



Université Mohamed Khider de Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de génie électrique

MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies
Electrotechnique
Machines électriques

Réf. : Entrez la référence du document

Présenté et soutenu par :
Charif Mohamed Anes – Ferhat Housseem Eddine

Le : lundi 2 juin 2025

Conception d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents

Jury :

Dr.	BEN ALIA Khalad	MCB	Université de Biskra	Président
Dr.	ALLOUI Lotfi	Pr	Université de Biskra	Rapporteur
Dr.	KHENE Mohamed Lotfi	MCA	Université de Biskra	Examineur

Année universitaire : 2024 - 2025



Université Mohamed Khider de Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de génie électrique

MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies
Electrotechnique
Machines électriques

Réf. : Entrez la référence du document

Conception d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents

Le : lundi 2 juin 2025

Présenté par :

Charif Mohamed Anes – Ferhat Houssem Eddine

Avis favorable de l'encadreur :

ALLOUI Lotfi

Signature Avis favorable du Président du Jury

BEN ALIA Khalad

Cachet et signature

Remerciements

Avant tout nous remercions **DIEU** le tout puissant de nous avoir donné la chance d'étudier, et nous avoir armé par la force, le courage et la patience afin d'accomplir cette mission de formation MASTER.

Nous remercions bien fort Notre encadreur le **PR. ALLOUI LOTFI**, qui nous avez confié ce travail et l'avez suivie avec compétence et rigueur.

Nous remercions nos amis ainsi que nos collègues de MASTER avec qui nous avons passé de bon moment.

On exprime ici notre gratitude aux personnes qui de près ou de loin ont contribué à l'établissement de cette mémoire.

Merci à toute et a tout ; que **DIEU** nous protège.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail tout d'abord au vaillant **peuple palestinien**, en espérant qu'il retrouve bientôt sa liberté et sa dignité. À ma famille, pour son soutien inconditionnel : mon père **Saddek**, ma mère **Naima** ; mes sœurs **Ourida** et **Julanar** ; mon frère **Habib** ; mes oncles **Ridha**, **Abd al-Halim** et **Mounir** ; mes tantes **Karima**, **Fatima** et **Hanan** et ; mes cousines **Sirine**, **Inès** et **Chaima** ; et mes amie **djeba taki**, **seif** et **tayeb** et enfin mon grand-père **Hamadi**. Merci à chacun de vous pour votre amour et votre encouragement. Je tiens également à exprimer ma profonde gratitude à mon encadreur, **Lotfi Alloui**, pour ses conseils précieux et sa disponibilité tout au long de ce projet.

A mes amis étudiant MASTER et collègues de la promotion 2025 sans exception.

Que DIEU le tout puissant nous bénisse et nous protège

CHARIF MOHAMED ANES

Dédicace

À mes chers parents...

À mon père défunt Abdallah – que Dieu ait son âme – dont le mérite dans mon éducation et ma formation m’a permis d’atteindre cette étape de ma vie.

À ma chère mère Aqila, sans son dévouement, ses veilles interminables et sa sollicitude constante pour mon bien, je n’aurais jamais pu arriver là où je suis aujourd’hui.

Je leur exprime toute ma gratitude pour leur amour inconditionnel, leur soutien indéfectible et leurs sacrifices continus tout au long de mon parcours académique.

À mes sœurs et mon frère, pour leur soutien moral permanent et leur présence à chaque étape.

À mes estimés enseignants, et en particulier à mon encadrant le Professeur Alloui Lotfi, pour ses conseils précieux et ses orientations bienveillantes qui ont grandement contribué à la réalisation de ce travail.

À mes camarades de Master et à tous les membres de la promotion 2025, pour leur esprit de collaboration, leur enthousiasme et leur encouragement tout au long de cette aventure scientifique.

À tous les êtres chers B.A qui ont prié pour ma réussite et m’ont soutenu de près ou de loin

Et enfin, à mon ami et compagnon de route, Mohamed Anes Cherif, à qui je dois une profonde reconnaissance pour sa patience, son

soutien et sa présence constante durant cette période. Merci
infiniment, mon frère, pour tout.

Je prie Dieu, le Très-Haut, de nous bénir tous, de nous accorder la
réussite et de nous protéger sous Sa miséricorde.

FERHAT HOUSSEM EDDINE

Résumé

La conception d'une machine électrique débute par une étude approfondie du cahier des charges, document fondamental qui définit les besoins du client en termes de performances, de contraintes techniques, économiques et environnementales. À partir de ces spécifications, l'ingénieur choisit le type de machine le plus adapté (asynchrone, synchrone, à aimants permanents, etc.) puis procède à un prédimensionnement basé sur des modèles analytiques pour estimer les grandeurs principales telles que le couple, la puissance ou encore les dimensions du stator et du rotor. Cette première étape est suivie d'une phase de modélisation numérique à l'aide de logiciels spécialisés (comme ANSYS Maxwell), permettant de simuler le comportement magnétique, thermique et parfois vibratoire de la machine. Les résultats obtenus servent ensuite à optimiser la conception en vue d'atteindre un compromis entre performance, fiabilité et coût. Enfin, un prototype peut être fabriqué pour valider expérimentalement les choix de conception et vérifier la conformité aux exigences du cahier des charges. Ce processus rigoureux assure le développement d'une machine performante, adaptée à son environnement et répondant aux normes en vigueur.

الخلاصة

تبدأ عملية تصميم آلة كهربائية بدراسة دقيقة لدفتر الشروط، الذي يُعد الوثيقة الأساسية التي تُحدد متطلبات الزبون من حيث الأداء، والقيود التقنية، والاعتبارات الاقتصادية والبيئية. انطلاقاً من هذه المواصفات، يختار المهندس نوع الآلة الأنسب (كآلة غير متزامنة، أو متزامنة، أو ذات مغناطيسات دائمة، وغيرها)، ثم يقوم بالحسابات الأولية لتقدير الأبعاد الرئيسية مثل العزم، والقدرة، وأبعاد الجزء الثابت والدوار، وذلك باستخدام نماذج تحليلية مبسطة. تلي هذه المرحلة عملية النمذجة العددية باستعمال برامج متخصصة مثل *ANSYS Maxwell*، حيث يتم تمثيل السلوك المغناطيسي والحراري، وأحياناً حتى الاهتزازي للآلة. تُستخدم نتائج

المحاكاة لتحسين التصميم وتحقيق توازن بين الأداء والتكلفة والموثوقية. وفي المرحلة الأخيرة، يمكن تصنيع نموذج أولي للتحقق تجريبيًا من صحة التصميم وضمان مطابقته لمتطلبات دفتر الشروط. تُعد هذه المنهجية الصارمة ضرورية لضمان تطوير آلة كهربائية فعالة ومناسبة لظروف التشغيل، مع الالتزام بالمعايير التقنية المعتمدة.

Abstract

The design process of an electrical machine begins with a thorough analysis of the specifications outlined in the **technical requirements document** (cahier des charges), which serves as the foundation for defining the client's expectations in terms of performance, technical constraints, economic considerations, and environmental factors. Based on these specifications, the engineer selects the most appropriate type of machine (such as asynchronous, synchronous, or permanent magnet machines), and proceeds with preliminary sizing using analytical models to estimate key parameters such as torque, power, and the dimensions of the stator and rotor. This is followed by numerical modeling using specialized software such as **ANSYS Maxwell**, allowing for simulation of the machine's magnetic, thermal, and sometimes vibrational behavior. The simulation results are used to optimize the design, ensuring a balance between performance, reliability, and cost. Finally, a prototype may be built to experimentally validate the design choices and verify compliance with the original specifications. This rigorous process ensures the development of an efficient and reliable electrical machine that meets operational requirements and adheres to relevant technical standards.

Table Des Matières

Table des matières

Chapitre I : Généralité sur le Moteur Synchrone	19
I.1 Introduction.....	7
I.2 Définition.	7
I.3 Principe de fonctionnement.	7
I.4 Constriction.	8
I.4.1- Le Stator (l'induit).....	8
I.4.2- Le Rotor (l'indicateur).....	9
I.4.3- Type d'excitation de rotor.....	10
I.5 La vitesse.....	11
I.6 Les matériaux utilisés dans le moteur synchrone.	12
I.6.1- Les matériaux ferromagnétiques.	12
I.6.2 Les matériaux conducteurs.	16
I.6.3 Les matériaux isolant.....	16
I.6.4 Les matériaux Aimant permanent.	16
I.7 Démarrage.	17
I.8 Couplage.....	17
I.8.1 Caractéristiques de couplage étoile.....	17
I.8.2 Caractéristiques de couplage triangle.	18
I.8.4 Règle pour simplifier	19
I.9 L'excitation du moteur synchrone.....	19
I.9.1 Cas d'une excitation normale.	19
I.9.2 Surexcitation (augmentation du courant d'excitation).	20
I.9.3 Sous-excitation (réduction du courant d'excitation).....	20
I.9.4 Les courbes de mordey (les courbes en V).	21
I.10 Détermination des paramètres du moteur synchrone.	21
I.10.1 Détermination des paramètres du diagramme de BE.....	21
I.10.2 Détermination des paramètres du diagramme de Potier.	22
I.11 Bilan de puissance et rendement	24
I.12 Les avantages et inconvénients	25
I.12.1 Les avantages.....	25
I.12.2 Quelques inconvénients à noter.	26

I.13 Conclusion.	26
chapitre II : Bobinage	8
II.1 Introduction.	24
II.2 Bobinage statorique.	24
II.2.4 Enroulements imbriqués à pas diamétral.	27
II.2.5 Enroulements ondulés à pas diamétral.	30
II.3 Introduction au rotor à aimants permanents.	32
II.3.1 Montage en surface.	33
II.3.2 Montage encastré ou enterré.....	33
II.3.3 Montage en V (ou en U).	34
II.3.4 Montage en concentration de flux.	34
II.4 Conclusion.....	35
Chapitre III : Les calculs	10
III.1 Introduction.	37
III.2 Les facteurs à considérer.....	37
III.3 Classification des types de problèmes de conception.	38
III.4 Les étapes à suivre pour la conception.	39
III.4.1 Expression du besoin et cahier des charges.....	39
III.4.3 Sélection des matériaux.....	40
III.4.4 Conception du bobinage.....	40
III.4.5 Étude thermique et mécanique	40
III.4.6 Prototypage et essais	40
III.5 Approches de dimensionnement des machines électriques.....	40
III.5.1 Approches numériques.....	41
III.5.2 Approches analytiques fondées sur le coefficient d'utilisation.	41
III.6 Contexte et périmètre de l'étude.	42
III.7 Application de la méthode analytique à la machine synchrone.....	42
III.8 Démarche de conception des machines tournantes	43
III.8.1 Dimensions principale D et L.....	43
III.8.2 La vitesse périphérique.	47
III.8.3 Les encoches.	47

