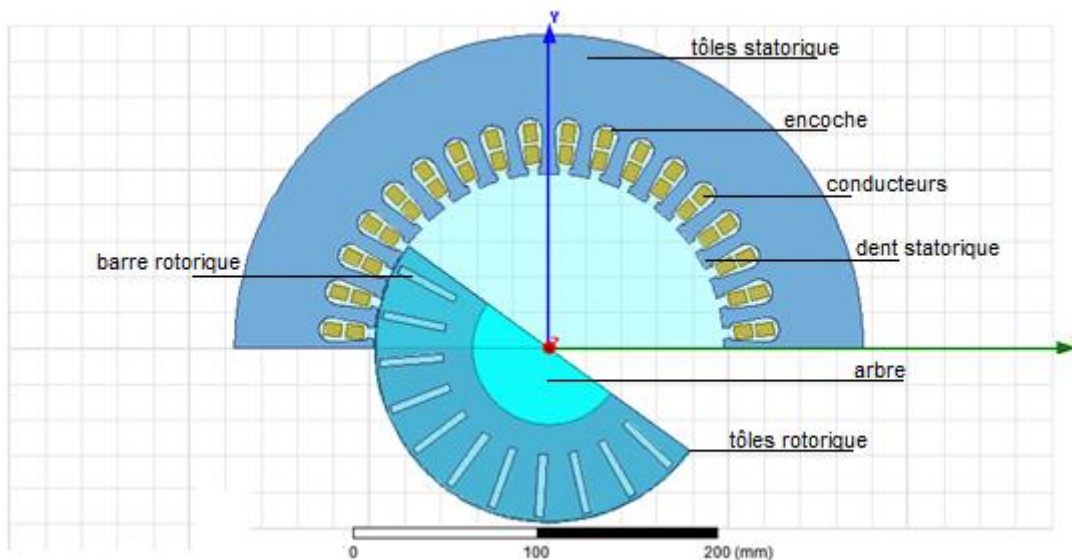
**Tableau.IV.11** Essai à vide.

paramètre	Modèle ELECTRO- INDUSTRIE	Modèle RMxprt	Unité
Vitesse nominale	2960	2981.8	Tr/min
Couple nominal	147	144.188	N.m
Courant absorbé	83	76,714	A
Rendement	92.5	93.375	%
Facteur de puissance	0.89	0.899	-
Ratio du courant de démarrage	6.3	8.24	-
Ratio du couple de démarrage	1.7	1.5	-
Ratio du couple maximal	2.5	3.06	-

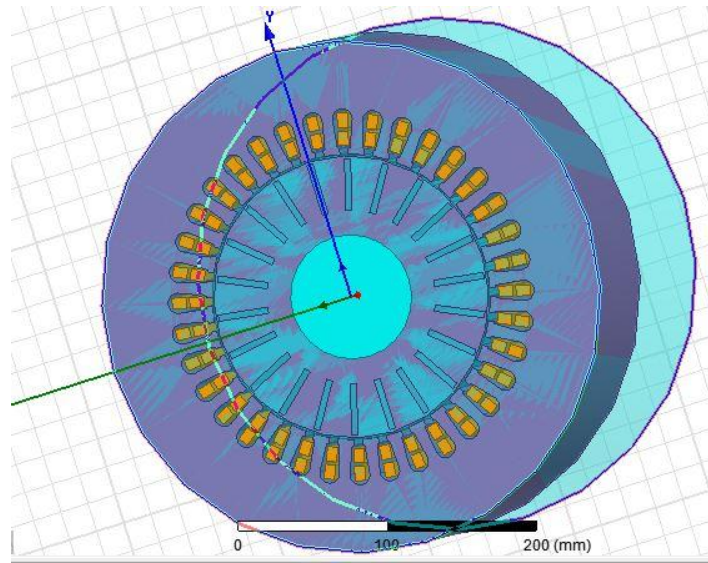
**Tableau.IV.12** Tableau comparatif des résultats.

### IV.8. Présentation du Modèle par éléments finis

Après la réalisation du modèle sur RMxprt, celui-ci nous permet de concevoir directement la simulation en 2D ou 3D afin d'étudier les caractéristiques dynamiques de la machine. La géométrie est réduite à  $\frac{1}{2}$  du moteur afin d'optimiser le temps de calcul.



**Fig.IV.23** Géométrie réduite de la machine en 2D.



**Fig.IV.24** Géométrie de la machine en 3D.

### IV.8.1. Excitations :

Les enroulements triphasés sont excités avec des tensions déphasés de  $120^\circ$  électriques, tel que :

**Phase A :**

$$U_A = 400 \times \sqrt{2} \times \sin(2\pi \times 50 \times t) \quad (IV.12)$$

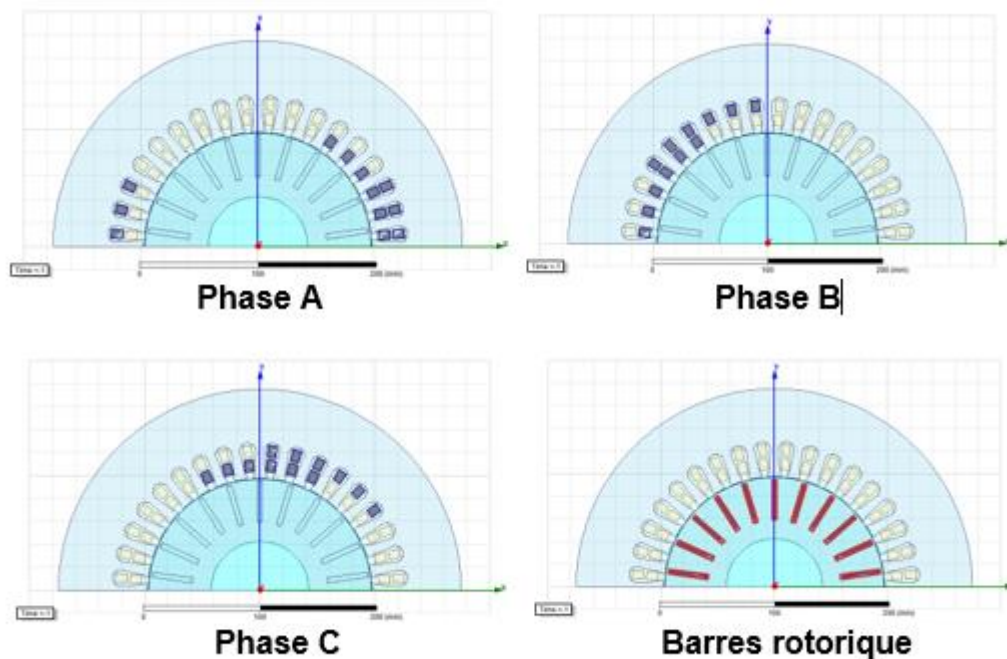
**Phase B :**

$$U_B = 400 \times \sqrt{2} \times \sin\left(2\pi \times 50 \times t - 2\frac{\pi}{3}\right) \quad (IV.13)$$

**Phase C :**

$$U_C = 400 \times \sqrt{2} \times \sin\left(2\pi \times 50 \times t - 4\frac{\pi}{3}\right) \quad (IV.14)$$

Dans les paramètres excitations, on mentionne l'implication des courants de Foucault induits dans les barres rotoriques. Ainsi que les pertes fers engendrées dans le stator et le rotor, celles-ci seront calculées par le logiciel à partir de la courbe des pertes spécifiques propre à la tôle.



**Fig.IV.25** Distributions des enroulements au stator et rotor.

### IV.8.2 Le maillage

La figure ci-dessous illustre le maillage élément finis de notre dispositif, qui est en éléments triangulaires :

On a procédé à un raffinement du maillage afin d'avoir une concentration plus forte au niveau de l'entrefer, des barres rotorique et des dents statorique.

Le nombre total d'éléments est de 44079 éléments repartis sur les différents composants de la géométrie comme indiqué sur le tableau suivant.

Composants	Nombre d'éléments
Stator	12442
Rotor	8236
Bobines	1311
Bars rotorique	5170
Entrefer	4591
Région externe	11597
Arbre	732
<b>TOTAL</b>	<b>44079</b>

**Tableau.IV.13** Distribution du maillage élément finis.

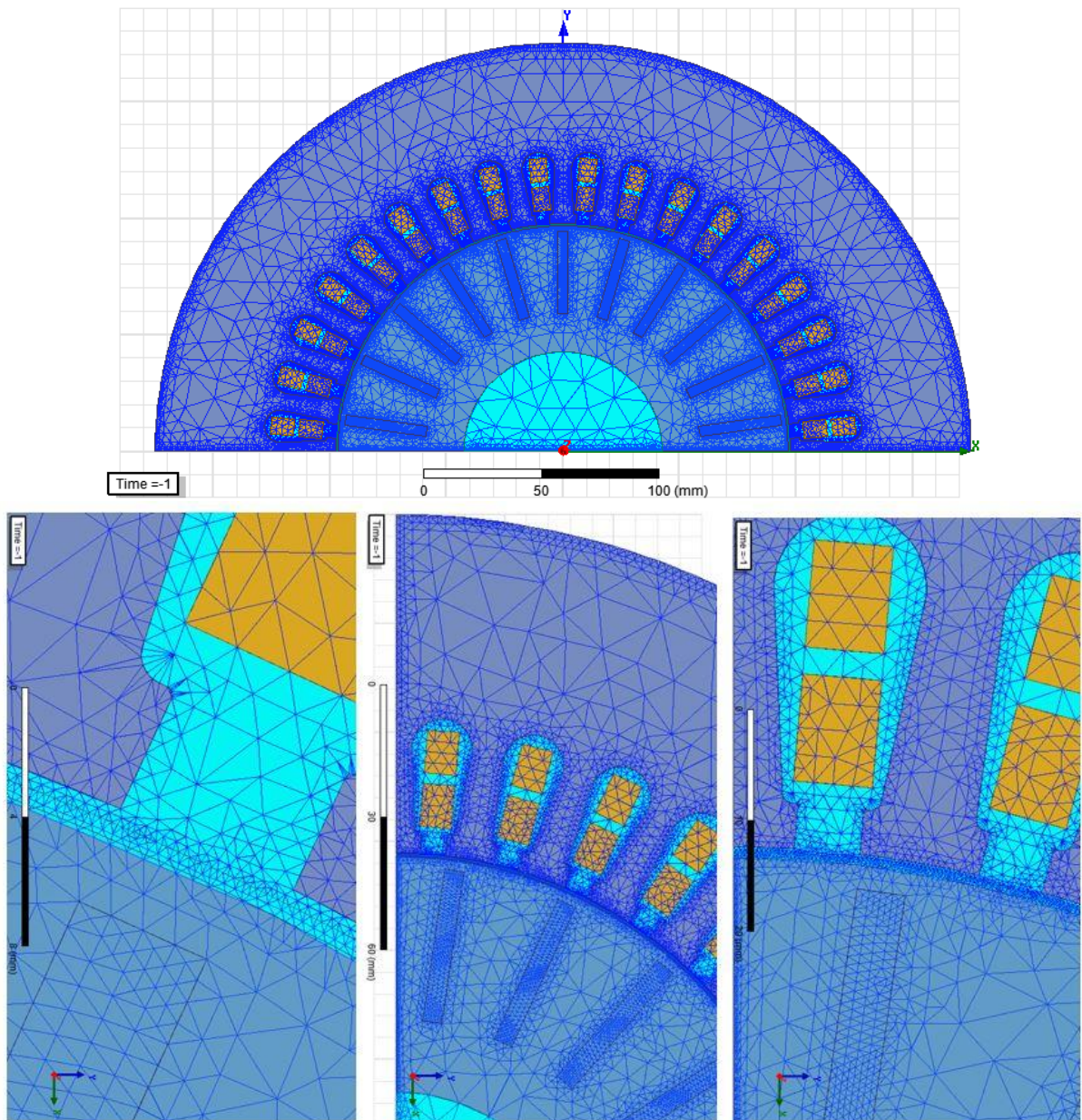
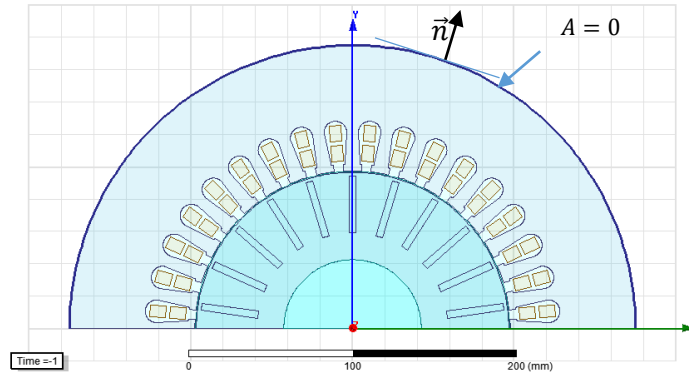


Fig.IV.26 Maillage par éléments finis (zoom).

### IV.8.3. Conditions aux limites

Les conditions aux limites attribuées à la géométrie sont de type Dirichlet. Elles sont affectées au bord de la géométrie telle que le potentiel vecteur magnétique est nul sur la frontière.



**Fig.IV.27** Conditions aux limites appliqués à la géométrie.

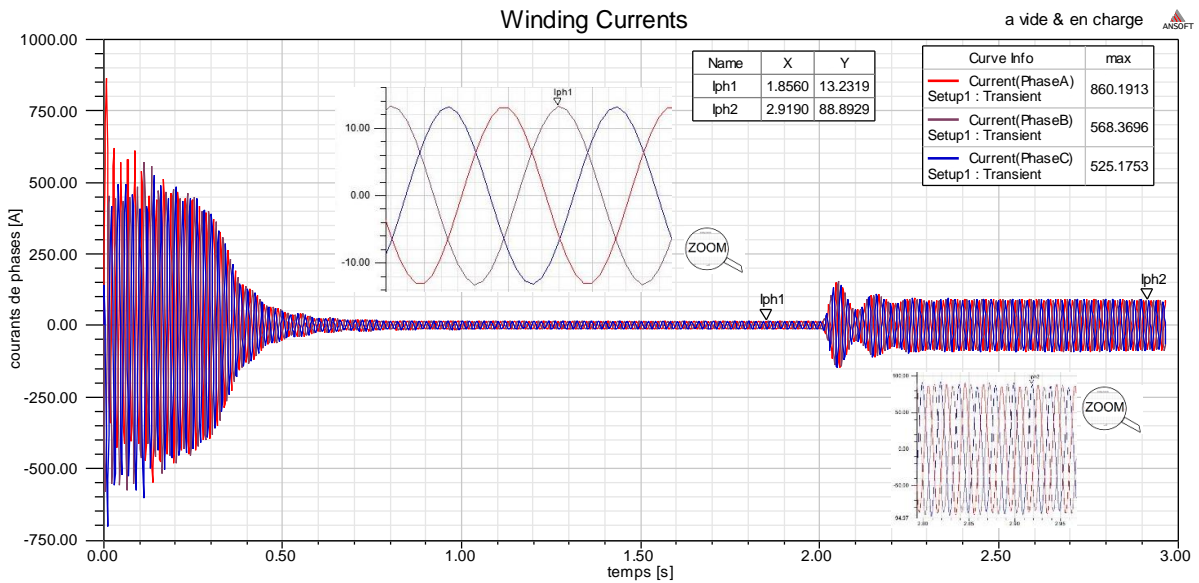
### IV.8.4. Résultats issus des essais à vide et en charge

Les courbes qui vont suivre montrent l'évolution des paramètres principaux en fonction du temps. La solution est calculée durant un temps de fonctionnement étalé sur 3 secondes avec un pas de calcul de 0.001s.