III.8.4 Epaisseur de l'entrefer.	52
III.8.5 Les canaux de ventilation.	52
III.8.6 Facteur de foisonnement.	53
III.8.7 L'épaisseur de la culasse statorique et rotorique.....	53
III.8.8 Nombre de spires dans encoche.	54
III.8.9 Section de conducteur.	54
III.8.10 Résistance de l'enroulement statorique.....	55
III.8.11 Pertes cuivre dans l'enroulement statorique.	55
III.8.12 Le diamètre extérieur du stator.	55
III.8.14 L'épaisseur de l'aimant. [64].....	55
III.8.14 Diamètre de fil conducteur [65].....	55
III.8.15 diamètres de l'isolant de conducteur [66].	56
III.9 Cahier de charge.	57
III.10 sélections de Matériaux.	57
III.10.1 Dans le stator et rotor.....	57
III.10.2 L'aimant permanent de rotor.	58
III.10.3 L'arbre.....	58
III.10.4 Matériau utilise dans le conducteur.....	58
III.11- Valeur de A_c et B_{moy}	58
III.12 Les résultat de calcul.	59
III.12.1 Les encoches.	59
III.12.2 Les défient paramétré.....	59
III.12.3 Bobinage.....	60
III.13 Conclusion.	61
Chapitre IV :Simulation.....	37
IV.1 introduction.....	62
IV.2 Définition de logiciel ansys maxwell.	62
IV.2.2 Méthode analytique (circuit couplé).	62
IV.2.2 Méthode élément finie.	62
IV.3 La méthode des éléments finis (MEF)	63
IV.5 Les résultat préliminaire (résolution analytiquement).	64
IV.6 La division de moteur.....	67

IV.7 Condition aux limites.	67
IV.8 Le maillage.	67
IV.9 Résultat.....	68
IV.9.1 L'induction.	68
IV.9.2 Les ligne de flux.	70
IV.9.3 Le couple.	71
IV.9.3 La vitesse.	72
IV.9.4 Le courant.	74
IV.9.4 Le courant.	75
IV.9.5 Les FEM.....	76
IV.9.6 couples reluctant (dédetant est le couple créer par les aiment).....	77
IV.10 Etude de sensibilité de couple par variation des paramètres.	79
IV.10.1 Longueur active.	79

Liste Des Figures

Figure I.1 : Symbole machine synchrone triphée	7
Figure I.2 : Machine synchrone	8
Figure I.3 : stator d'une machine synchrone.....	9
Figure I. 4 : Stator d'une machine synchrone	9
Figure I.5 : Rotor de la machine synchrone.....	10
Figure I.6 : Rotor à pôle lisse.....	10
Figure I.7 : Rotor à pole saillant.....	11
Figure I.8 : Courbe cycle d'hystérésis	13
Figure I.9 : Courbe matériaux doux	14
Figure I.10 : Courbe Matériaux durs	15
Figure I.11 : Le feuilletage des tôles	16
Figure I.12 : Couplage triangle	18
Figure I.13 : Couplage étoile	18
Figure I.14 : courbe de morday	21
Figure I.15 essai en court-circuit et à vide	21
Figure I.16 Courbe du diagramme de BE.....	22
Figure I.17 : du diagramme de Potier.....	23
Figure I.18 : Bilant de puissance	24
Figure I.19 : bobinage série	24
Figure 20 : Bobinage parallèle	25
Figure 21 : nombre de bibine par groupe	25
Figure II.22 : Défrent type de bobinage.....	27
Figure II.23 : Bobinage imbriqué	29
Figure II.24 : bobinage pas raccourci.....	30
Figure II.25 : Bobinage ondulé	31
Figure II.26 : bobinage de l'exemple	32
Figure II.27 : aiment surfacique	33
Figure II.28 : Aiment entereé et encastré	34

Figure II.29 : en V	34
Figure II.30 : Concentration de flux	35
Figure III.31 : Les problèmes de conception.....	38
Figure III.32 : Montre D et L	45
Figure III.33 : Coefficient d'utilisation en fonction de pas polaire.....	47
Figure III.34 : Lamda en fonction nombre paire de poles.....	47
Figure III.35 : Encoche fermée	48
Figure III.36 : encoche semi-overté.....	50
Figure III.37 : encoche overté	51
Figure III.38 : encoche	52
Figure III.39 : Entrefer.....	52
Figure III.40 : Canaux de refroidissement	53
Figure III.41 : Montre hc	54
Figure III.42 : Courbe d'aimantation de matériau ferromagnétique	57
Figure III.43 : Courbe d'aimentation de l'aiment.....	58
Figure III.44 : Les dimensions de l'encoches	59
Figure III.46 : Bobinage de notre moteur 2.....	61
Figure III.45 : Bobinage de notre moteur	61
Figure IV.47 : Maillage.....	67
Figure IV.48 : L'induction.....	68
Figure IV.49 : Ligne de flux	70
Figure IV.50 : Couple	71
Figure IV.51 : Vitesse	73
Figure IV.52 : Courant.....	74
Figure IV.53 : Tension	75
Figure IV.54 : Force électro-motrice	76
Figure IV.55 : Couple réluctant	77
Figure IV.56 : couple en variation de L	79
Figure IV.57 : variation de couple de defirent valeur de tension	80
Figure IV.58 : Le moteur entier	81

List de notion

D : diamètre intérieur de stator

L : longueur active du moteur

f : fréquence

p : nombre paire de pôles

q :

Y ; pas d'enroulement

Z : nombre de conducteur active

I : courant

P_u : puissance active

C_0 : coefficient d'utilisation

n_s : Vitesse de synchronisme

K_f : facteur de bobinage

K_w

B_{moy} : l'induction Moyenne da l'entrefer

A_c : la charge lineaque.

S : nombre d'encoches

T_{ph} : nombre de spire par phase

A_s : Section d'un fil conducteur

R_s : résistance d'enroulement statorique

D_{es} : diamètre extérieur de stator

D_{er} : diamètre extérieur de rotor

δ : l' entrefer.

τ_p : pas polaire.

Φ : flux par pôle

α :

η : rendement

Introduction Générale

Dans un contexte mondial de transition énergétique, la demande croissante de systèmes électromécaniques performants, efficaces et respectueux de l'environnement a stimulé l'évolution des machines électriques, notamment les moteurs synchrones à aimants permanents. Ces moteurs, en raison de leurs avantages multiples – rendement élevé, compacité, couple important à basse vitesse, et faible entretien – se positionnent aujourd'hui comme une solution privilégiée dans de nombreuses applications industrielles, automobiles et aéronautiques, mémoire s'inscrit dans cette dynamique de développement technologique et a pour objectif la conception d'un moteur synchrone triphasé à aimant permanent. Il s'agit d'une démarche pluridisciplinaire, faisant appel à des connaissances en électromagnétisme, en conversion d'énergie, en mécanique, et en techniques de bobinage, afin d'aborder de manière structurée cette problématique, notre travail s'articule autour de trois chapitres complémentaires

- Le premier chapitre est consacré aux généralités sur le moteur synchrone. Il permet de présenter les principes fondamentaux de fonctionnement de cette machine, ses différentes configurations, ainsi que les éléments constitutifs qui influencent ses performances.
- Le deuxième chapitre traite des notions essentielles liées au bobinage et à l'excitation. Il y est question des types de bobinages utilisés dans les moteurs triphasés, des méthodes d'excitation – en particulier l'utilisation des aimants permanents – et de l'impact de ces choix sur le champ magnétique produit ainsi que sur la performance globale du moteur.
- Enfin, le troisième chapitre est dédié au calcul. Il présente les différentes étapes de dimensionnement du moteur : calcul du champ magnétique, du couple, des pertes, du rendement et d'autres paramètres électriques et mécaniques indispensables à la conception complète de la machine.

À travers ce travail, nous avons cherché à élaborer une méthode rigoureuse et cohérente pour concevoir un moteur synchrone performant, tout en tenant compte des contraintes technologiques et des besoins spécifiques des applications modernes.

Chapitre I :
Généralité sur le Moteur
Synchrone

I.1 Introduction.

La conception assistée par ordinateur (CAO) joue un rôle fondamental dans le développement des systèmes électromécaniques modernes, notamment dans l'optimisation des machines électriques. Parmi celles-ci, la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) se distingue par ses performances élevées, son rendement énergétique et sa compacité, ce qui en fait un choix privilégié pour de nombreuses applications industrielles, automobiles (véhicules électriques) et énergétiques (éoliennes).

Ce premier chapitre a pour objectif de présenter les concepts de base de la MSAP, en abordant son principe de fonctionnement, sa structure et ses avantages par rapport aux autres types de machines synchrones. Nous examinerons également les différents types d'aimants permanents utilisés, et leur impact sur les performances de la machine. Enfin, nous introduirons les défis liés à la modélisation et à la conception de ces machines, qui justifient le recours à des outils de simulation et de conception assistée par ordinateur.

Cette étude préliminaire permettra de poser les bases nécessaires pour les analyses plus approfondies dans les chapitres suivants, où seront abordées les méthodologies de conception optimisée à l'aide de logiciel spécialisé.

I.2 Définition.

Le moteur synchrone convertit l'énergie électrique en énergie mécanique, l'interaction entre le champ magnétique du stator et celui du rotor génère un couple, qui entraîne la rotation du rotor et permet ainsi le transfert de l'énergie électrique vers une énergie mécanique [1].

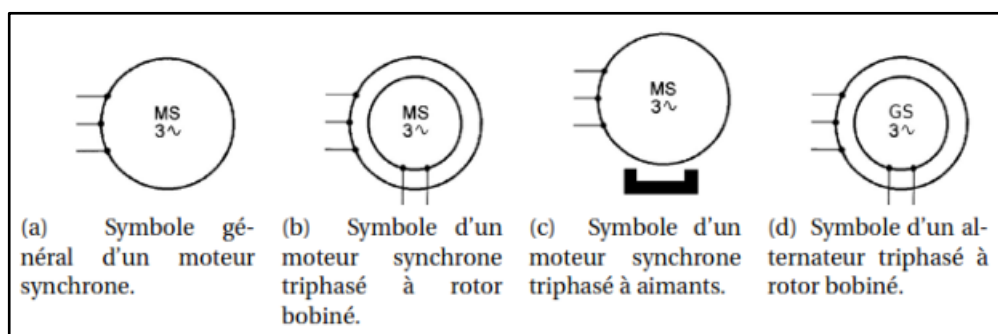


Figure I.1 : Symbole machine synchrone triphasée

I.3 Principe de fonctionnement.