Durant la période allant de 0s à 2s la machine n'entraîne aucune charge résistive en dehors de ces propres composants rotatifs (fonctionnement à vide).

À partir de 2s on applique une charge résistive équivalente à 200 N.m (fonctionnement en charge).

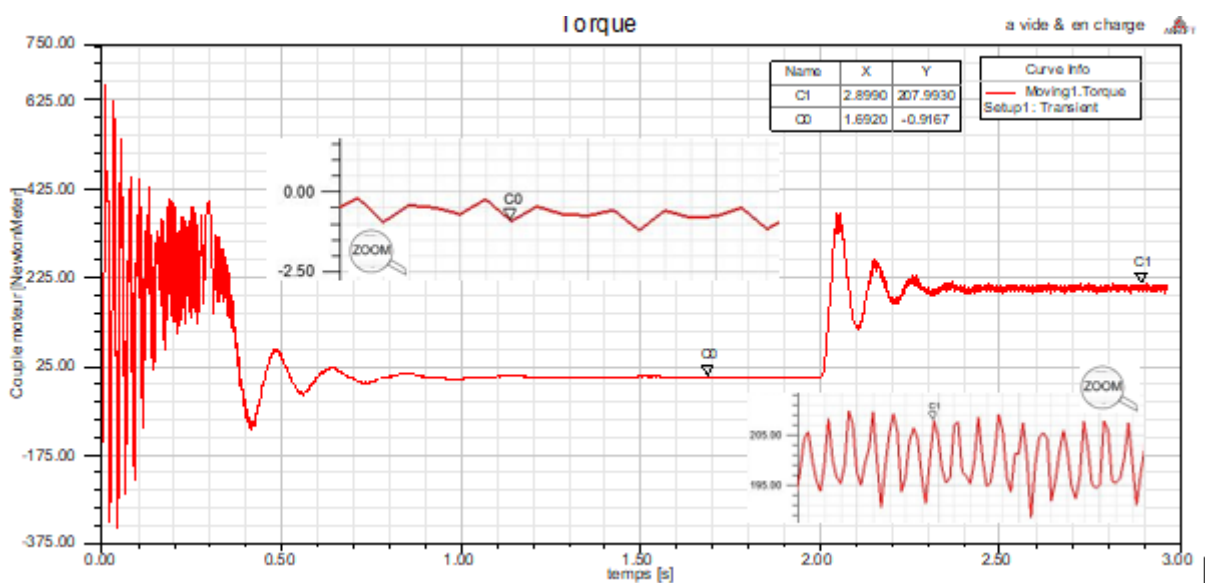
Les courbes suivantes représentent ces deux états de fonctionnement du moteur à vide et en charge.



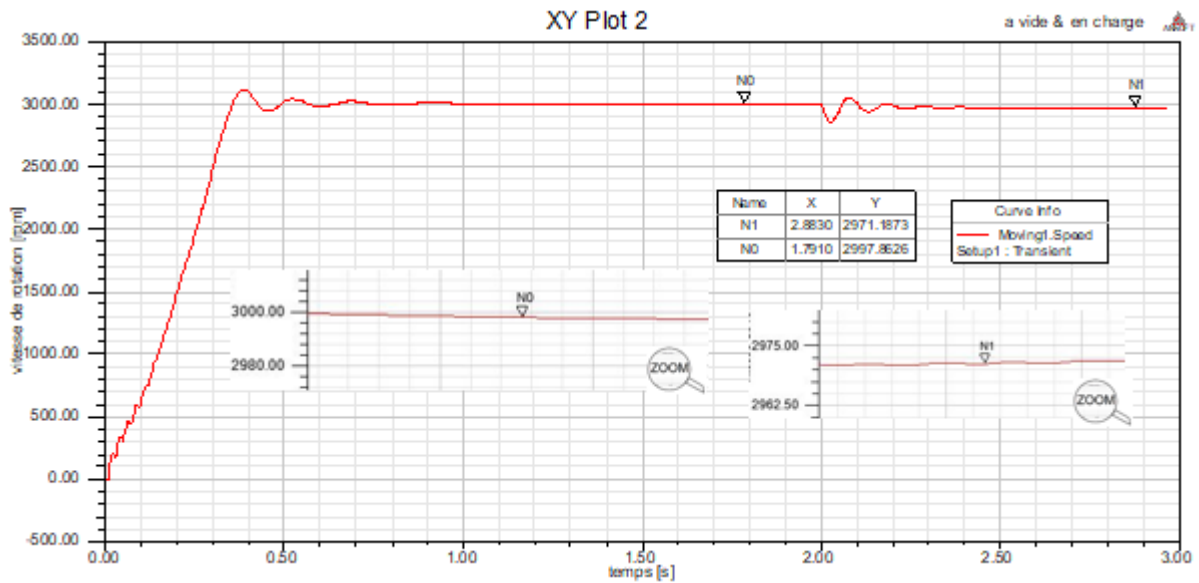
**Fig.IV.30** Courbes des courants de phases à vide et en charge.

On remarque une augmentation du courant au début du démarrage de la machine c'est-à-dire durant son fonctionnement en régime transitoire. Cette apport de courant est nécessaire à la machine afin de développer un couple suffisamment élevé pour surmonter l'inertie du rotor. En régime établie du fonctionnement à vide l'apport en courant est d'une valeur minimal équivalente à celui calculé par RMxprt.

En appliquant une charge au moteur on aperçoit une valeur plus importante du courant absorbé ceci afin de générer le couple suffisant à l'entraînement de cette charge.



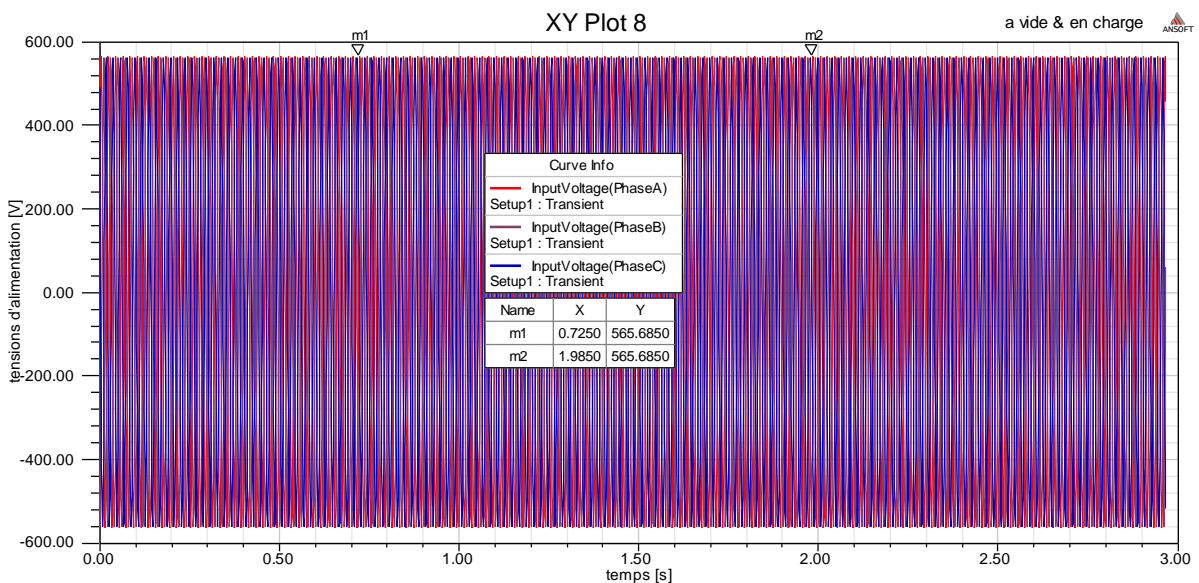
**Fig.IV.31** Courbe du couple en fonction du temps à vide et en charge.



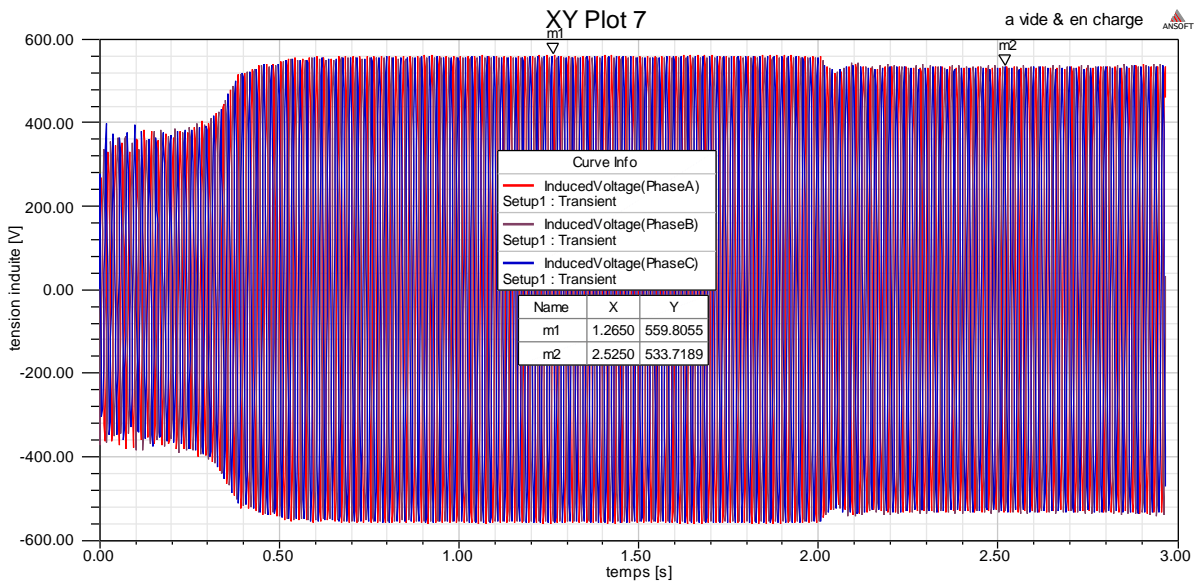
**Fig.IV.32** Courbe de la vitesse en fonction du temps à vide et en charge.

Au démarrage (fonctionnement à vide), on remarque un couple considérable utile à entrainer les composants rotatifs du rotor. Au fur et à mesure que la vitesse de rotation augmente jusqu'au voisinage de la vitesse de synchronisme le couple s'établit autour d'une valeur nulle.

En appliquant une charge au moteur la vitesse de rotation diminue à sa valeur nominale et le couple fourni est équivalent à la valeur de la charge résistive appliqué.

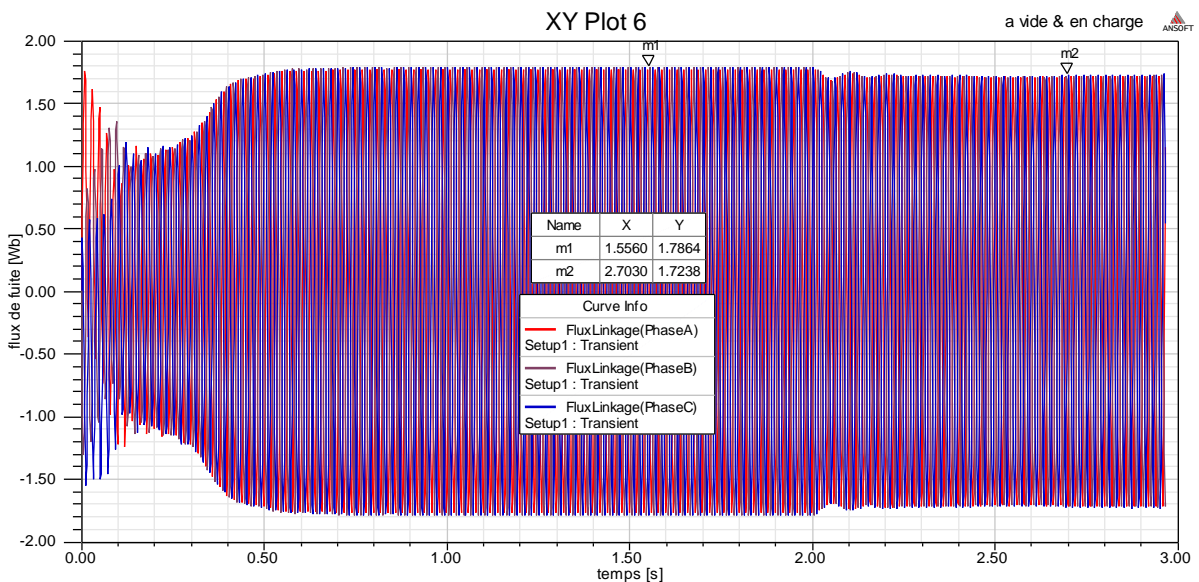


**Fig.IV.33** Courbes des tensions de phases à vide et en charge.



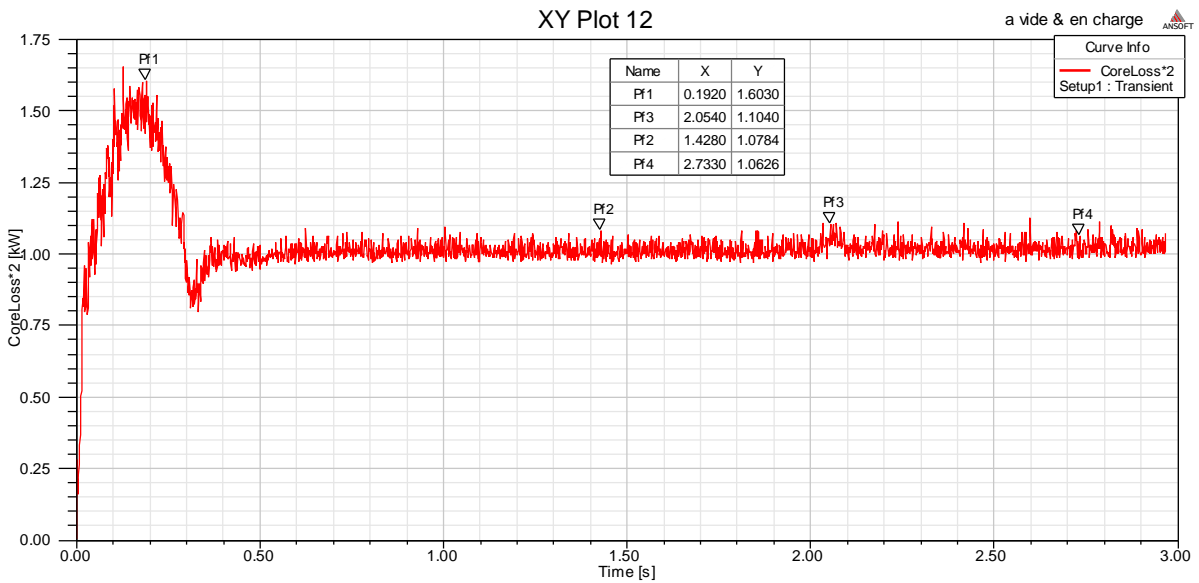
**Fig.IV.34** Courbes des tensions de phases induites dans le rotor à vide et en charge.

La valeur maximale de la tension d'alimentation des phases est stable durant tout le processus, contrairement à la tension induite au rotor. Celle-ci diminue durant l'appel de courant.



**Fig.IV.35** Courbe des flux de fuite à vide et en charge.

Au régime transitoire on constate une baisse de la quantité des flux de fuite. Ceci révèle que plus la charge est importante plus les lignes du champ magnétique sont concentrées dans les tôles afin de générer une force magnétomotrice suffisante à l'entraînement.



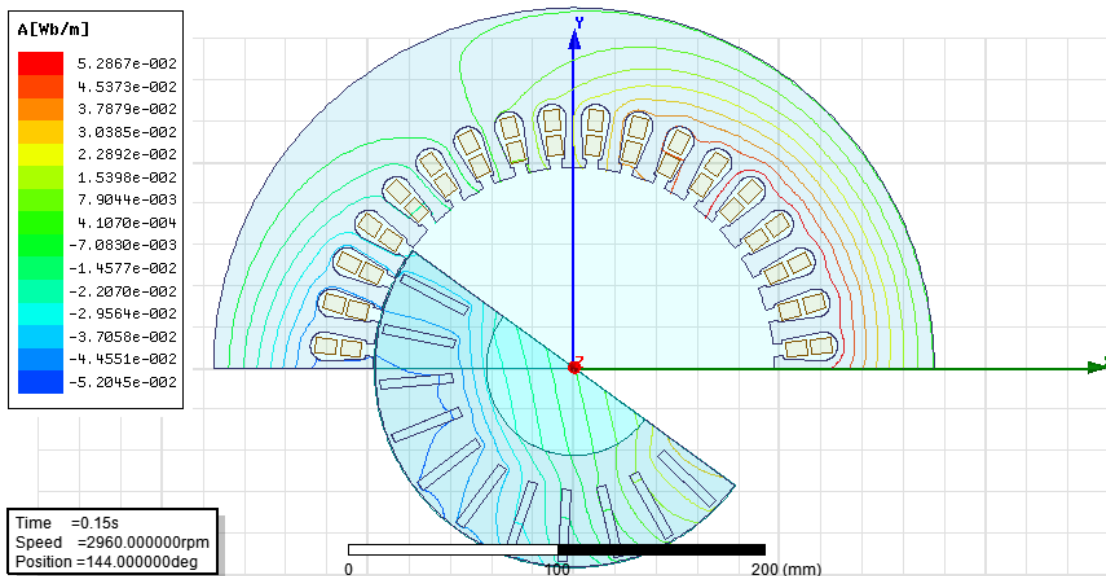
**Fig.IV.36** Courbe des pertes fer à vide et en charge.

La courbe ci-dessus représente l'allure de la variation des pertes fer dans la totalité du moteur durant le processus. Ces dernières oscillent autour d'une valeur de 1000 W durant les régimes permanents mais elles s'éloignent de cette valeur en régimes transitoires.

### IV.8.4.1 Distributions de $\vec{B}$ et $\vec{A}$

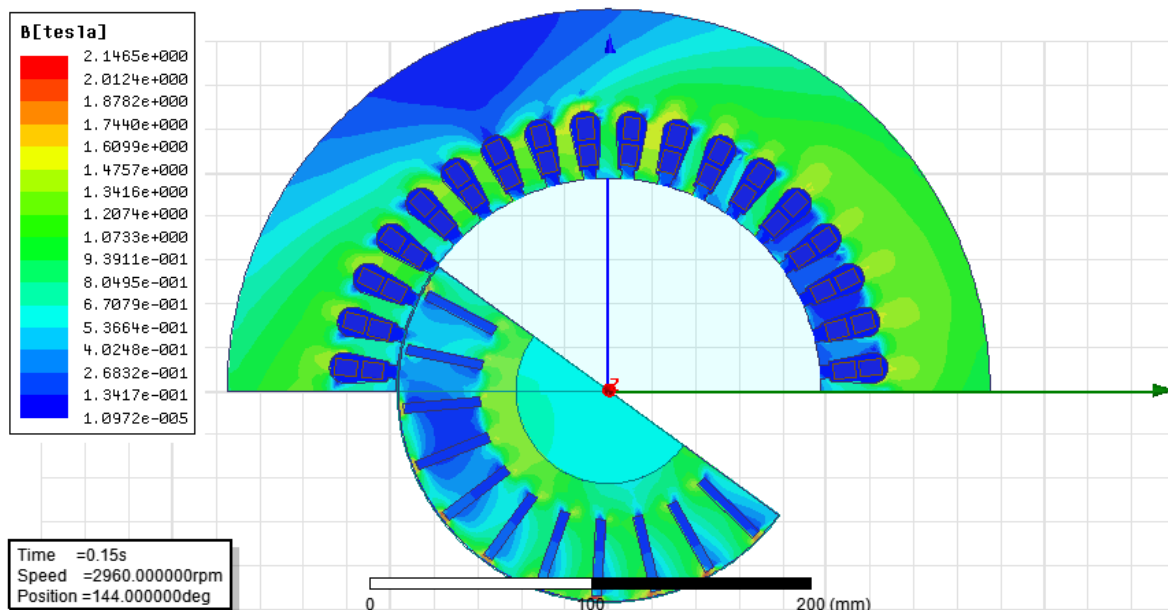
Les figures suivantes représentent la distribution des lignes du potentiel vecteur magnétique A, ainsi que la densité de l'induction magnétique B.

La représentation des 2 pôles de notre machine sur lesquels se referment les lignes du potentiel vecteur A est donnée par la figure suivante :



**Fig.IV.28** Distribution des lignes du potentiel vecteur A à 0.15s.

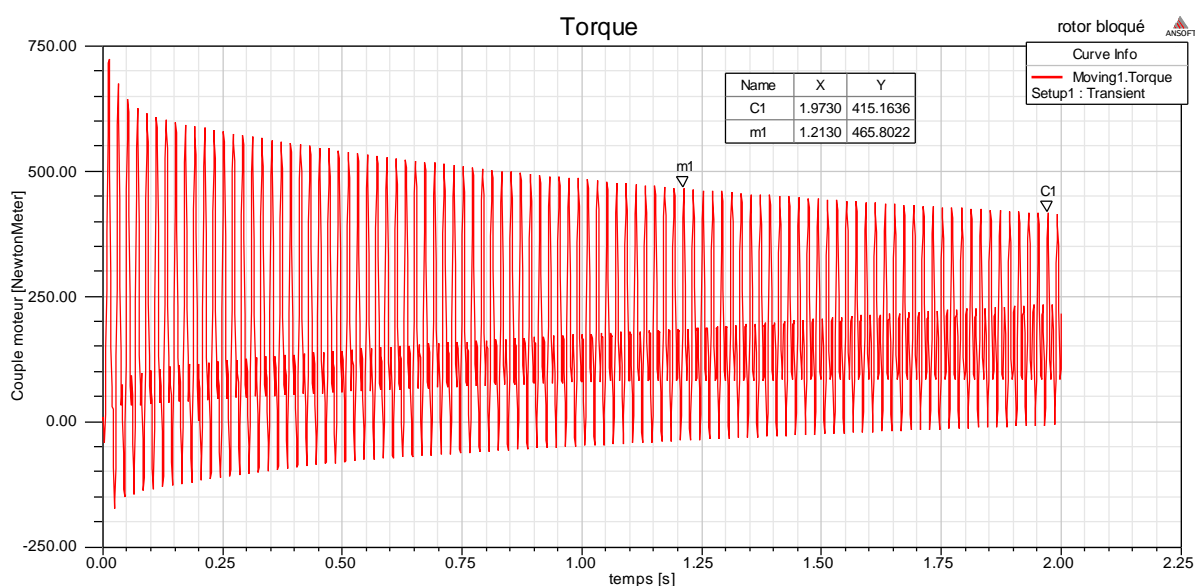
On remarque que la distribution de l'induction magnétique  $B$  est d'autant plus concentré au niveau des dents statorique.



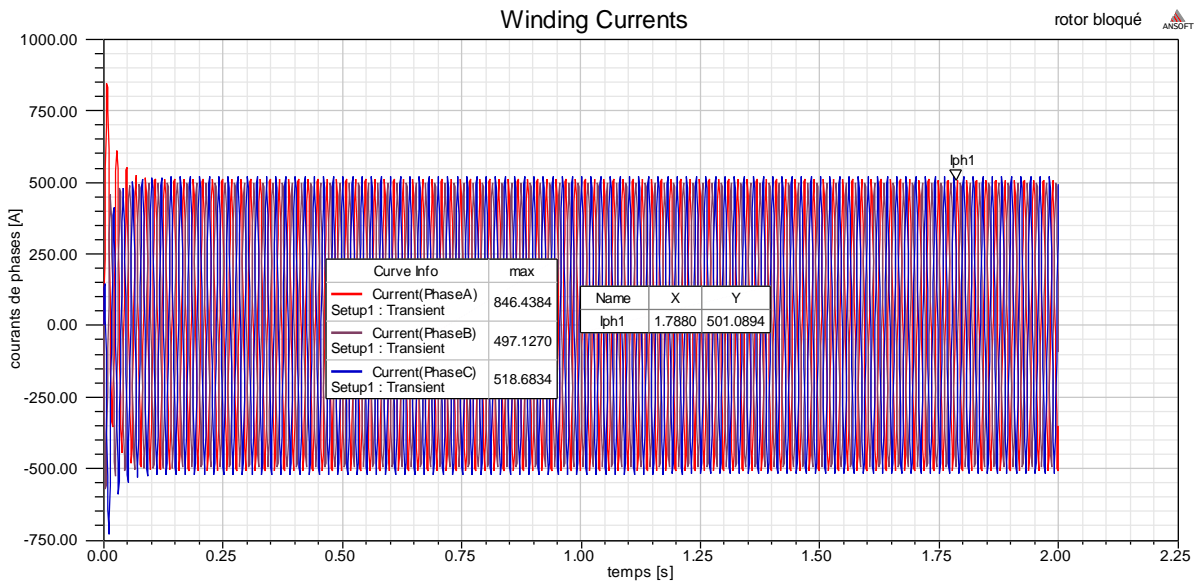
**Fig.IV.29** Distribution de l'induction magnétique  $B$  à 0.15s.

## IV.8.5. Essai à rotor bloqué

Dans cet essai, nous avons limité la rotation de l'arbre à un angle nul, ce qui engendrera un couple et un appel de courant assez élevé durant l'opération.



**Fig.IV.37** Courbe du couple en fonction du temps à rotor bloqué.



**Fig.IV.38** Courbes des courants de phases en fonction du temps à rotor bloqué.

L'appel de courant reste assez important durant l'opération. De même pour le couple utile.

### IV.8.6. Essais avec défauts

Dans cette partie de notre application, nous avons procédé à l'introduction de quelques défauts de structure dans la machine simulée. Puis nous avons présenté le comportement des caractéristiques principales telles que la vitesse, le couple, et les courants des phases.

Les résultats suivants sont propres au fonctionnement à vide sur un intervalle de temps allant jusqu'à 1.5s. Les défauts introduits sont : la cassure d'une ou plusieurs barres au rotor, la rupture d'une phase statorique, des fissures au niveau des tôles statorique et rotorique ainsi que le rajout de nombre conducteurs dans une phase.

#### **IV.8.6.1. Cassures de barres rotorique**

La simulation du présent défaut est réalisée par la suppression de l'excitation à travers la barre rotorique ainsi que le remplacement du matériau constituant celle-ci par du vide.

On a procédé à la suppression d'une barre puis de trois barres rotorique tel que présenté dans la figure suivante :

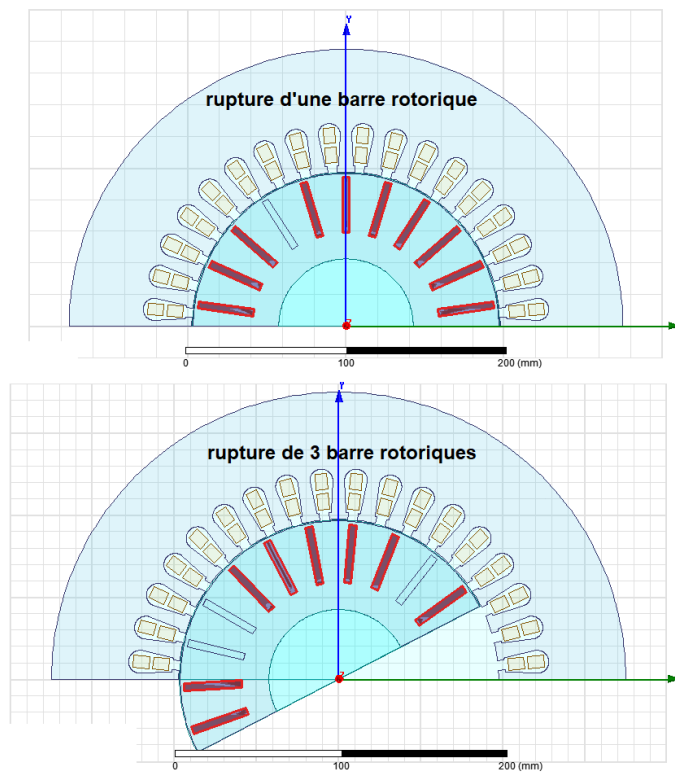


Fig.IV.39 Courbes des courants de phases en fonction du temps à rotor bloqué.