Lorsqu'on excite le rotor, un champ magnétique fixe s'établit, puis, si on alimente le bobinage statorique par des courants triphasés de pulsation ω_s , un champ tournant à

la vitesse de synchronisme ($\Omega_s = \omega_s/p$) se produit dans l'entrefer. Les pôles magnétiques du champ tournant s'accrochent avec les pôles magnétiques rotoriques et l'ensemble tourne à la même vitesse de synchronisme [2].

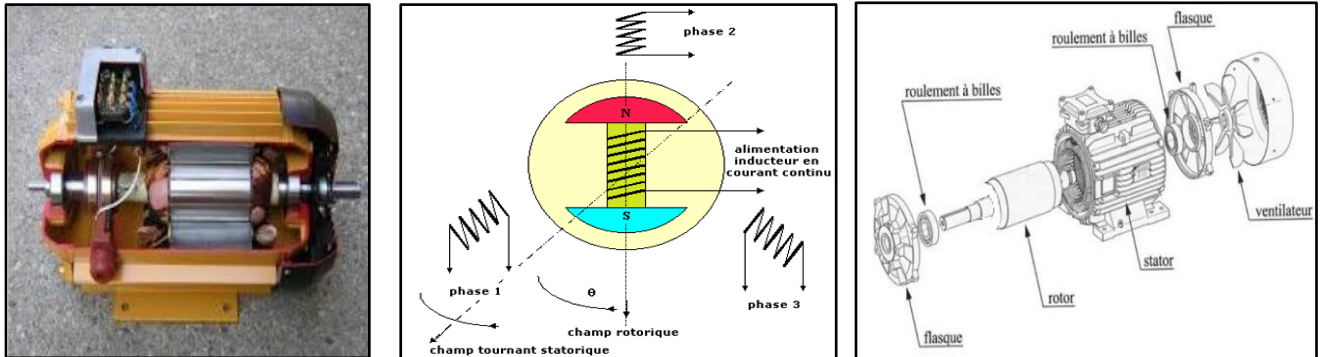


Figure I.2 : Machine synchrone

I.4 Constriction.

Le moteur synchrone il devisé par deux grandes parties :

Le premier est la partie fix il appelé :

- **Stator**

Le deuxième est la partie mobile il appelé :

- **Rotor**

I.4.1- Le Stator (l'induit).

Comprend un circuit magnétique constitué par un empilage de tôles en forme de couronne, isolées les unes des autres pour limiter les courants de Foucault. L'ensemble des couronnes avec leur isolation est fortement serré, il constitue le circuit magnétique du stator. Dans sa partie intérieure, le circuit magnétique comporte des encoches uniformément réparties dans lesquelles vient se loger le bobinage statorique triphasé, Ce bobinage comprend trois enroulements décalés géométriquement l'une par rapport à l'autre de 120° et alimentée par system triphasé décalée 120° dans le temps [2].

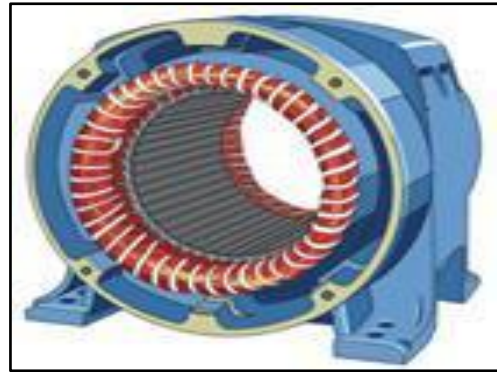
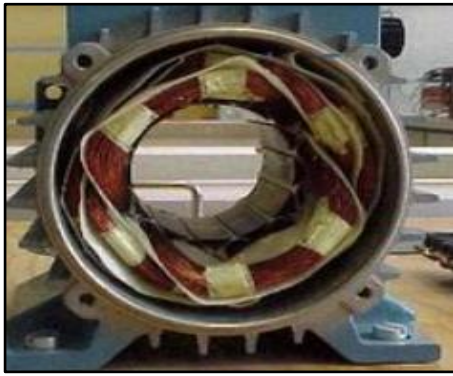


Figure I.3 : stator d'une machine synchrone

I.4.2- Le Rotor (l'indicateur).

C'est la partie tournante à l'intérieur du stator. Il représente l'inducteur puisqu'il comporte un enroulement qui doit être excité par un courant continu pour générer un champ magnétique constant. Avec la rotation du rotor, le champ rotorique constant devient un champ tournant, ce qui engendre des forces électromotrices dans les enroulements statoriques [2].

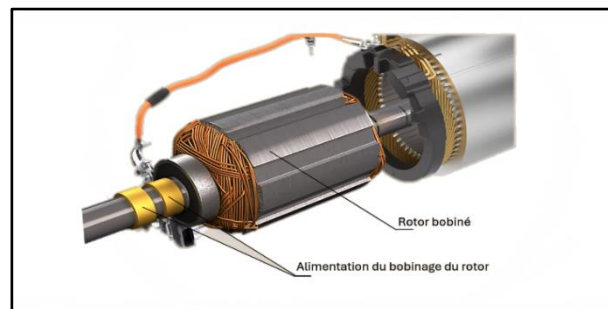


Figure I. 4 : Stator d'une machine synchrone

Il existe deux types d'excitation rotors :

- Rotor à aimants permanents.
- Rotor à électroaimant (bobiné).

I.4.2.1- Le rotor à aimants permanents.

Le rotor d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) est la partie tournante qui intègre directement les aimants permanents nécessaires à l'excitation magnétique, sans bobinage d'excitation ni collecteur [3].

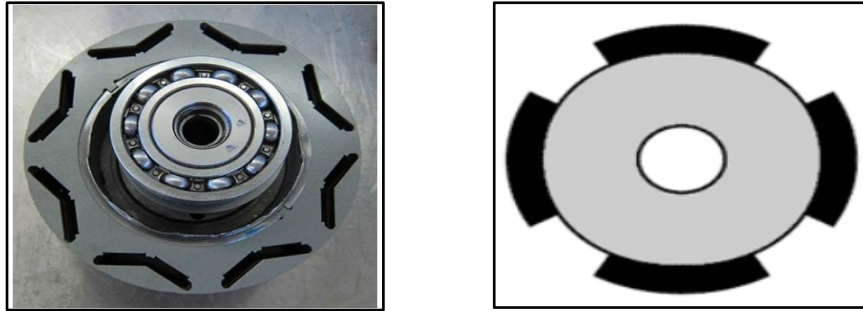


Figure I.5 : Rotor de la machine synchrone

I.4.2.2- Le rotor à électroaimant.

Dans ce mode on utilise bobine alimentée par courant continu physiquement est égale aimant permanent on peut appeler rotor à bagues car il contient les bagues qui permettent d'alimenter le bobinage de rotor [4].

I.4.3- Type d'excitation de rotor.

Il existe deux modes pour créer le champ fixe dans le rotor :

- Rotor à pôles lisses.
- Rotor à pôles saillants.

I.4.3.1- Rotor à pôles lisses.

Dans ce type de machines, l'entrefer est constant. Le rotor est de faible diamètre par rapport à sa longueur. Il est utilisé pour les fonctionnements à vitesse élevée (3000 tr/min) par exemple, dans les turbo-alternateurs des centrales thermiques. Dans ce type de rotor, le nombre de pôles est 2 ou 4.



Figure I.6 : Rotor à pôle lisse

I.4.3.2- Rotor à pôles saillants.

Il est caractérisé par un grand diamètre par rapport à sa longueur. Il est utilisé pour les applications de faibles vitesses comme dans les turbines hydrauliques. Généralement, il comporte un grand nombre de pôles jusqu'à 60 pôles qui correspond à une vitesse de 100 [tr/min] [2].

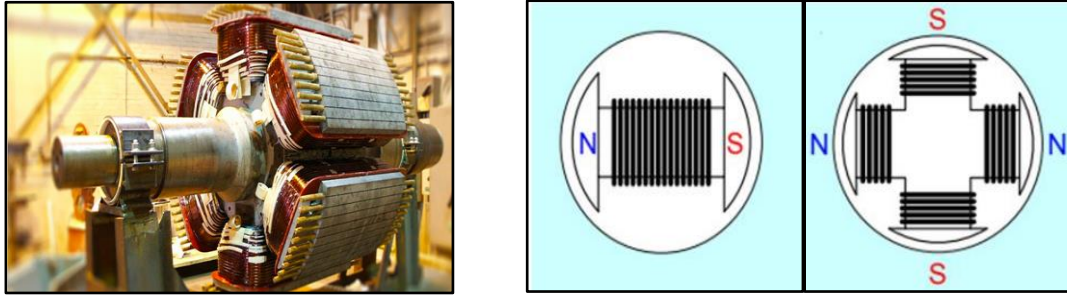


Figure I.7 : Rotor à pole saillant

I.5 La vitesse.

Dans le moteur synchrone triphasé on a la relation de vitesse :

$$N_s = \frac{60f}{p} \quad (I.1)$$

La fréquence utilisée dans la plupart du monde est de 50 Hz et 60 Hz, On peut simplifier la vitesse dans ce tableau.

Nombres pairs de pôles (p)	Vitesse (tr/min) 60 Hz	Vitesse (tr/min) 50 Hz
1	3000	3600
2	1500	1800
3	1000	1200
4	750	900
5	600	720
6	500	600
7	428.6	514.3
8	375	450
10	300	360
12	250	300
16	187.5	225
20	150	180
24	125	150

32	93.8	112.5
40	75	90

I.6 Les matériaux utilisés dans le moteur synchrone.

I.6.1- Les matériaux ferromagnétiques.

Les noyaux de stator et rotor de machines électriques doivent être construites avec des matériaux **ferromagnétiques** comme fer nickel cobalt principalement pour les raisons suivantes [5] :

1. Haute perméabilité magnétique.

Les matériaux ferromagnétiques (comme le fer, l'acier, et les alliages à base de fer) ont une très haute perméabilité, ce qui permet de canaliser et de concentrer le flux magnétique dans le circuit magnétique de la machine. Cela améliore le rendement et réduit les pertes magnétiques.

2. Réduction de la réluctance.

La **réluctance** (résistance au passage du flux magnétique) est beaucoup plus faible dans les matériaux ferromagnétiques que dans l'air. Cela permet d'obtenir un circuit magnétique efficace avec un champ magnétique intense pour une excitation moindre [5].

3. Augmentation de l'induction magnétique.

Grâce à ces matériaux, on peut atteindre des niveaux élevés d'induction magnétique, ce qui augmente la densité de puissance de la machine et réduit sa taille pour une même performance [5].

4. Réduction des pertes par hystérésis.

Le feuilletage aide également à réduire les pertes par hystérésis, qui sont des pertes d'énergie liées aux inversions de magnétisation du matériau sous l'effet du champ magnétique alternatif.

5. Amélioration de l'efficacité et réduction de l'échauffement.

- Moins de pertes, moins de chaleur produite
- Une meilleure dissipation thermique permet d'éviter la surchauffe des machines
- Une augmentation du rendement global de la machine

- **En résumé :**

Sans matériaux ferromagnétiques, les machines électriques seraient beaucoup moins efficaces, plus grandes et plus énergivores. C'est pourquoi ces matériaux sont essentiels dans la conception des moteurs et des générateurs électriques, le feuilletage du noyau est une solution essentielle pour réduire les pertes énergétiques et améliorer l'efficacité des machines électriques. Sans cela, les machines seraient moins performantes, plus chaudes et plus énergivores.

I.6.1.1- Cycle d'hystérésis.

Lorsque l'intensité du champ H diminue pour atteindre une valeur nulle, les domaines magnétiques ont tendance à réapparaître (courbe AB), toutefois, puisque le déplacement des parois de Bloch n'est pas instantané à cause de l'anisotropie magnétique, une induction non nulle B_r , se manifeste dans le matériau (point B). Cette valeur est appelée induction rémanente, Il faut en fait appliquer un champ magnétique de sens opposé à celui du champ de première aimantation pour que l'induction soit nulle (courbe BC). La valeur H_c du champ qui engendre cette induction nulle correspond au champ coercitif. (Point C). Lorsque l'intensité du champ H croît, l'induction atteint de nouveau la valeur maximale B_s . (Courbe CD). Enfin, lorsqu'on change le sens du champ et qu'on fait varier son intensité on obtient la courbe DEFA (figure), L'aire du cycle d'hystérésis représente l'énergie dépensée, par unité de volume du matériau, pour réorienter les moments magnétiques des domaines et déplacer les parois de Bloch, au cours d'un cycle complet de variation de champ magnétique extérieur. Cette énergie se dissipe sous forme de chaleur [6].

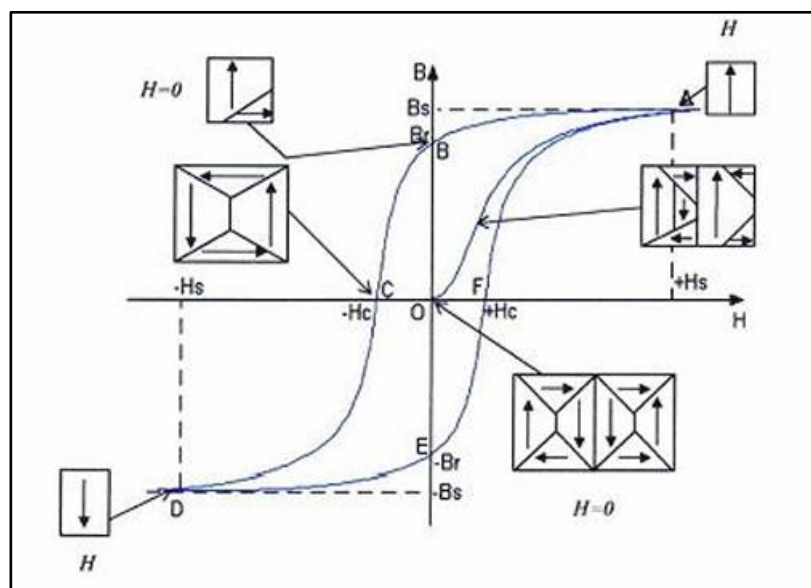


Figure I.8 : Courbe cycle d'hystérésis

I.6.1.2 types de matériaux.

Il existe deux types des matériaux ferromagnétiques :

I.6.1.2.1 Matériaux doux.

Les matériaux doux sont des matériaux qui possèdent une aimantation rémanente facile à annuler (H_C est petit). A l'opposé des matériaux durs, un matériau doux présente un cycle d'hystérésis très petit voire inexistant ($1 \cdot 10^{-2} \text{ A/m} < H_C < 100 \text{ A/m}$). C'est la base des machines tournantes ou de tout système magnétique voyant une induction alternative (μ_r dans la zone linéaire : 50 à 104), Ces matériaux sont caractérisés par :

- Une induction à saturation B_s élevée.
- Un faible champ coercitif $< 1000 \text{ A/m}$.
- Une très haute perméabilité.
- Une surface du cycle d'hystérésis très étroite. Les matériaux magnétiques doux sont utilisés dans la construction des noyaux (ou circuits magnétiques) des transformateurs, des moteurs et des générateurs. En industrie, les matériaux doux utilisés sont : le Fer Silicium, le Fer-Nickel, les alliages Fer Cobalt doux [7].

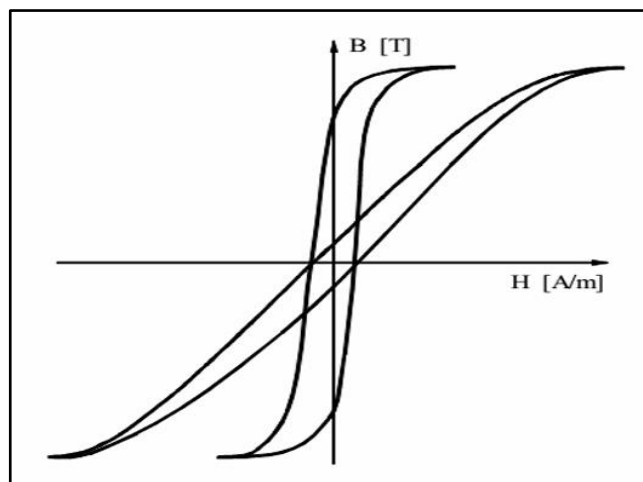


Figure I.9 : Courbe matériaux doux

I.6.1.2.2 Matériaux durs.

Les matériaux durs sont des matériaux qui présentent une forte aimantation rémanente et difficile à annuler (H_C est grand). Ils sont utilisés pour faire des aimants permanents (ex : acier). Ce sont des matériaux qui présentent un cycle d'hystérésis très large ($10^4 \text{ A/m} < H_C < 10^6 \text{ A/m}$). Ils sont utilisés en général comme aimant. On les utilise dans le 2ème quadrant ($B > 0$ et

$H < 0$) H_C devient alors le champ démagnétisant à ne pas dépasser, Ces matériaux sont caractérisés par [7] :

- Une induction rémanente B_r très importante.
- Un champ coercitif très important
- Un champ coercitif très important $H \geq 104 \text{ A/m}$. $H \geq 104 \text{ A/m}$.
- Une large surface du cycle d'hystérésis. Ils sont utilisés dans la construction des aimants permanents, parmi les matériaux durs les plus usuels on trouve : Les aimants alnicos, les aimants ferrites, les aimants terres rares (Sm Co_5 , $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$, Nd Fe B).

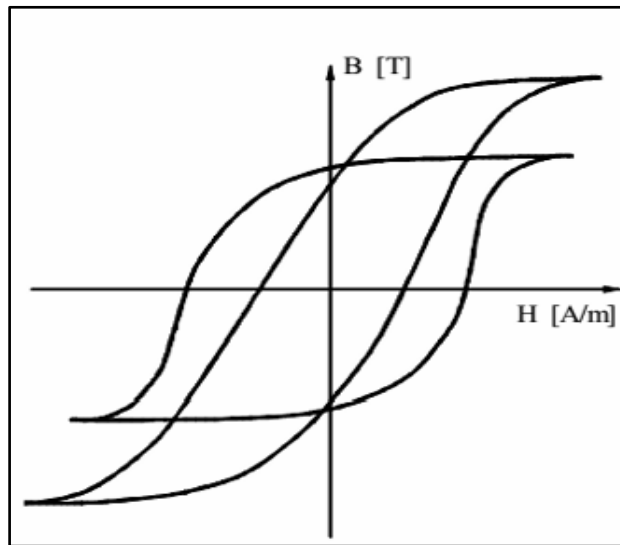


Figure I.10 : Courbe Matériaux durs

I.6.1.3 Le feuilletage des tôles.

Lorsqu'un champ magnétique variable traverse un matériau conducteur (comme un noyau en fer), il induit des courants électriques parasites appelés courants de Foucault. Ces courants circulent dans le noyau et génèrent des pertes énergétiques sous forme de chaleur, ce qui diminue le rendement de la machine, le noyau est constitué de feuilles minces (tôles laminées) isolées électriquement entre elles (par un vernis ou un oxyde). Cela limite la circulation des

courants de Foucault, car chaque feuille agit comme une barrière, réduisant la surface disponible pour leur circulation [8].

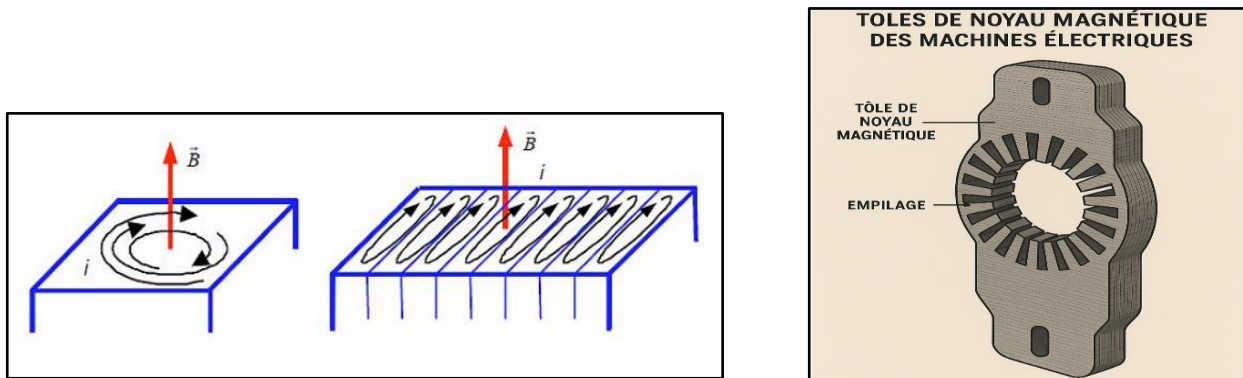


Figure I.11 : Le feuilletage des tôles

I.6.1.4 Choix d'épaisseur des tôles.

L'épaisseur des tôles dépend de la fréquence du champ magnétique :

- 50-60 Hz (réseau électrique classique) Tôles de 0,35 mm à 0,5 mm
- Applications à haute fréquence (ex. transformateurs haute fréquence, machines spéciales) Tôles plus fines, parfois < 0,2 mm [9].

I.6.2 Les matériaux conducteurs.