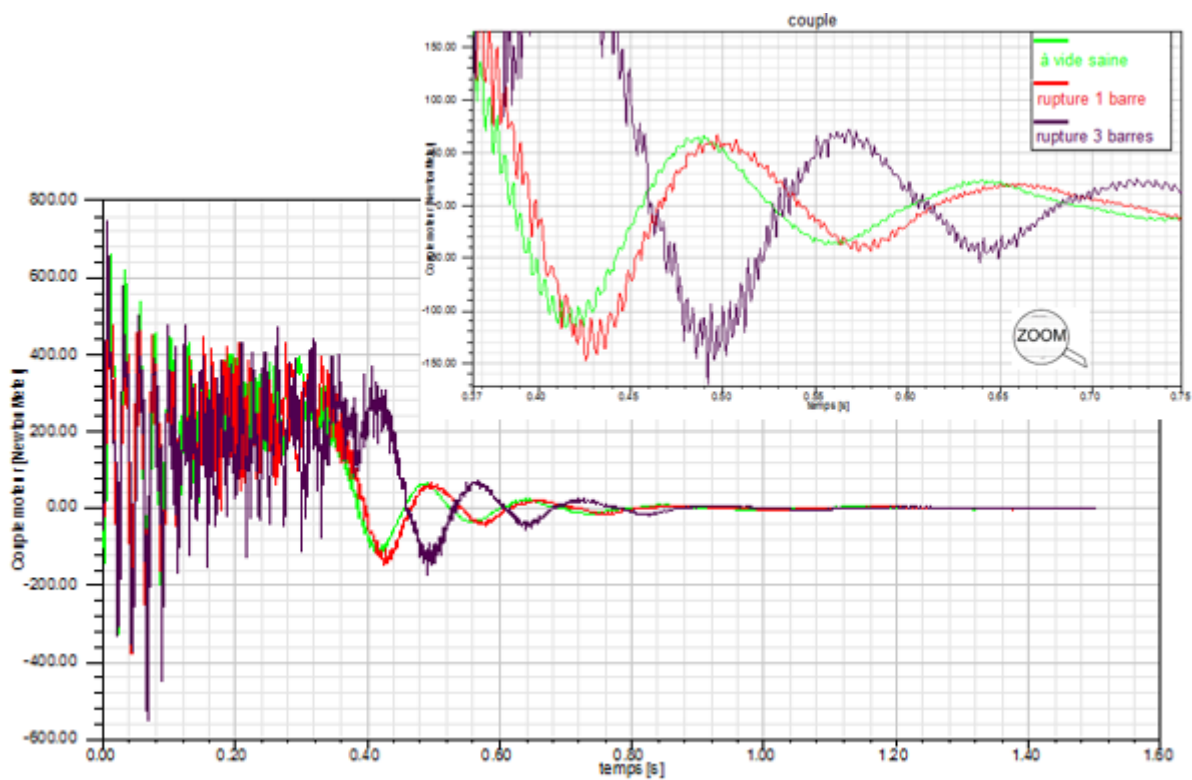


Fig.IV.40 Courbe du couple avec cassures de barres.

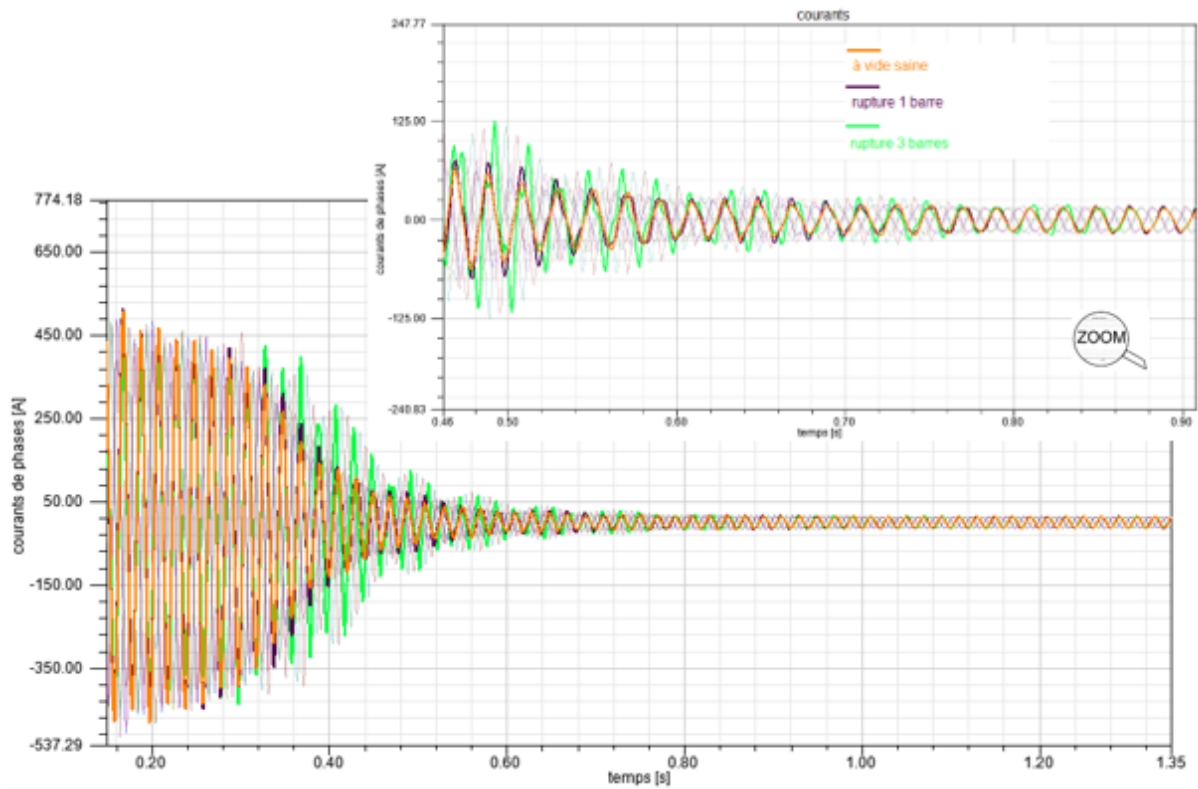


Fig.IV.41 Courbe des courants avec cassures de barres.

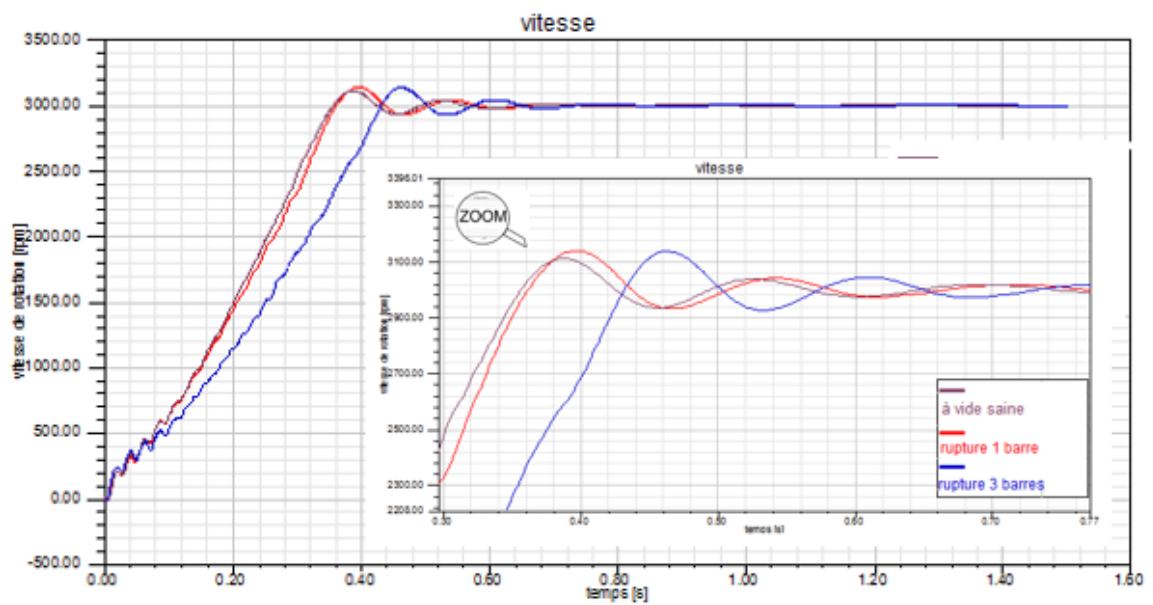
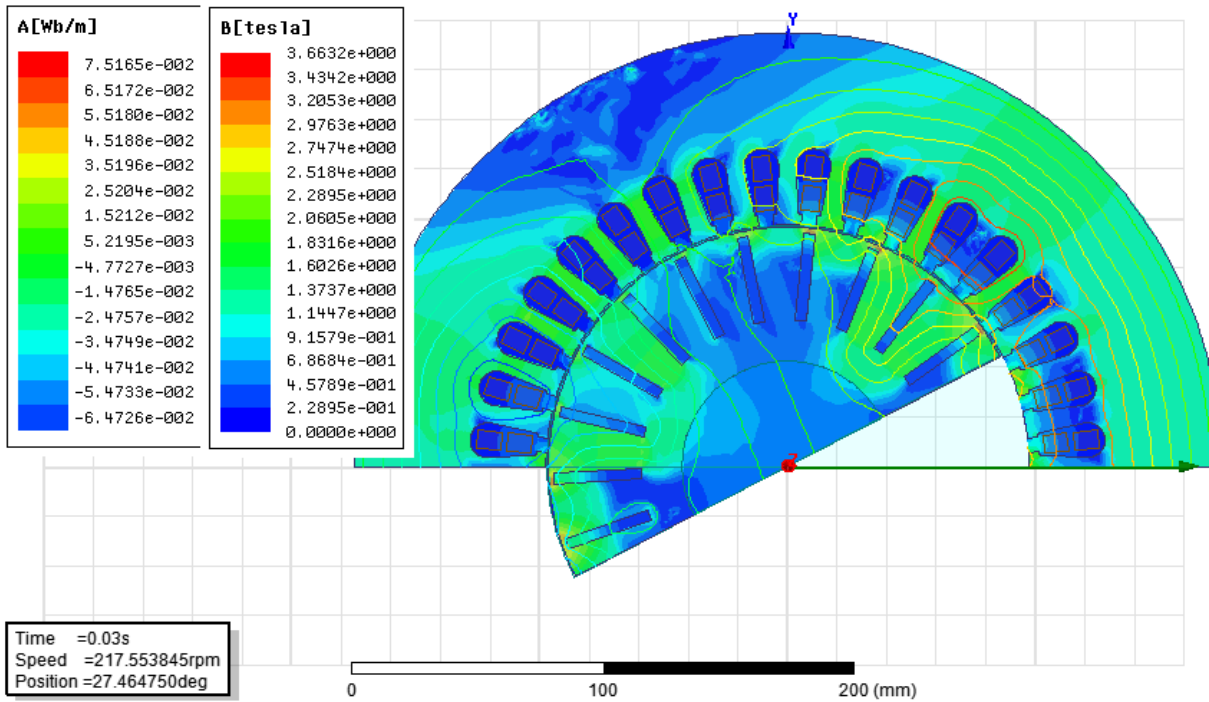


Fig.IV.42 Vitesse de rotation avec cassures de barres.



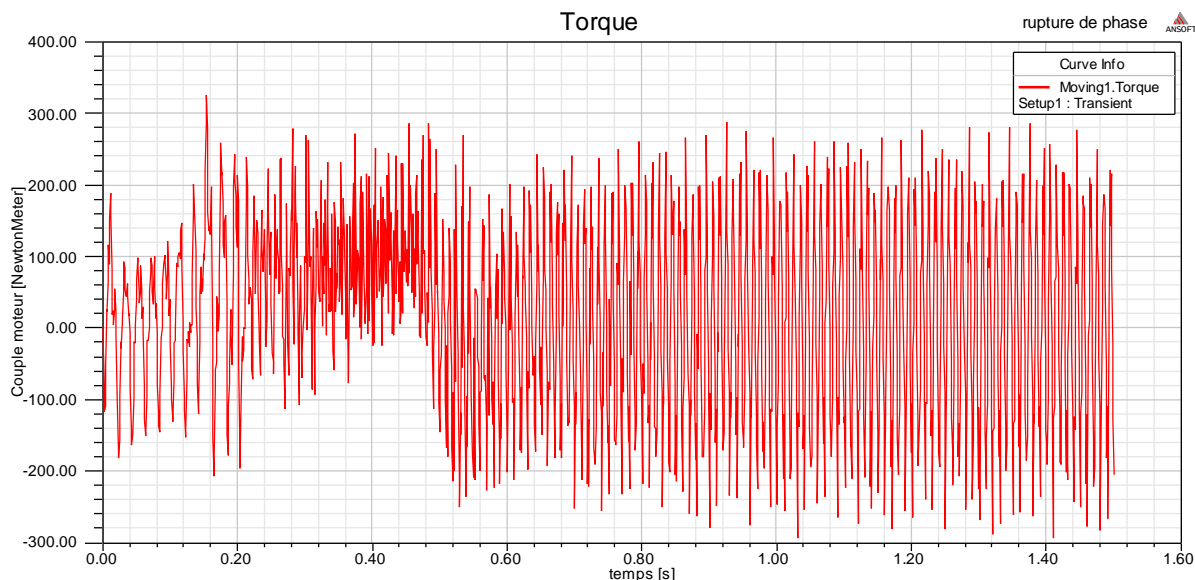
**Fig.IV.43** distributions de  $\vec{A}$  et  $\vec{B}$  avec cassures de barres.

Sur la figure **Fig.IV.43**, on remarque les lignes du potentiel vecteur magnétique autour de la barre cassée, évitant ainsi le passage par celle-ci, ainsi qu'une forte induction magnétique.

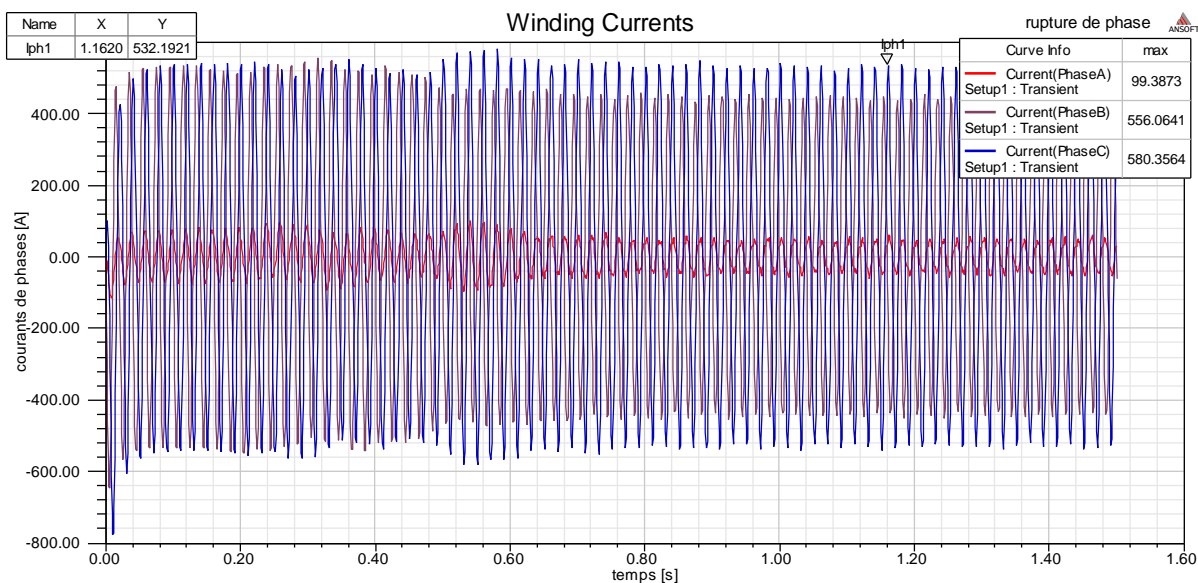
Les résultats obtenus nous révèlent que les défauts de cassures d'une à trois barres n'empêchent pas le fonctionnement du moteur, mais cela engendre un élargissement de l'intervalle du régime transitoire durant lesquels les valeurs du couple et courants sont élevées. Donc le moteur atteindra ses performances nominales dans un délai supérieur au fonctionnement dans l'état sain. En pratique cela pourra causer des dysfonctionnements au niveau des composants externes lié au réseau d'alimentation.