Les matériaux conducteurs dans les machines électriques sont principalement des métaux dont les électrons de valence se déplacent facilement, assurant le transport du courant électrique avec de faibles pertes.[10]

I.6.3 Les matériaux isolant.

Un matériau isolant électrique est un matériau dont la conductivité est pratiquement nulle et dont la rigidité diélectrique est très élevée, de sorte qu'il empêche le passage du courant et résiste à de fortes différences de potentiel. Il est employé pour séparer, protéger et soutenir les conducteurs, garantissant ainsi la sécurité, la fiabilité et la longévité des équipements électriques [11].

I.6.4 Les matériaux Aimant permanent.

Un aimant permanent est un matériau qui conserve son magnétisme (propriété de générer un champ magnétique) de manière durable, sans nécessiter d'apport d'énergie extérieure.

Contrairement aux électroaimants (qui ne sont magnétiques que lorsqu'un courant électrique les traverse), les aimants permanents restent magnétisés une fois qu'ils ont été aimantés [12].

I.7 Démarrage.

Le moteur synchrone a nul couple de démarrage pour éviter ce problème on a trois méthodes de démarrage.

- Emploi d'un moteur auxiliaire accouplé au moteur synchrone pour amener le rotor à une vitesse proche de synchronisme.
- On démarre le moteur synchrone en mode asynchrone. Le moteur est alimenté directement du réseau avec l'inducteur en court-circuit. Dans ce cas, le moteur synchrone se comporte comme un moteur asynchrone et il tourne grâce aux courants induits dans l'inducteur. Une fois le rotor atteint une vitesse proche du synchronisme, on ouvre le court-circuit de l'inducteur et on envoi le courant d'excitation, le moteur s'accroche.
- On utilise un variateur de fréquence pour alimenter le moteur avec une fréquence faible ce qui produit un champ tournant de faible vitesse permettant l'accrochage et puis, on augmente la fréquence jusqu'à 50 Hz [13].

I.8 Couplage.

Le moteur synchrone triphasé peut coupler par deux couples :

- **Étoile**
- **Triangle**

I.8.1 Caractéristiques de couplage étoile.

Chaque enroulement du stator est connecté entre une phase et le point neutre.

La tension appliquée à chaque enroulement est réduite comme l'équation (I,1).

$$(V_{\text{phase}} = \frac{V_{\text{ligne}}}{\sqrt{3}}) \quad (\text{I,1})$$

Utilisé pour les moteurs à haute tension afin de limiter le courant de démarrage.

$$(I_{\text{ligne}} = I_{\text{phase}})$$

(I,2)

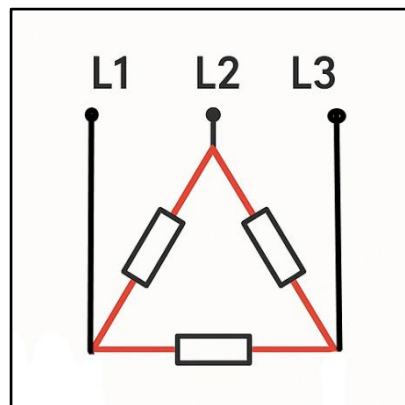


Figure I.12 : Couplage triangle

I.8.2 Caractéristiques de couplage triangle.

Chaque enroulement est connecté entre deux phases.

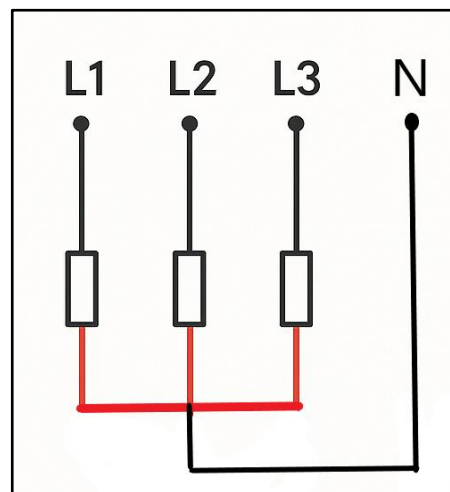


Figure I.13 : Couplage étoile

La tension appliquée aux enroulements est égale à la tension de ligne

$$(V_{\text{ph}} = V_{\text{ligne}})$$

(I,3)

Fournit un couple plus élevé, mais le courant de ligne est plus important

$$(I_{\text{ligne}} = \sqrt{3} I_{\text{phase}}).$$

(I,3)

I.8.3 Example

Indiquer dans le tableau ci-dessous le couplage des enroulements du moteur si cela est possible

Tensions du moteur affichées sur la plaque signalétique (Toujours entre lignes)		Tensions du réseau d'alimentation (Toujours entre lignes)		
Triangle	Étoile	220 V	380 V	660 V
127 V	220 V	Étoile	Φ	Φ
220 V	380 V	Triangle	Étoile	Φ
380 V	660 V	Φ	Triangle	Étoile

I.8.4 Règle pour simplifier.

- Si la tension composée du réseau = tension triangle du moteur
 - Le moteur doit être couplé en triangle.
- Si la tension composée du réseau = tension étoile du moteur
 - Le moteur doit être couplé en étoile.
- Si la tension composée du réseau > tension étoile du moteur
 - Aucun couplage n'est possible car le moteur risquera une surtension.
- Si la tension composée du réseau < tension triangle du moteur
 - Aucun couplage n'est possible car le moteur risquera une sous-tension.

I.9 L'excitation du moteur synchrone.

Lorsque vous excitez ou surexcitez un moteur synchrone, vous modifiez le courant d'excitation (courant continu injecté dans l'enroulement du rotor). Cela a un impact direct sur le facteur de puissance, le couple, et les échanges d'énergie réactive avec le réseau. Voici les effets détaillés :

I.9.1 Cas d'une excitation normale.

- Le courant d'excitation est ajusté pour que la tension statorique (du réseau) et la force électromotrice (f.é.m.) du rotor soient en phase.

- Facteur de puissance ≈ 1 (unité) : Le moteur consomme uniquement de la puissance active (pas d'échange de puissance réactive).
- Courant statorique minimal : Optimisation des pertes Joule.

I.9.2 Surexcitation (augmentation du courant d'excitation).

- Le champ magnétique du rotor est renforcé (f.é.m. interne $E_o >$ tension réseau V).
- Le moteur fournit de la puissance réactive (Q) au réseau (comme un condensateur).
- Facteur de puissance devient *capacitif* : Le courant statorique est en avance sur la tension.
- Augmentation du couple synchronisant : Le moteur est plus stable face aux variations de charge [14].

Risques :

- Échauffement du rotor (dû au courant d'excitation élevé).
- Surtensions si le réseau est faible ou mal régulé.

I.9.3 Sous-excitation (réduction du courant d'excitation).

- Le champ magnétique du rotor est affaibli (f.é.m. interne $E_o <$ tension réseau V).
- Le moteur absorbe de la puissance réactive (Q) du réseau (comme une inductance).
- Facteur de puissance devient inductif : Le courant statorique est en retard sur la tension.
- Diminution du couple synchronisant : Risque de décrochage (perte de synchronisme) si la charge mécanique est trop élevée [2].

Risques :

- Instabilité du réseau (baisse de tension).
- Endommagement du moteur en cas de décrochage.

I.9.3.2 Applications pratiques de la surexcitation.

- Correction du facteur de puissance : Les moteurs synchrones surexcités sont utilisés pour compenser les charges inductives (moteurs asynchrones, transformateurs) sur un réseau.
- Stabilisation de tension : En fournissant de la puissance réactive, ils aident à maintenir la tension du réseau.
- Applications industrielles (fours à arc, compresseurs)
- Centrales hydroélectriques pour injecter la puissance réactive [2].

I.9.4 Les courbes de mordey (les courbes en V).

Les courbes représentant la variation du courant d'alimentation (I) en fonction du courant d'excitation (J) ont l'allure de « V » et ont été étudiées par Mordey [14].

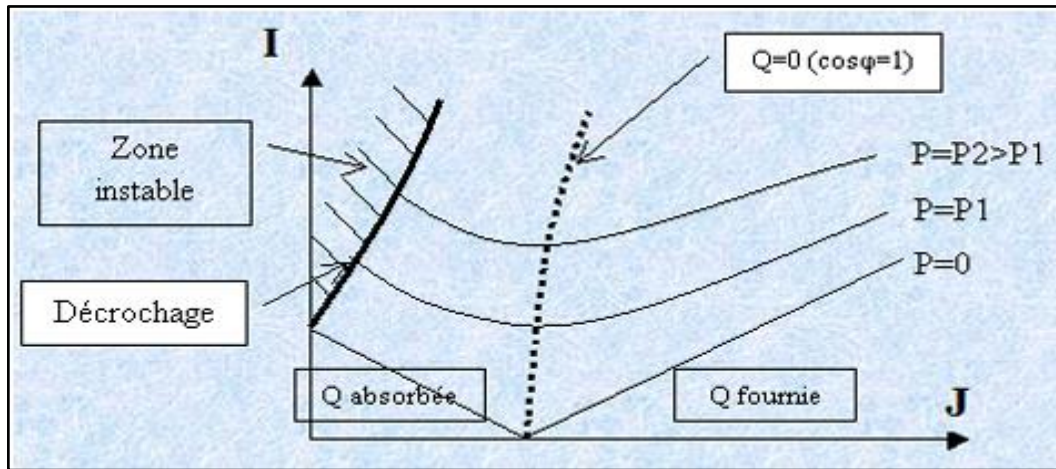


Figure I.14 : courbe de morday

I.10 Détermination des paramètres du moteur synchrone.

I.10.1 Détermination des paramètres du diagramme de BE.

Les paramètres du diagramme de BE sont la résistance d'une phase statorique (r_s) et la réactance synchrone (X_s). La résistance peut être mesurée directement, par contre, la détermination de X_s nécessite deux essais à la vitesse nominale : à vide et en court-circuit [2].