## IV.8.6.2. Rupture d'une phase au stator

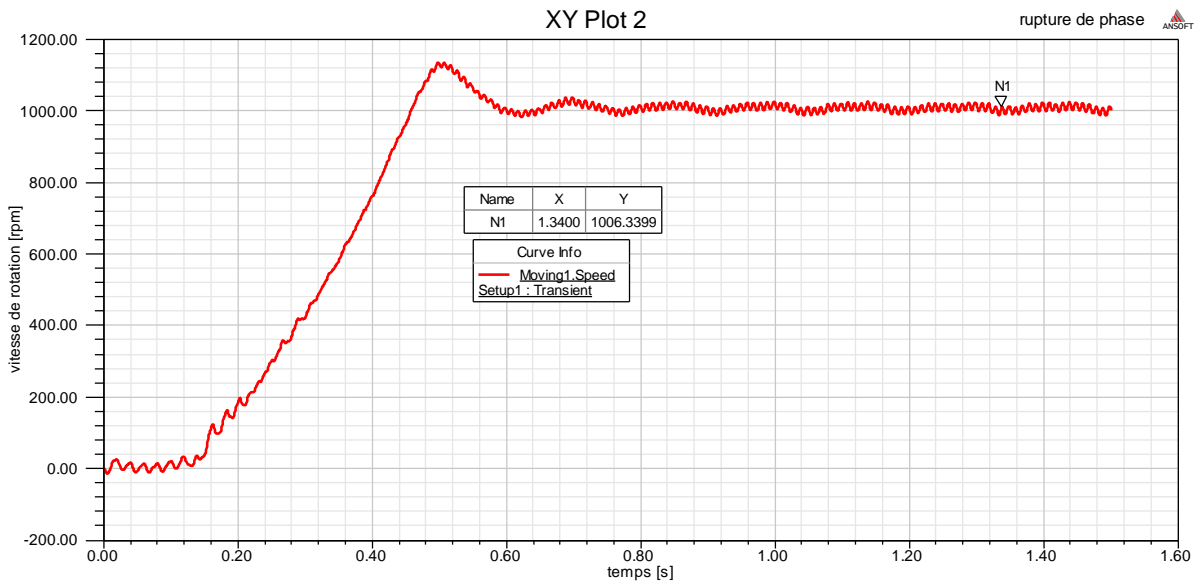
La simulation de ce défaut est réalisé par l'annulation de l'excitation dans la phase A.



**Fig.IV.44** Courbe du couple avec rupture d'une phase.



**Fig.IV.45** Courbe des courants avec rupture d'une phase.

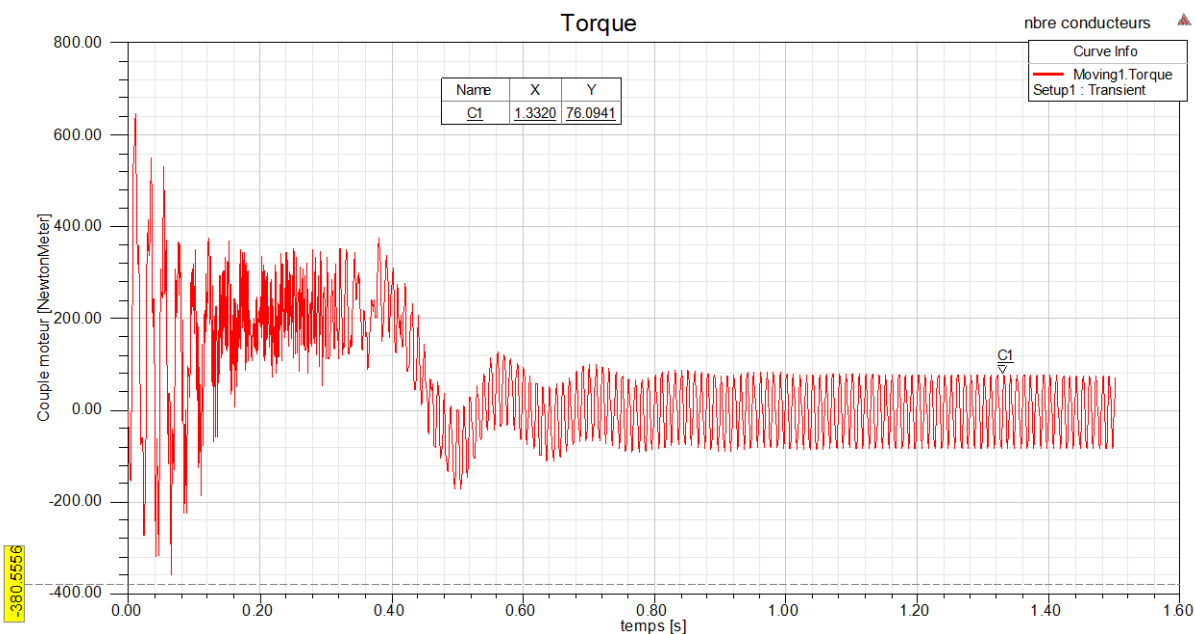


**Fig.IV.46** Courbe de la vitesse de rotation avec rupture d'une phase.

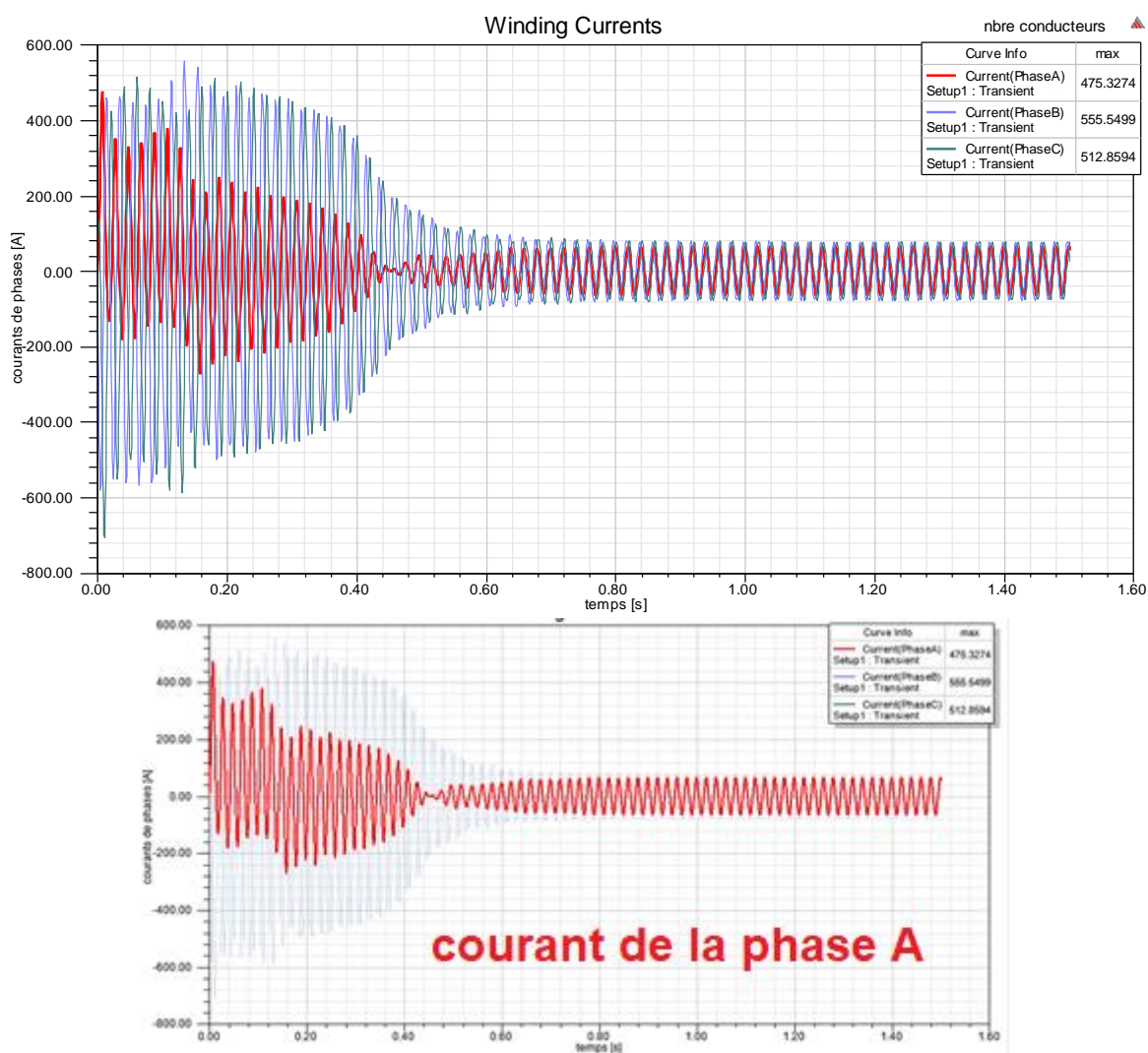
Le couple à vide se manifeste par des valeurs très élevées par rapport à celle de la machine saine. Le courant absorbé par les phases saines est très élevé. Ceci dans le but de compenser l'absence de l'excitation de la phase A. Au démarrage La vitesse oscille autour d'une valeur nulle puis atteint des valeurs maximales de rotation oscillantes autour de 1000 tr/min, valeur qui est nettement inférieure à celle de la machine sans défauts, ce qui explique l'augmentation du couple.

### **IV.8.6.3. Rajout du nombre de conducteurs dans la phase A**

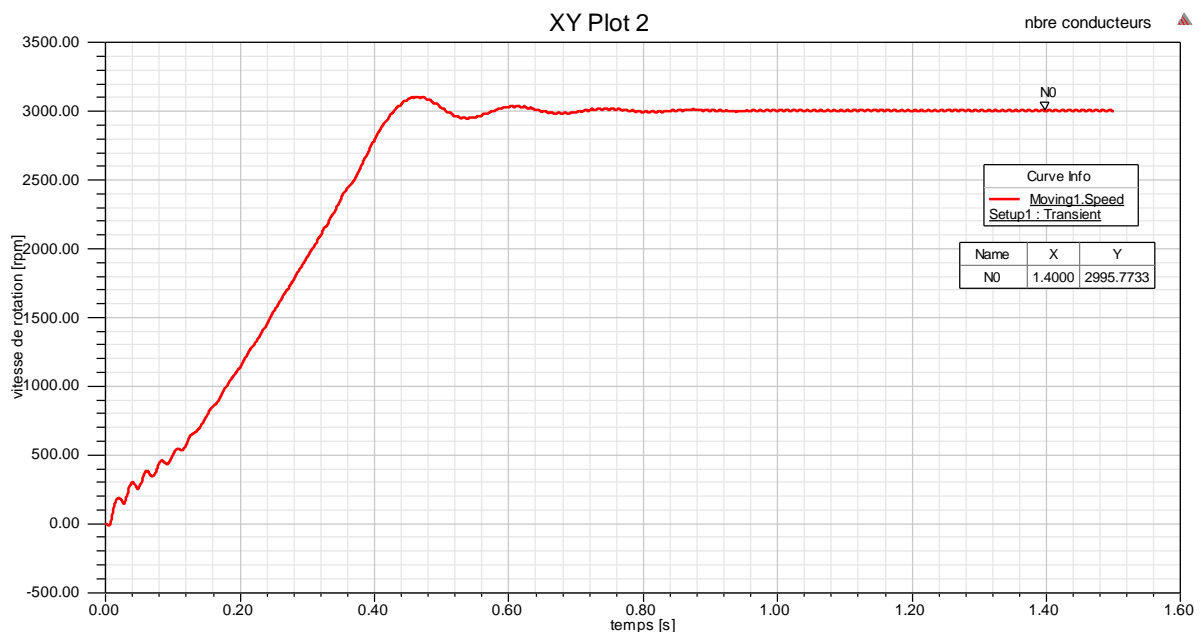
Le nombre de conducteurs dans un faisceau étant 11 conducteurs constitué de 5 brins chacun. En supposant un défaut de construction lié à un surplus de 6 conducteurs dans une phase. Les résultats obtenus sont présentés dans les figures suivantes :



**Fig.IV.47** Courbe du couple avec l'ajout de conducteurs dans une phase.



**Fig.IV.48** Courbes des courants avec l'ajout de conducteurs dans une phase.



**Fig.IV.49** Courbe de la vitesse avec l'ajout de conducteurs dans une phase.

On constate un déséquilibre au niveau des valeurs des courants impliquant une oscillation du couple et de la vitesse autour de valeurs nettement plus élevées que la normale. L'ajout de conducteurs au niveau de la phase A influence sur le nombre de spires des bobines, cela engendre une résistance plus élevée, ce qui explique la diminution du courant au niveau de la phase ainsi que le déséquilibre dans la rotation du rotor. Cela causera naturellement aussi une augmentation de température ambiante.

#### IV.8.6.4. Fissures dans le stator ou rotor

Dans ce cas-là, on suppose des défauts de fissures au niveau des culasses statorique et rotorique. Pour introduire cela à la géométrie on a procédé à la soustraction de matière afin d'avoir une forme triangulaire représentant une fissure au stator puis au rotor.

La figure suivante montre les formes des défauts au stator et au rotor.

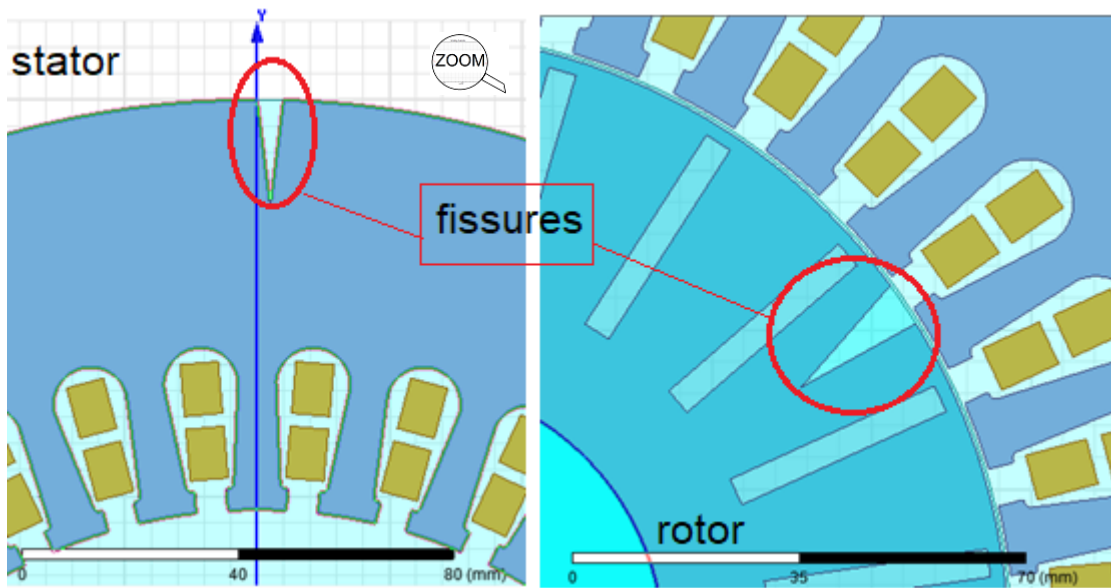


Fig.IV.50 Représentation des fissures dans les culasses statorique et rotorique.

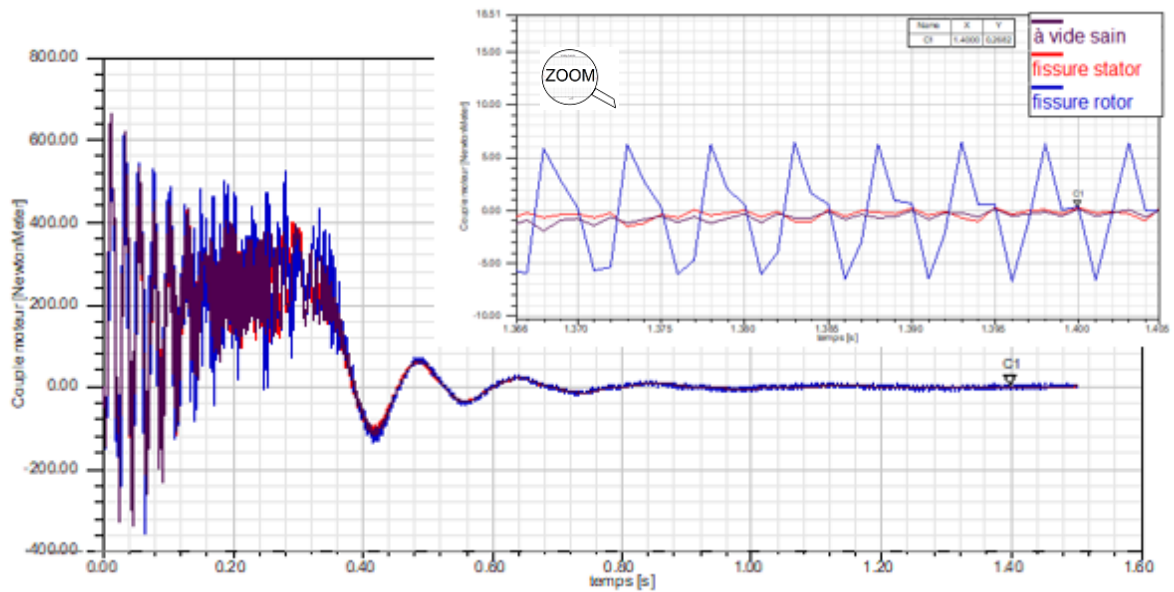
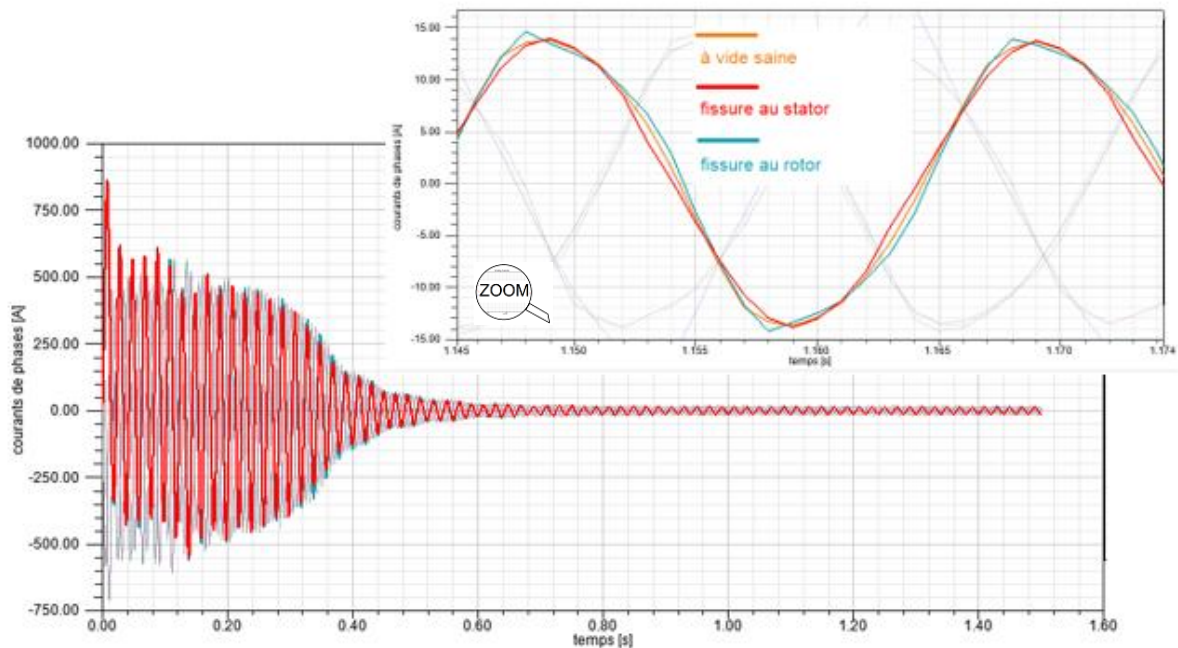
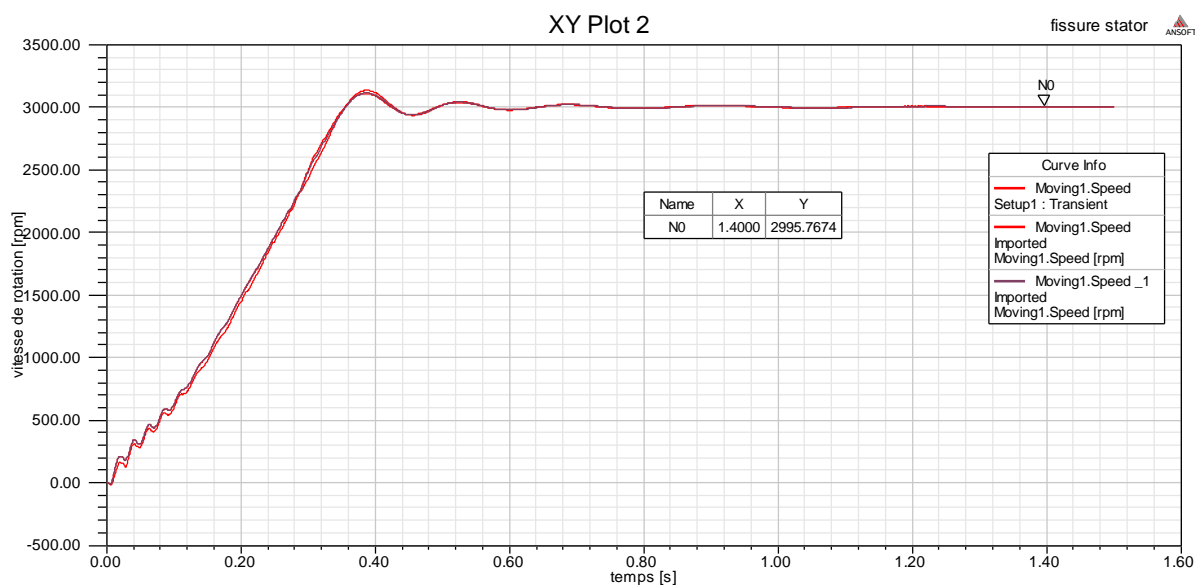


Fig.IV.51 Couples à vide, avec fissure statorique et fissure rotorique.



**Fig.IV.52** Courants de la phase A à vide, avec fissure au stator et avec fissure au rotor.



**Fig.IV.53** Courbes superposées des vitesses à vide et avec fissures dans les culasses statorique et rotorique.

Les courbes obtenues révèlent une très légère différence dans les caractéristiques courant, couple et vitesse. La fissure au niveau du rotor influence sur le comportement du moteur, ceci est dus à sa proximité de l'entrefer, par conséquent le passage du flux électromagnétique vers le rotor est perturbé. C'est pour cela qu'on remarque de

légères pointes d'oscillations des valeurs du courant ainsi que du couple avec la fissure au rotor.

### IV.8.6.5. Cavité dans le stator

Dans cette dernière étape on a introduit une soustraction de matière dans le stator afin de voir l'influence d'une cavité de forme rectangulaire sur le comportement de la machine.

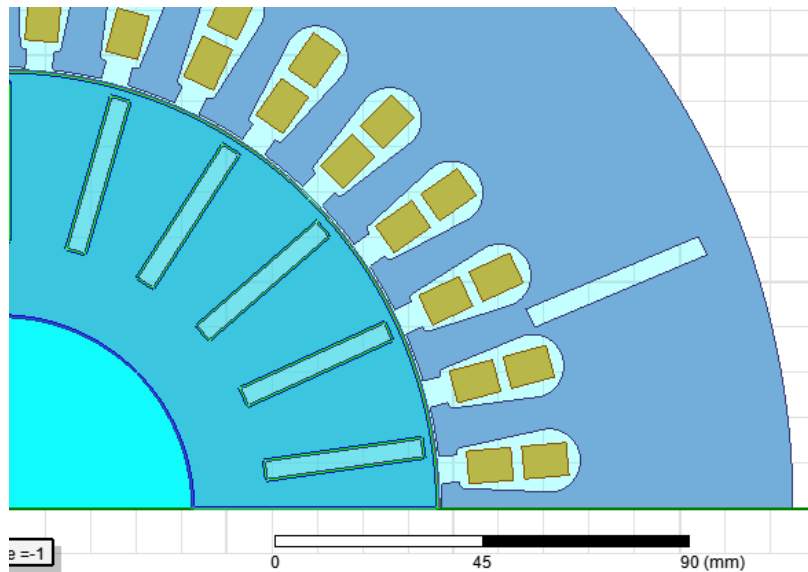


Fig.IV.54 Représentation d'une cavité dans la culasses statorique.

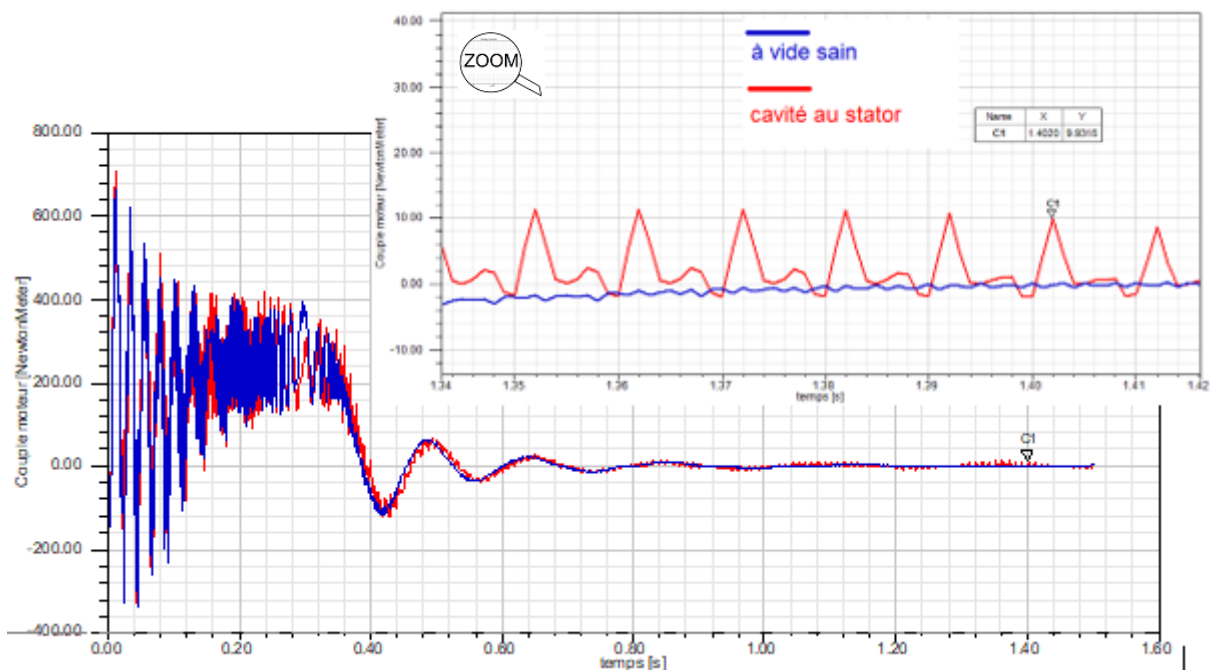
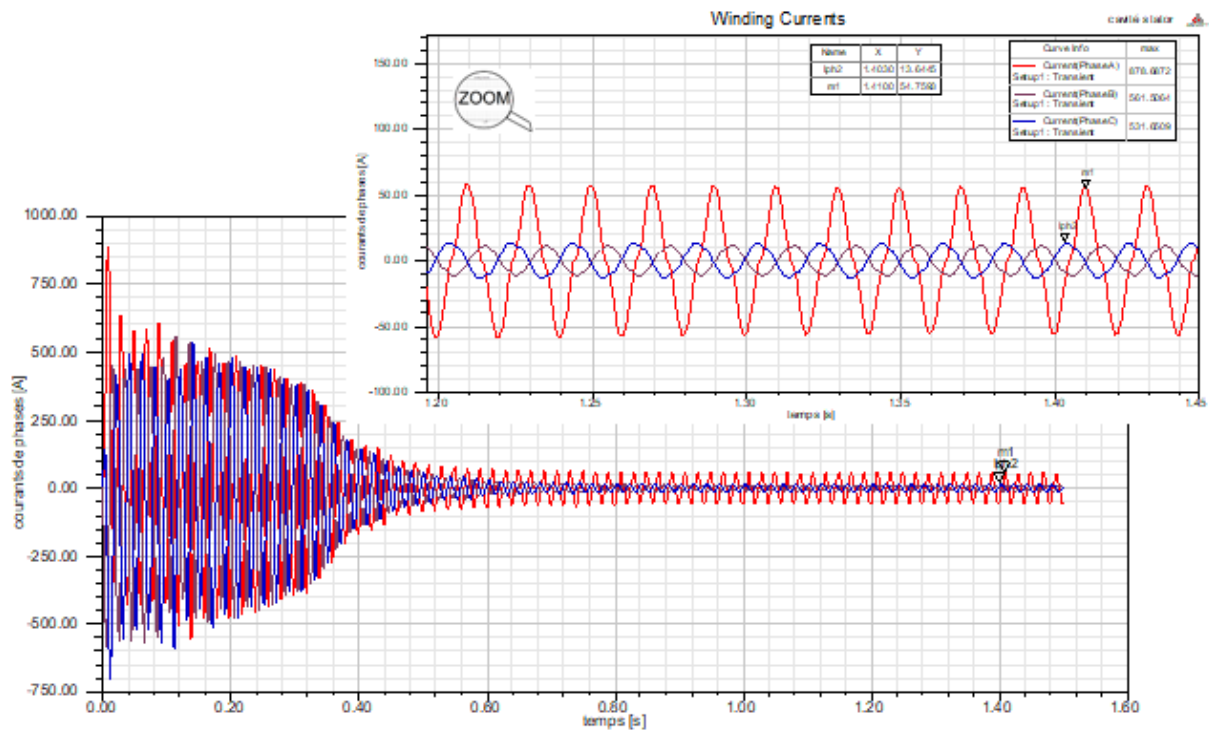
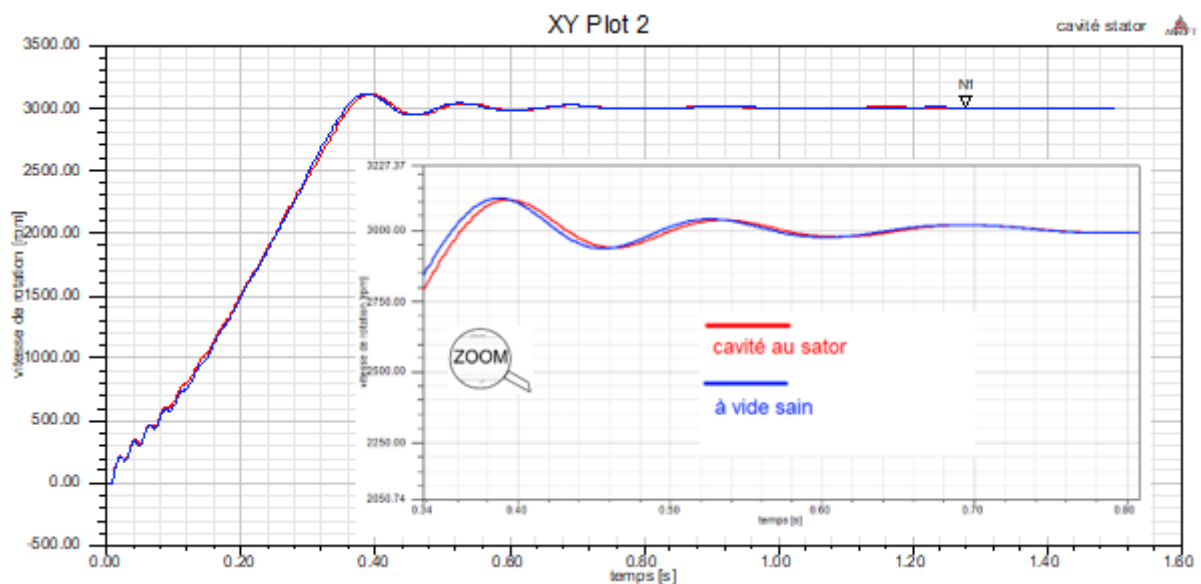