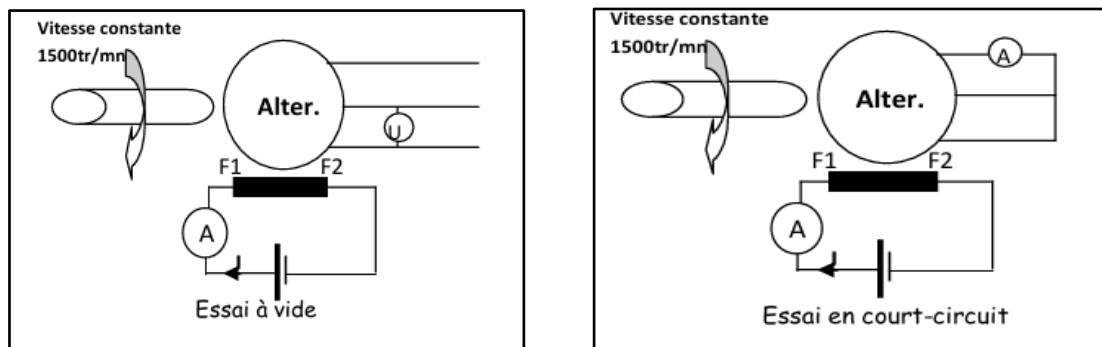


Figure I.15 essai en court-circuit et à vide

On trace les courbes des deux essais dans le même graphe. Lors de l'essai en court-circuit, on a : $V = 0$, par conséquent, l'équation de Behn-Eschenburg peut être écrite sous la forme suivante :

$$E_{jcc} = r_s I_{cc} + jX_s I_{cc} = Z_s I_{cc} \quad (I.4)$$

$$Z_s = \frac{E_{jcc}}{I_{cc}} = \frac{MP}{MN} \quad (I.5)$$

$$X_s = \sqrt{Z_s^2 - r_s^2} \approx Z_s \quad (I.6)$$

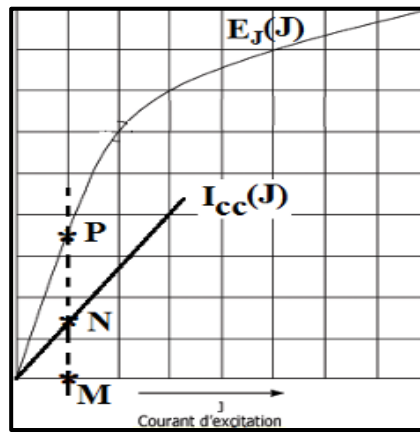


Figure I.16 Courbe du diagramme de BE

Pour faciliter l'étude des machines synchrones, il est courant de négliger la résistance statorique. Par ailleurs, le choix du point de fonctionnement M est crucial : il doit être sélectionné de manière à placer le point P dans la zone linéaire de la caractéristique à vide, garantissant ainsi une analyse plus stable et prévisible. Dans cette zone linéaire, la réactance synchrone peut être considérée comme constante, simplifiant ainsi les calculs théoriques. Cependant, dès que la saturation magnétique intervient, cette réactance cesse d'être constante et diminue avec l'augmentation du courant d'excitation. Enfin, pour assurer la cohérence des mesures, il est essentiel de choisir les valeurs de E_{jcc} (force électromotrice en court-circuit) et I_{cc} (courant de court-circuit) correspondant à la même valeur de courant d'excitation. Ces considérations sont fondamentales pour une modélisation précise et une exploitation optimale de la machine synchrone [15].

I.10.2 Détermination des paramètres du diagramme de Potier.

Les paramètres de diagramme de Potier sont : r_s , α et λ . La résistance r_s d'une phase est mesurée directement. Par contre, α et λ doivent être déterminés géométriquement en utilisant trois essais :

- Essai à vide $E_j(J)$;
- Essai en court-circuit $I_{cc}(J)$;
- Essai avec une charge purement inductive (essai en déwatté). On mesure : V_d , I_d et J_d .

Pour déterminer α et λ , on suit les étapes suivantes :

- On trace les deux caractéristiques $E_j(J)$ et $I_{cc}(J)$ dans le même système d'axe.
- On pointe M (J_d , V_d).
- Une projection du courant I_d sur la caractéristique $I_{cc}(J)$ donne le point M'.
- On trace le segment MN parallèle et égale à OM'.
- On trace une droite passant par le point N et parallèle à la partie linéaire de la caractéristique à vide. Cette droite coupe la caractéristique à vide au point T.
- La projection du T sur le segment MN donne le point S.
- On obtient : $MS = \alpha \cdot I_d$ et $ST = \lambda \cdot I_d$

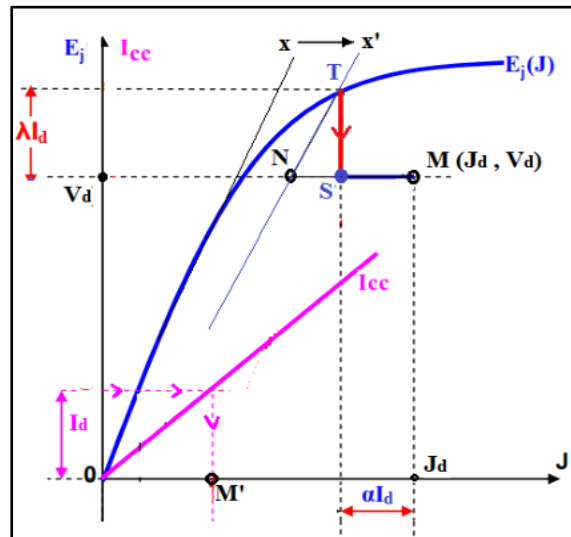


Figure I.17 : du diagramme de Potier

$$\alpha = \frac{MS}{Id} \quad , \quad \lambda = \frac{ST}{Id} \quad (I.7)$$

Remarque : λ est en Ω , α sans unité

I.11 Bilan de puissance et rendement

- **Puissance électrique absorbée (P_a)** : puissance électrique consommée par l'inducteur.

$$P_a = 3 \cdot V \cdot I \cdot \cos(\varphi) \quad (I.8)$$

- **Puissance électromagnétique (P_e)** : puissance transite ou la puissance dans l'entrefer.

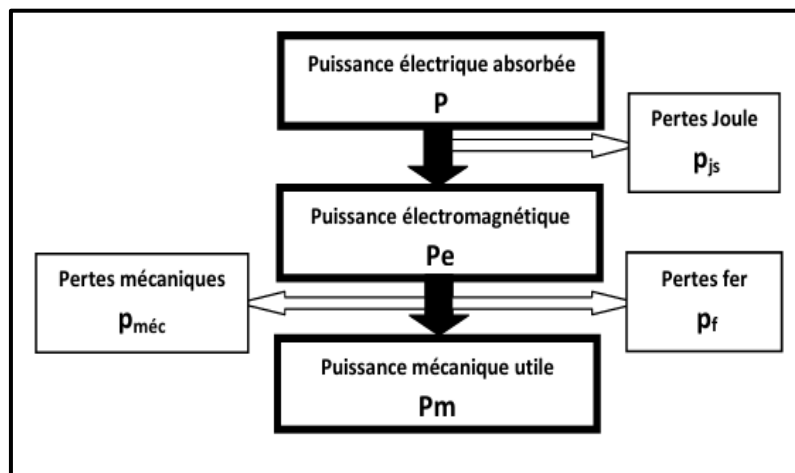


Figure I.18 : Bilan de puissance

$$P_{ele} = \frac{3EV}{X_s} \sin(\delta) \quad (I.9)$$

- **Puissance mécanique utile** : puissance mécanique fournie à la charge mécanique.
- **P_{js} les pertes joule statorique** : les pertes d'échauffement de cuivre dans le stator.

$$P_{js} = R \cdot I \quad (I.10)$$

- **P_f : pertes fer** : c'est les pertes par courant de faucout et hystérisise.
- **$P_{méc}$: pertes mécaniques** : c'est les pertes par le frottement.
- **P_c : pertes collectives ou pertes constant**

$$P_c = p_f + p_{méc} \quad (I.11)$$

- **Rendement :**

$$\frac{P_u}{P_a} \quad (I.12)$$

I.12 Les avantages et inconvénients

I.12.1 Les avantages.

❖ Haute efficacité énergétique

Le moteur synchrone, notamment avec aimants permanents, présente un rendement très élevé, souvent supérieur à 90 %, L'absence de courants induits dans le rotor, donc peu de pertes Joule, Des pertes magnétiques (fer) réduites grâce à un design optimisé, Conséquence réduction de la consommation électrique et économie d'énergie à long terme.[22] [2]

❖ Vitesse constante (sans glissement)

- Le moteur tourne exactement à la vitesse de synchronisme : [1.19]
- Contrairement au moteur asynchrone, la vitesse reste constante quel que soit le couple appliqué, tant que la synchronisation est maintenue ; Idéal pour :
 - Ascenseurs
 - Machines-outils
 - Systèmes d'automatisation de précision

❖ Correction du facteur de puissance

- Le courant d'excitation peut être ajusté pour :
 - Un facteur de puissance unitaire ($\cos \varphi \approx 1$) aucune puissance réactive.[14]
 - Surexcitation moteur fournit de la puissance réactive (comme un condensateur).
 - Sous-excitation moteur absorbe de la puissance réactive (comme une bobine).

Cela permet au moteur synchrone d'améliorer la qualité du réseau électrique et de réduire les coûts liés à la réactive.[36]

❖ Contrôle précis du couple

Grâce à la technologie d'aimants permanents et aux variateurs de fréquence, le PMSM fournit : [27]

- Un couple stable même à basse vitesse
- Un excellent comportement dynamique
- Avec des techniques comme vectoriel on peut contrôler finement :
 - Le couple
 - La vitesse
 - Le flux

❖ Faible maintenance

Les moteurs à aimants permanents sont sans balais : [23.12] et pas de bagues collectrices ni de balais à entretenir et pas de bobinage rotorique à alimenter résultat :

- Moins de pannes mécaniques
- Moins d'entretien préventif
- Meilleure fiabilité

❖ **Compacité et densité de puissance élevée**

- L'utilisation d'aimants puissants (comme le néodyme-fer-bore) permet : [3]
- Des moteurs plus petits et plus légers
- Une puissance élevée dans un volume réduit
- Parfait pour :
 - Véhicules électriques
 - Applications mobiles
 - Robots industriels

❖ **Fonctionnement silencieux et stable**

- Le champ magnétique est stable et sans variations brusques → moins de vibrations et de bruit. [37.38]
- Cela rend le moteur idéal pour :
 - Appareils médicaux
 - Salles blanches
 - Laboratoires

❖ **Bonne gestion thermique**

- Faibles pertes internes chauffe réduite [6.11]
- Meilleure dissipation thermique longévité accrue des composants
- Moins de besoin en systèmes de refroidissement complexes.

I.12.2 Quelques inconvénients à noter.

- Coût initial élevé (aimants et variateurs de fréquence)
- Nécessité d'un système de démarrage adapté (démarrage direct difficile sans variateur)
- Risque de perte de synchronisme si le couple de charge dépasse la capacité du moteur

I.13 Conclusion.

Le moteur synchrone est une machine électrique qui transforme l'énergie électrique en énergie mécanique grâce à l'interaction entre le champ magnétique statorique et le champ magnétique rotorique. Lorsqu'un courant continu excite le rotor, un champ fixe apparaît, puis, sous l'effet des courants triphasés injectés dans le stator, un champ tournant se met en place à la vitesse de synchronisme, assurant ainsi la rotation du rotor à cette même vitesse sans glissement.

La structure du moteur se compose de deux sous-ensembles essentiels :

- Le stator, constitué d'un empilement de tôles isolées formant le circuit magnétique et abritant le bobinage triphasé décalé de 120° géométriquement et temporellement.
- Le rotor, qui peut être à aimants permanents ou à électroaimant bobiné, selon le mode d'excitation choisi. Les rotors à pôles lisses conviennent aux hautes vitesses, tandis que les rotors à pôles saillants sont adaptés aux faibles vitesses, notamment dans l'hydroélectrique.

La vitesse de synchronisme est déterminée par la relation $N_s \text{ (tr/min)} = \frac{60 \cdot p}{f}$

Où f est la fréquence d'alimentation et p le nombre de paires de pôles. À 50 Hz, un moteur à 4 pôles tourne à 750 tr/min, alors qu'à 60 Hz il atteint 900 tr/min.

Les matériaux utilisés jouent un rôle clé :

- Ferromagnétiques pour les circuits magnétiques statorique et rotorique, laminés pour réduire courants de Foucault et pertes par hystérésis.
- Conducteurs (cuivre ou aluminium) pour les enroulements, optimisant la densité de courant.
- Isolants pour garantir la sécurité et la longévité de la machine.
- Aimants permanents pour les rotors sans entretien et sans excitation continue.

Le démarrage du moteur synchrone, dépourvu de couple initial, peut s'effectuer par :

1. Un moteur auxiliaire,
2. Un démarrage en mode asynchrone avec court-circuit d'inducteur,
3. Un variateur de fréquence progressif jusqu'à la fréquence nominale.

Le couplage étoile ou triangle du stator permet d'adapter la tension et le courant de ligne selon les conditions du réseau et la tension plaque-signalétique du moteur, suivant des règles simples basées sur l'égalité entre tension réseau et tension couplée.

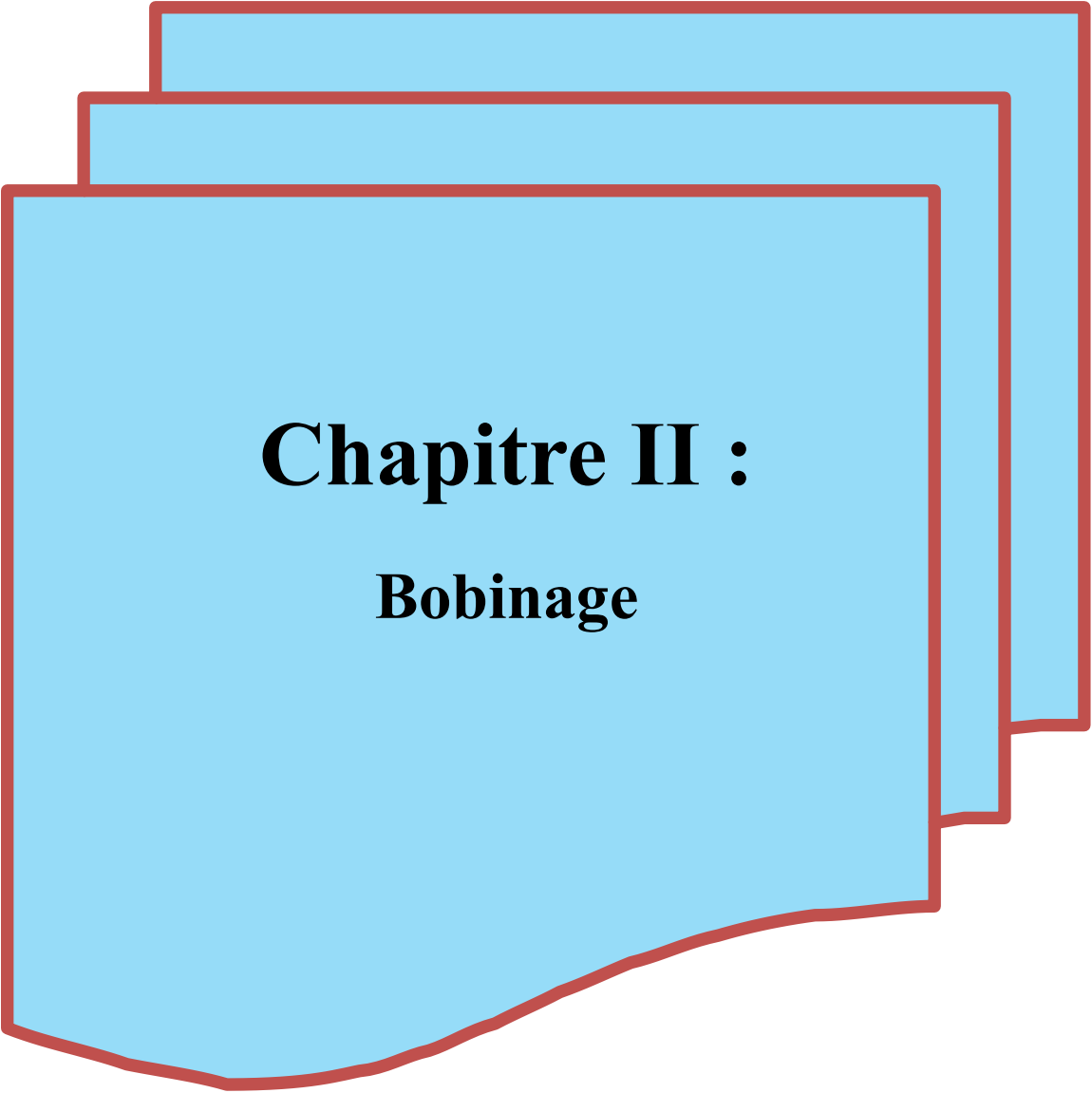
L'excitation du rotor influe directement sur le facteur de puissance et le couple synchronisant :

- En excitation normale, le moteur fonctionne à angle de puissance proche de zéro ($\cos \varphi \approx 1$).

- En surexcitation, il fournit du Q au réseau ($\cos \varphi$ capacitif) et gagne en stabilité.
- En sous-excitation, il absorbe du Q ($\cos \varphi$ inductif) au risque de décrochage sous forte charge.

Enfin, la détermination des paramètres électromagnétiques (résistance statorique, réactance synchrone) passe par les essais à vide, en court-circuit et déwatté, permettant d'établir les diagrammes de Behn-Eschenburg et de Potier. La compréhension de ces essais est cruciale pour modéliser la machine et optimiser son rendement.

En somme, ce chapitre établit les fondements théoriques et pratiques du moteur synchrone : de sa conception mécanique et magnétique à son comportement électrotechnique, en passant par ses matériaux, son démarrage et son couplage, ouvrant la voie aux chapitres suivants consacrés à l'analyse détaillée et à l'optimisation de ces machines.



Chapitre II :

Bobinage

II.1 Introduction.

Dans ce chapitre, les questions concernant l'établissement de schémas de bobinage des machines à courant alternatif seront examinées. Etant donnée la multiplié des types des machines électriques tournants, il serait difficile de réunir ici toutes les données concernant les bobinages de ces machines. Nous nous limiterons donc aux bobinages triphasés rencontrés au stator des machines synchrone. Aussi, nous présentons une partie essentielle du mémoire, il s'agit d'effectuer un calcul préliminaire de l'ensemble des paramètres de la machines.

II.2 Bobinage statorique.

$$q = \frac{s/p}{m} \quad (\text{II.1})$$

Remarque :

si q est entier l'enroulement est dit régulier.

si q est fractionnaire l'enroulement est dit irrégulier (ou fractionnaire).

α : l'angle électrique entre deux encoches voisines.

Le pas polaire est déterminé par :

$$\tau_p = \frac{S}{p} = 180^\circ \text{ électrique} \quad (\text{II.2})$$

On obtient l'angle électrique entre deux encoches voisines à l'aide de la relation suivante :

$$\alpha = \frac{p \times 180^\circ}{s} \quad (\text{II.3})$$

Remarque :

; Soit en série : $a=1$

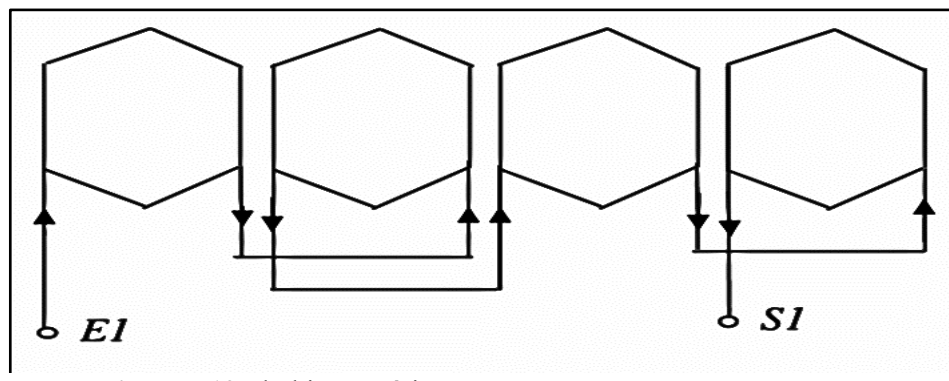


Figure I.19 : bobinage série

Soit en parallèle : $a = 2$

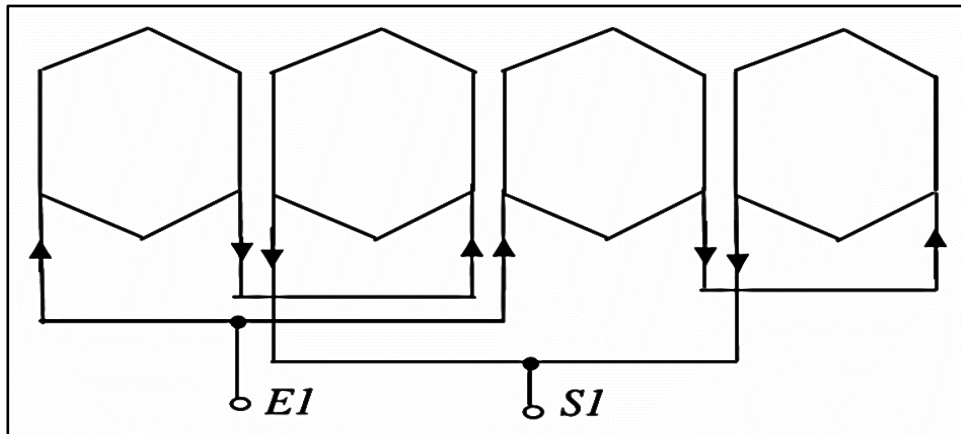


Figure 20 : Bobinage parallèle

Remarque :

q : le nombre de bobinages dans un groupe.