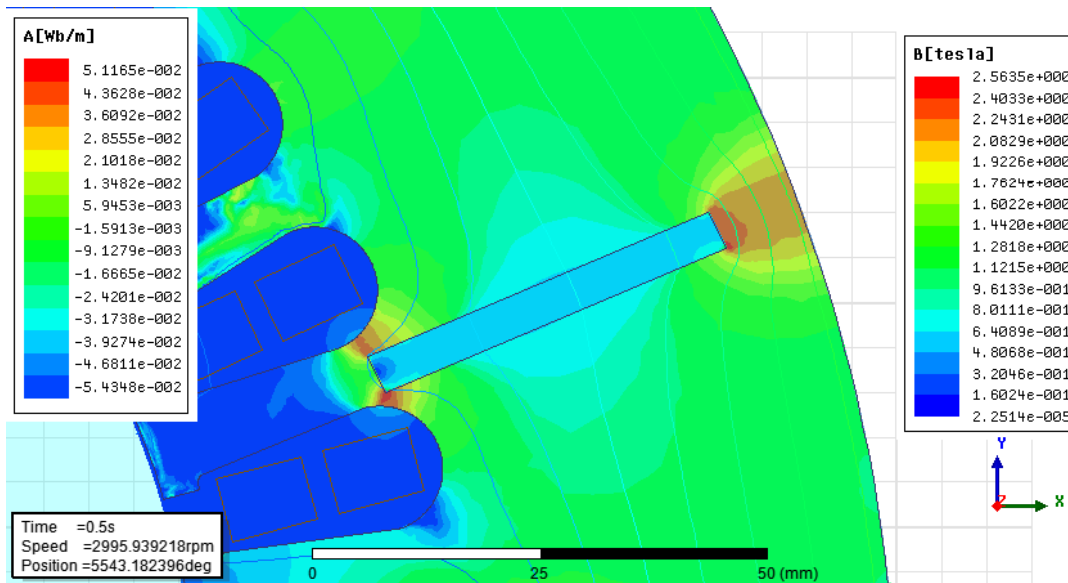
Fig.IV.55 Courbes des couples à vide et avec cavité dans la culasses statorique.



**Fig.IV.56** Courants des phases à vide et avec cavité dans la culasses statorique.



**Fig.IV.57** Courbes des vitesses à vide et avec cavité dans la culasses statorique.



**Fig.IV.58** distributions de  $\vec{B}$  et  $\vec{A}$  autour de la cavité dans la culasses statorique.

La cavité a engendré une augmentation de la valeur maximale du courant de la phase A. le défaut se trouve à proximité de l'enroulement de la phase A. Cela explique l'augmentation du courant absorbé par celle-ci. Le surplus du courant sert à générer un champ magnétique suffisamment important pour traverser la cavité. Cela a une influence sur le couple qui se caractérise par des pointes d'oscillation supérieures à l'état sain.

### IV.9. Conclusion

Dans le présent chapitre, nous avons utilisé le logiciel de simulation Ansys Maxwell v15.0 afin d'effectués des analyses des performances d'un modèle de moteur asynchrone à cage de 45KW fabriqué au sein de l'entreprise nationale ELECTRO-INDUSTRIE. Ceci avec les deux méthodes employées par le logiciel : le module RMxprt effectuant des calculs par circuits équivalents et la méthode des éléments finis. Nous avons analysé les caractéristiques de fonctionnement à vide, en charge, en court-circuit ainsi qu'avec la présence de défauts. Les résultats obtenues nous révèlent l'efficacité de la MEF dans l'étude du comportement électromagnétique des moteurs à induction.



**CONCLUSION  
GENERALE**

## CONCLUSION GÉNÉRALE

Les travaux menés au cours de ce mémoire s'inscrivent dans le cadre d'une contribution à l'étude du comportement d'un modèle de moteur asynchrone à cage d'écureuil en cours de fabrication au seins de l'entreprise nationale ELECTRO-INDUSTRIE. Ceci à l'aide du logiciel de simulation *ANSYS Maxwell* v15.0 qui est basé sur la méthode des éléments finis. La conception du model est réalisé grâce au module *RMxprt* intégré au logiciel. En effet ce module effectue les calculs de performances de la machine et permet la création de la géométrie du moteur et ainsi l'étude de ses caractéristiques par la MEF.

Le travail effectué nous a permis de mettre en œuvre les connaissances vulgarisées dans les chapitres précédents. Tel que la constitution, principe et caractéristiques de fonctionnement des machines asynchrones ainsi que leur comportement dans l'accomplissement des fonctions requises. Nous avons présenté les équations de Maxwell, sur la base desquelles tous les phénomènes électromagnétiques peuvent être modélisés et formulés par des équations différentielles. Parmi les méthodes de résolutions de ces équations nous nous sommes intéressés à la méthode des éléments finis qui est mise en pratique par le logiciel employé. Au cours de notre travail nous avons effectués un stage pratique au seins de l'entreprise ELECTRO-INDUSTRIE. Celui-ci nous a permis de suivre les étapes et les procédés de fabrication des moteurs asynchrones à cage.

Finalement le travail effectué nous a permis d'étudier le comportement du moteur en fonctionnement normal (à vide, en charge en court-circuit) ainsi qu'en présence de différents défauts de structure. L'étude de ces derniers pourrait être encore plus élargie en intégrant une multitude de défauts de grandeurs variables.

## Références bibliographiques

- [01] **BADJA S, GAOUÏ S.** « Analyse de l'effet de Défauts sur les Performances et les Paramètres d'un Moteur Asynchrone triphasé en utilisant Maxwell 2D ». Mémoire de master : Electrotechnique Option machines électriques. UMMTO, 63p. 2018.
- [02] **CHAÏB M, RABAH T.** « Conception optimale d'un moteur asynchrone triphasé à cage d'écurieil à haut rendement (IE 2) ». Mémoire de master : Electrotechnique Option machines électriques. UMMTO, 90p. 2011.
- [03] **BELASSEL M T, BENTAHA D.** « Optimisation d'une série de moteurs asynchrones triphasés à cage d'écurieil ». Mémoire de master : Machines électriques. UMMTO, 114p. 2008.
- [04] **KIMOUCHE A, KICHOU N.** « Contribution au dimensionnement d'un moteur asynchrone triphasé à cage ». Mémoire de master : Machines électriques. UMMTO, 87p. 2013.
- [05] **OUBIDAR M, BENDAOUÏ S.** « Machine synchrone/asynchrone ». Projet de fin d'études : ingénierie dans le cadre du programme en génie Électromécanique. Université du Québec. 2010.
- [06] **OUMAAMAR M K.** « Surveillance et diagnostic des défauts rotorique et mécaniques de la machine asynchrone avec alimentation équilibrée ou déséquilibrée ». Thèse de doctorat. Université de Lorraine.2012.
- [07] **THORSEN O V. DALVA M.** « A survey of fault on induction motors in offshore oil industry, petrochemical industry, gas terminals, and oil refineries » IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.31(5), pp. 1186-1196, September 1995.
- [08] **REBBAH R.** « Calcul et Conception Assistée par Ordinateur des Machines Electriques Application aux moteurs asynchrones ». Thèse de magister. Université Mentouri Constantine. 2006.
- [09] **REAL-PAUL BOUCHARD GUY OLIVIER.** « Conception de moteurs asynchrones triphasés », édition de l'école polytechnique de Montréal, 1997.
- [10] **HANAFI F, MEHAOUA S.** « Contribution à l'étude de l'excentricité dans la machine asynchrone triphasée ». Mémoire de master : Electrotechnique Option machines électriques. Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued, 47p. 2019.
- [11] **WILDI T, SYBILLE G.** « Electrotechnique ». Quatrième édition. De boeck .1214 p.2014.
- [12] « Lecture de la plaque signalétique d'un moteur ». disponible sur : <https://www.maxicours.com/se/cours/lecture-de-la-plaque-signaletique-d-un-moteur/>, page consultée le : 09/01/2021

## Références bibliographiques

[13] « Électrotechnique / machine asynchrone ». Disponible sur : [http://www.electrosup.com/machine\\_asynchrone.php](http://www.electrosup.com/machine_asynchrone.php), page consultée le :10/01/2021

[22] **TADRIST M.** « dimensionnement d'un moteur asynchrone de grande puissance alimenté par 5.5 kv ». Mémoire de fin d'étude master électrotechnique, UMMTO ,98p.2011.

[14] **SABONNADIÈRE C, COULOMB L.** « Calcul des champs électromagnétiques », Technique de l'ingénieur D 3020.

[15] **VERSCHAERE A.** « Les 4 équation de maxwell ». 12/2016, disponible sur : <https://jeretiens.net/les-4-equations-de-maxwell>, page consultée le 10/11/2020.

[16] **HELIFA B.** « CONTRIBUTION A LA SIMULATION DU CND PAR COURANTS DE FOUCAULT EN VUE DE LA CARACTERISATION DES FISSURES DEBOUCHANTES ». Thèse de Doctorat : Electronique et génie électrique. Université de Nantes, 126p.2012.

[17] **SILVESTER P, CHARI.** « Finit element solution of saturable magnétique field Probleme », IEEE Trans. PAS 89, n 7,1970, p. 1642-1651.

[18] **NEHAL O.** « Etude et modélisation des paliers planaires », thèse de magister, Université de Constantine, 2009.

[19] **SIDI AHMED Z, AMRANI C.** « Modélisation de machines linéaires à induction en utilisant le logiciel ANSYS Maxwell » mémoire master académique entraînement électrique UMMTO, 104p.2016.

[20] **BRIHMAT.F.** « Effets d'une alimentation non sinusoïdale sur le performances d'un moteur linéaire à induction ». Mémoire d'ingénieur d'état, UMMTO, 2007.

[21] **GOLOVANOV C.** Développement de formulation éléments finis 3D en potentiel vecteur magnétique : application à la simulation de dispositifs électromagnétiques en mouvement. Thèse de doctorat. Génie électrique : Institut national polytechnique de Grenoble, 231p.1997.

[23] Présentation de l'entreprise Electro-Industrie disponible sur : <https://www.electro-industries.com/>, page consultée le :15/01/2021

[24] **AYADI A., SAADI Y.** « dimensionnement et analyse des performances d'un moteur asynchrone à double cage de 250 KW » mémoire de master spécialité machines électriques, université M'Hamed Bougara-Boumerdes,80p. 2020.

# ANNEXES

## RESULTATS RMxprt

Three-Phase Induction Machine Design

File: Setup1.res

### GENERAL DATA

Given Output Power (kW): 45  
Rated Voltage (V): 400  
Winding Connection: Delta  
Number of Poles: 2  
Given Speed (rpm): 2960  
Frequency (Hz): 50  
Stray Loss (W): 450  
Frictional Loss (W): 500  
Windage Loss (W): 100  
Operation Mode: Motor  
Type of Load: Constant Power  
Operating Temperature (C): 40

### STATOR DATA

Number of Stator Slots: 36  
Outer Diameter of Stator (mm): 350  
Inner Diameter of Stator (mm): 195  
Type of Stator Slot: Edited  
Symmetric Slot  
Type Info (mm)  
1 End Width: 6  
Line Edge: 0  
2 Height: 3.84  
Parallel Slot Width: 0  
8 Radius: 0.25  
1 End Width: 7.09  
Line Edge: 0  
5 Radius: 1  
2 Height: 19  
End Width: 14  
4 End Width: 0  
Top Tooth Width (mm): 8.32301  
Bottom Tooth Width (mm): 8.32301  
Length of Stator Core (mm): 230  
Stacking Factor of Stator Core: 0.957  
Type of Steel: M800-50A  
Number of lamination sectors: 0  
Press board thickness (mm): 0  
Magnetic press board No  
Number of Parallel Branches: 2  
Type of Coils: 20  
Coil Pitch: 13  
Number of Conductors per Slot: 22  
Number of Wires per Conductor: 5  
Wire Diameter (mm): 1.25  
Wire Wrap Thickness (mm): 0.164  
Wedge Thickness (mm): 0.3  
Slot Liner Thickness (mm): 0.5  
Layer Insulation (mm): 0.5  
Slot Area (mm<sup>2</sup>): 329.552  
Net Slot Area (mm<sup>2</sup>): 253.657  
Slot Fill Factor (%): 86.7053  
Limited Slot Fill Factor (%): 82  
\*\*\*\* Warning - Result is Unfeasible \*\*\*\*  
Slot Fill Factor is beyond its limited value.  
Wire Resistivity (ohm.mm<sup>2</sup>/m): 0.0217  
Top Free Space in Slot (%): 0  
Bottom Free Space in Slot (%): 0  
Conductor Length Adjustment (mm): 80

End Length Correction Factor 1  
End Leakage Reactance Correction Factor 1

### ROTOR DATA

Number of Rotor Slots: 22  
Air Gap (mm): 1  
Inner Diameter of Rotor (mm): 85  
Type of Rotor Slot: Edited  
Symmetric Slot  
Type Info (mm)  
1 End Width: 0  
Arc Offset from Slot Center: 0  
2 Height: 2.2  
Parallel Slot Width: 0  
1 End Width: 0  
Line Edge: 0  
1 End Width: 4.4  
Line Edge: 0  
5 Radius: 0  
2 Height: 35.2  
End Width: 4.4  
6 Radius: 0  
1 End Width: 0  
Line Edge: 0  
Cast Rotor: No  
Half Slot: No  
Length of Rotor (mm): 230  
Stacking Factor of Rotor Core: 0.957  
Type of Steel: M800-50A  
Skew Width: 0.04  
End Length of Bar (mm): 3.5  
Height of End Ring (mm): 50  
Width of End Ring (mm): 20  
Resistivity of Rotor Bar  
at 75 Centigrade (ohm.mm<sup>2</sup>/m): 0.0175439  
Resistivity of Rotor Ring  
at 75 Centigrade (ohm.mm<sup>2</sup>/m): 0.0175439  
Magnetic Shaft: Yes

### MATERIAL CONSUMPTION

Armature Copper Density (kg/m<sup>3</sup>): 8900  
Rotor Bar Material Density (kg/m<sup>3</sup>): 8933  
Rotor Ring Material Density (kg/m<sup>3</sup>): 8933  
Armature Core Steel Density (kg/m<sup>3</sup>): 7800  
Rotor Core Steel Density (kg/m<sup>3</sup>): 7800  
Armature Copper Weight (kg): 30.6755  
Rotor Bar Material Weight (kg): 7.21379  
Rotor Ring Material Weight (kg): 7.7793  
Armature Core Steel Weight (kg): 93.539  
Rotor Core Steel Weight (kg): 34.6349  
Total Net Weight (kg): 173.843  
Armature Core Steel Consumption (kg): 162.662  
Rotor Core Steel Consumption (kg): 51.2736

### RATED-LOAD OPERATION

Stator Resistance (ohm): 0.146856  
Stator Resistance at 20C (ohm): 0.136176  
Stator Leakage Reactance (ohm): 0.666191  
Rotor Resistance (ohm): 0.0560842  
Rotor Resistance at 20C (ohm): 0.0520053  
Rotor Leakage Reactance (ohm): 1.63671  
Resistance Corresponding to  
Iron-Core Loss (ohm): 439.459  
Magnetizing Reactance (ohm): 38.8839

# ANNEXES

Stator Phase Current (A): 44.2911  
Current Corresponding to  
Iron-Core Loss (A): 0.869137  
Magnetizing Current (A): 9.82285  
Rotor Phase Current (A): 40.6873

Copper Loss of Stator Winding (W): 864.265  
Copper Loss of Rotor Winding (W): 278.535  
Iron-Core Loss (W): 995.902  
Frictional and Windage Loss (W): 605.908  
Stray Loss (W): 450  
Total Loss (W): 3194.61  
Input Power (kW): 48.2177  
Output Power (kW): 45.0231

Mechanical Shaft Torque (N.m): 144.188  
Efficiency (%): 93.3746  
Power Factor: 0.898744  
Rated Slip: 0.0060673  
Rated Shaft Speed (rpm): 2981.8

## NO-LOAD OPERATION

No-Load Stator Resistance (ohm): 0.146856  
No-Load Stator Leakage Reactance (ohm): 0.666913  
No-Load Rotor Resistance (ohm): 0.0560596  
No-Load Rotor Leakage Reactance (ohm): 11.2497

No-Load Stator Phase Current (A): 10.2176  
No-Load Iron-Core Loss (W): 1054.58  
No-Load Input Power (W): 2187.21  
No-Load Power Factor: 0.141684  
No-Load Slip: 7.70263e-005  
No-Load Shaft Speed (rpm): 2999.77

## BREAK-DOWN OPERATION

Break-Down Slip: 0.045  
Break-Down Torque (N.m): 442.193  
Break-Down Torque Ratio: 3.06679  
Break-Down Phase Current (A): 195.819

## LOCKED-ROTOR OPERATION

Locked-Rotor Torque (N.m): 216.838  
Locked-Rotor Phase Current (A): 364.918  
Locked-Rotor Torque Ratio: 1.50386  
Locked-Rotor Current Ratio: 8.23907

Locked-Rotor Stator Resistance (ohm): 0.146856  
Locked-Rotor Stator  
Leakage Reactance (ohm): 0.600741  
Locked-Rotor Rotor Resistance (ohm): 0.175952  
Locked-Rotor Rotor  
Leakage Reactance (ohm): 0.452692

## TRANSIENT FEA INPUT DATA

For one phase of the Stator Winding:  
Number of Turns: 132  
Parallel Branches: 2  
Terminal Resistance (ohm): 0.146856  
End Leakage Inductance (H): 0.00137299  
For Rotor End Ring Between Two Bars of One Side:  
Equivalent Ring Resistance (ohm): 3.36518e-007  
Equivalent Ring Inductance (H): 3.17388e-009  
2D Equivalent Value:  
Equivalent Model Depth (mm): 230  
Equivalent Stator Stacking Factor: 0.957  
Equivalent Rotor Stacking Factor: 0.957

Estimated Rotor Inertial Moment (kg m<sup>2</sup>): 0.244372

## DETAILED DATA AT RATED OPERATION

Stator Slot Leakage Reactance (ohm): 0.152929  
Stator End-Winding Leakage  
Reactance (ohm): 0.431339  
Stator Differential Leakage  
Reactance (ohm): 0.0819237  
Rotor Slot Leakage Reactance (ohm): 1.24161  
Rotor End-Winding Leakage  
Reactance (ohm): 0.0437082  
Rotor Differential Leakage  
Reactance (ohm): 0.351882  
Skewing Leakage Reactance (ohm): 0.000210527

Stator Winding Factor: 0.86656

Stator-Teeth Flux Density (Tesla): 1.42456  
Rotor-Teeth Flux Density (Tesla): 1.11862  
Stator-Yoke Flux Density (Tesla): 1.42215  
Rotor-Yoke Flux Density (Tesla): 1.15389  
Air-Gap Flux Density (Tesla): 0.666792

Stator-Teeth Ampere Turns (A.T): 11.416  
Rotor-Teeth Ampere Turns (A.T): 5.63873  
Stator-Yoke Ampere Turns (A.T): 47.8067  
Rotor-Yoke Ampere Turns (A.T): 2.75768  
Air-Gap Ampere Turns (A.T): 699.769

Correction Factor for Magnetic  
Circuit Length of Stator Yoke: 0.527232  
Correction Factor for Magnetic  
Circuit Length of Rotor Yoke: 0.385272  
Saturation Factor for Teeth: 1.02437  
Saturation Factor for Teeth & Yoke: 1.09663  
Induced-Voltage Factor: 0.954872

Stator Current Density (A/mm<sup>2</sup>): 3.60917  
Specific Electric Loading (A/mm): 28.6304  
Stator Thermal Load (A<sup>2</sup>/mm<sup>3</sup>): 103.332

Rotor Bar Current Density (A/mm<sup>2</sup>): 4.09758  
Rotor Ring Current Density (A/mm<sup>2</sup>): 2.22968




Half-Turn Length of  
Stator Winding (mm): 709.246

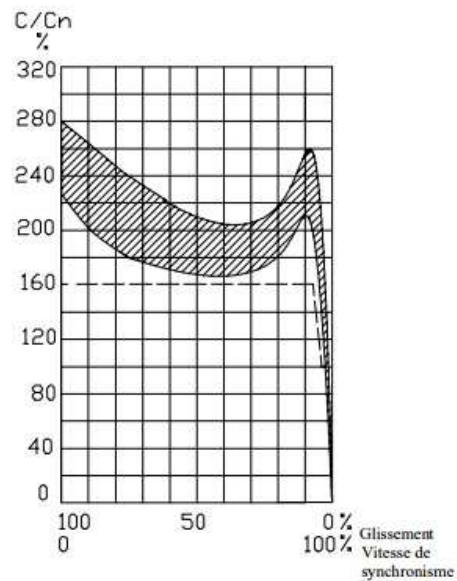
## WINDING ARRANGEMENT


Average coil pitch is: 13

Angle per slot (elec. degrees): 10  
Phase-A axis (elec. degrees): 90  
First slot center (elec. degrees): 0

Note:  
The winding is arranged in such a way that the machine rotates in the clockwise direction.

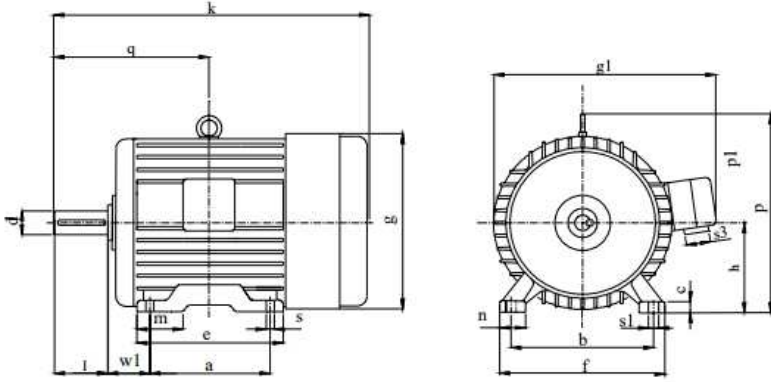
 <b>ELECTRO-INDUSTRIES</b> UNITE MOTEURS ELECTRIQUES BP 17 AZAZGA TIZI-OUZOU ALGERIE	<b>DOCUMENT SYSTEME QUALITE</b>		Édition Mars 2016	
	<b>FICHE TECHNIQUE PRODUIT</b>		Référence : FTP 020	
	<i>Moteur asynchrone triphasé</i> <b>45 KW - 3000 Tr/min</b>			TEL/FAX +213(0)26 34 51 29
	N° d'identification 890-100-2232-0241 B3 890-100-2232-1241 B5		Page	<b>1/2</b>
	Moteur asynchrone triphasé fermé, conforme aux normes CEI 60034, CEI 60038 et CEI 60072. A carcasse ventilée en fonte et à rotor en court-circuit à cage d'écureuil.			
<b>CARACTERISTIQUES DE FONCTIONNEMENT</b>		<b>CARACTERISTIQUES DE COUPLE</b>		
Type	-	223-2	-	
Puissance nominale	$P_N$	45 (60)	KW CV	
Vitesse de rotation	$N_N$	2960	Tr/min	
Nombre de pôles	$2p$	2	-	
Tensions d'alimentation	$U_N$	380	V	
Couplages électriques	-	$\Delta$	-	
Mode de démarrage	Direct ou Y/ $\Delta$ (660/380V)			
Fréquence	$f$	50	Hz	
Courant absorbé	$I_N$	83	A	
Rendement	$\eta$	92,5	%	
Facteur de puissance	$\cos \phi$	0,89	-	
Couple nominal	$C_N$	147	Nm	
Courant au démarrage/ Courant nominal	$I_d/I_n$	6,3	-	
Couple au démarrage/ Couple nominal	$C_d/C_n$	1,7	-	
Couple maximal / Couple nominal	$C_{max}/C_n$	2,5	-	
Classe de couple	CI	10	-	
Température ambiante	$T_{amb.}$	40	°C	
Altitude	-	1000	M	
Classe d'isolation	F (155°C)		H (180 °C) sur commande	
Services	S1 (continu)		S2 et S3 sur commande	
<b>CARACTERISTIQUES MECANIKES (CONSTRUCTION)</b>				
Formes de construction	B3, B5, ( B35 sur commande )			
Degrés de protection	IP 55			
Refroidissement et Ventilation	Ventilateur extérieur centrifuge, pour les deux sens de rotation.			
Equilibrage mécanique	Rotor équilibré dynamiquement, avec clavettes.			
Paliers côtés D et N	Roulements à billes 6213 C4 sur les deux côtés.			
D: Côté bout d'arbre et N: Côté ventilation	Palier libre ( côté D ), fixe ( côté N ), graissés à vie. ( Paliers avec graisseurs sur commande ).			
Boite à bornes	Degré de protection IP 55.			
	Position à droite (vue du côté D), orientable 04 directions ( 90 ° ). (La positions à gauche sur commande )			
	02 Isolateur support à trois bornes (en laiton), filetage des trous M8.			
	Deux entrées de câbles Pg29 . Borne de masse à l'intérieur de la boite.			
Moment d'inertie J	0,25 Kg.m <sup>2</sup>			
Poids net ~	320 Kg			
Peinture de finition	Gris pierre, RAL 7030.			
Elaboré par : S.SMADHI	Visa :	Vérifié par :B. IGUER	Visa :	



 <p><b>ELECTRO-INDUSTRIES</b> UNITE MOTEURS ELECTRIQUES BP 17 AZAZGA TIZI-OUZOU ALGERIE</p>	<b>DOCUMENT SYSTEME QUALITE</b>	Édition Mars 2016	
	<b>ENCOMBREMENTS</b>		Référence : FTP 020
	<b>Type: 223-2 45 KW - 3000 Tr/min</b> (Dimensions en mm)		Page <span style="border: 1px solid black; padding: 2px;">2/2</span>

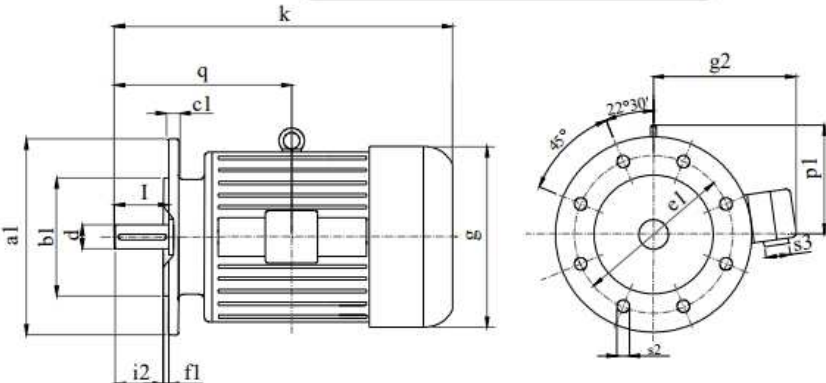
**FORME DE CONSTRUCTION B3**



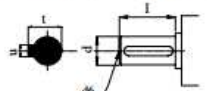
a	b	c	e	f	g	g1	h	k	m	n	p	q	S	s1	s3	w1
311	356	34	391	436	460	655	225	790	95	80	520	415	20	20	Pg36	149

**FORME DE CONSTRUCTION B5**



a1	b1	c1	e1	f1	i2	s2	s3	g	g2	k	p1	q
450	350	16	400	5	110	18	Pg36	460	425	790	295	415

BOUITS D'ARBRE					TOLERANCES DIMENSIONNELLES	
d	l	t	u	d6	COTES	
55 h6	110 ± 0,30	59 ± 0,75	16 h9	M20	b1	h6
					a	± 1,00 mm
					b	± 1,00 mm
					e et e1	± 0,50 mm
					h	± 0,50 mm

[www.electro-industries.com](http://www.electro-industries.com)

Fiche technique modèle 223-2p 45KW Electro-industrie 2/2