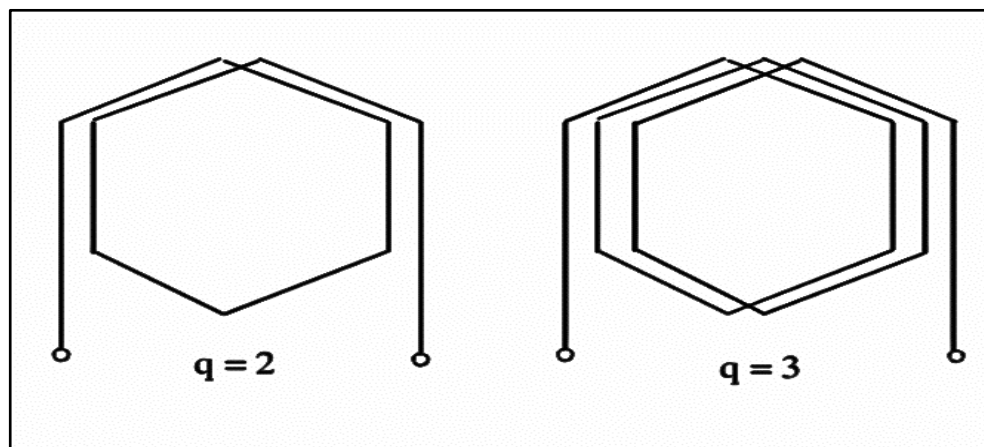


Figure 21 : nombre de bobine par groupe

II.2.1 Types de bobinages :

Il existe deux principales façons de bobiner une machine électrique quel que soit la direction du flux : le bobinage réparti (ou distribué), le bobinage concentré. Le bobinage réparti est le bobinage le plus simple à modéliser analytiquement. Toutefois les têtes de bobines sont le principal inconvénient car elles sont source de pertes par effet Joule [16].

II.2.2 Conditions d'établissement d'un bobinage triphasé :

✓ Les trois phases sont décalées de 120° électriques.

- ✓ Si le nombre de pôles p est un multiple de 3^n , le nombre d'encoches doit être un multiple de 3^{n+1} .
- ✓ Si l'on veut réaliser un schéma équilibré, c'est-à-dire sans courant de circulation entre les parties parallèles d'une même phase, les **FEM** engendrées dans chaque partie doivent être égales en module et en phase, d'où :
 - S doit être divisible par $3a$.
 - La valeur maximale d' a est $2p$.

Pour établir un schéma de bobinage, il faut suivre les étapes suivantes :

- Répartir les faisceaux entre les 03 phases.
- Fixer le sens de parcours de chaque faisceau à l'intérieur de la phase correspondante.
- Réunir les faisceaux pour former les bobines.
- Définir les connexions entre bobines à l'intérieur de chaque phase ainsi que les entrées et sorties permettant les couplages classiques en triangle et en étoile [17].

II.2.3 Enroulements triphasés à une couche (un seul faisceau par encoche) :

Les figures montrent éalisations possibles des bobinages du stator des machines synchrones et asynchrones, à une seule couche. Ces figures peuvent se regrouper 2 à 2 de deux façons différentes

- ❖ Les réalisations montrées dans les figures sont des bobinages à bobines concentriques ou bobinage à plans. A l'opposé, les réalisations montrées dans les figures 1.a et 1.c sont des bobinages en section, appelés également imbriqués suivant la terminologie des bobinages à courant continu [18].
- ❖ Les réalisations montrées dans les figures 1.a et 1.b sont appelées bobinages à pôles consécutifs. A l'opposé, les réalisations montrées dans les figures 1.c et 1.d sont des bobinages à pôle non consécutif (par pôle).
- ❖ En effet, si l'enroulement est constitué de plusieurs bobines élémentaires concentriques, il s'agit d'un enroulement en bobines. Les bobines élémentaires sont réalisées sur des gabarits différents. Si l'enroulement utilise des bobines élémentaires toutes identiques, c'est un enroulement en sections (imbriqué ou ondulé) [18].
- ❖ L'enroulement est par pôle si chaque phase comporte un groupe de bobines ou de sections pour chaque pôle. Il est par pôle consécutif si chaque phase ne comporte qu'un groupe de bobines ou de sections pour chaque paire de pôles.

- ❖ Il est à noter que quel que soit le mode de bobinage choisi, les mêmes conducteurs sont dans les mêmes encoches parcourus par le même courant dans le même sens. Cependant ces bobinages diffèrent du point de vue :
 - Des harmonique (spatiales et temporelles) de la tension induite et donc de la qualité de la tension d'armature et des fluctuations de vitesse :
 - De la masse de cuivre utilisée : donc du coût de fabrication.
 - Des chutes ohmiques et du flux de fuite des têtes de bobines : donc du rendement.
 - Du refroidissement des connexions : de la facilité de mise en œuvre et de l'isolation.

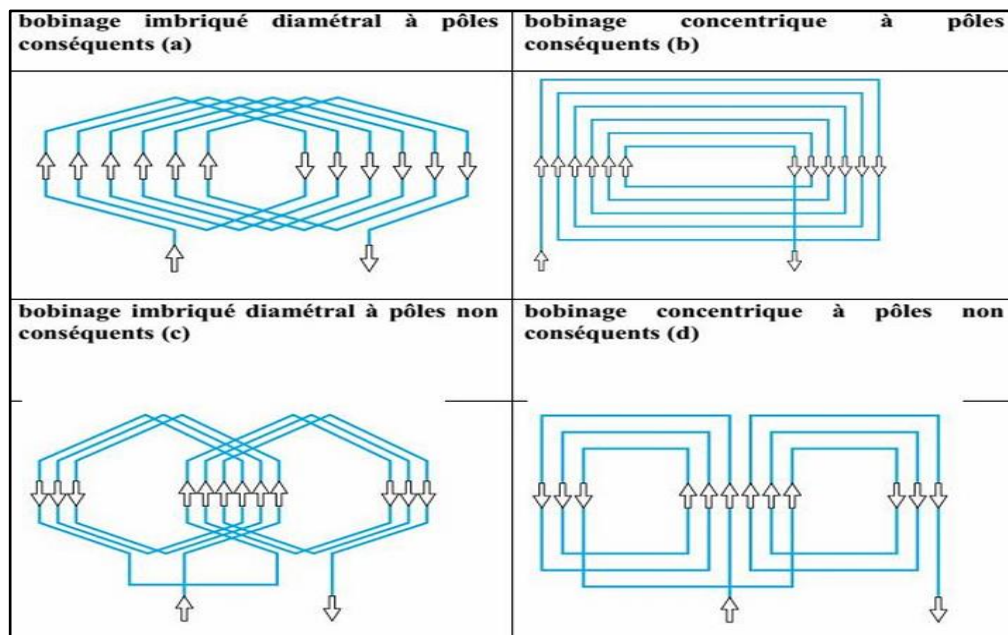


Figure II.22 : Différent type de bobinage

Les enroulements à une couche étaient très répandus, ils sont remplacés à présent par les enroulements à deux couches et ils ne sont plus utilisés que dans certains cas particuliers. Cependant, on trouvera encore un grand nombre de machines en service dotées d'enroulement à une seule couche.

Nous allons examiner 03 types d'enroulements à une couche :

- Enroulements imbriqués à pas diamétral.
- Enroulements ondulés à pas diamétral.
- Enroulements concentriques.

II.2.4 Enroulements imbriqués à pas diamétral.

Ce sont des enroulements à une couche avec bobines d'égale largeur. Toutes les bobines de ces enroulements ont la même forme et peuvent être fabriquées sur un gabarit unique, pour cette raison les en appelle encore enroulements de gabarit. Ces enroulements ont l'avantage : ils

permettent de réaliser des raccourcissements du pas, mais comme dans tous les enroulements à une couche des difficultés apparaissent lors de la mise en place des parties frontales. En effet, dans les encoches l'enroulement est placé en une seule couche et dans les parties frontales, vu le croisement des conducteurs, il doit être placé dans deux ou plusieurs plans [19].

Exemple : Tracer le schéma de bobinage du stator d'une génératrice synchrone ayant les caractéristiques suivantes : 4 pôles, 24 encoches, une couche, imbriqué à pas diamétral

Solution :

Le pas polaire :

$$\frac{S}{P} = \frac{24}{4} = 6 \quad (\text{II.4})$$

Le pas d'enroulement :

$$Y = 6 \quad (\text{II.5})$$

Nombre d'encoches par phases :

$$\frac{24}{3} = 8 \quad (\text{II.6})$$

Nombre d'encoches par phase et par pôle :

$$q = \frac{8}{4} = 2 \quad (\text{II.7})$$

Calcul du nombre de groupes de bobines nécessaires :

$$\frac{P}{2} = 2 \quad (\text{II.8})$$

Angle électrique entre 02 encoches voisines :

$$\frac{P \times 180^\circ}{S} = \frac{4 \times 180^\circ}{24} = 30^\circ \quad (\text{II.9})$$

Les entrées des différentes phases :

L'entrée de la phase (A) se fait à l'encoche N°1.

L'entrée de la phase (B) se fait à l'encoche :

$$1 + \frac{120^\circ}{30^\circ} = 5 \quad (\text{II.10})$$

L'entrée de la phase (C) se fait à l'encoche :

$$1 + \frac{240^\circ}{30^\circ} = 9 \quad (\text{II.11})$$

Le tableau 1 représente la répartition des encoches par phase sous les différents pôles :

Chaque phase est constituée de deux groupes de bobines. Puisque le faisceau d'entrée de la première bobine du premier groupe de la phase (A) se trouve à l'encoche « 1 », le faisceau de « sortie » de cette bobine doit se trouver à un écart correspondant à $(1+6) = 7$. De ce fait, la seconde bobine du premier groupe de la phase (A) occupe les encoches 2 et 8. Il en va de même pour le deuxième groupe qui doit se situer dans les encoches (13 et 19) pour la première bobine et (14 et 20) pour la deuxième. Il ne reste qu'à réunir les deux groupes pour former l'enroulement de la première phase.

Il ne faut pas oublier que les deux groupes de bobines doivent être en accord avec les sens de courant imposé par le pas polaire, figure ().

Groupe de bobine	Pôle	Phase (A)	Phase (C)	Phase (B)
Premier groupe de bobines	Pôle 1	1,2	3,4	5,6
	Pôle 2	7,8	9,10	11,12
Deuxième groupe de bobines	Pôle 3	13,14	15,16	17,18
	Pôle 4	19,20	21,22	23,24

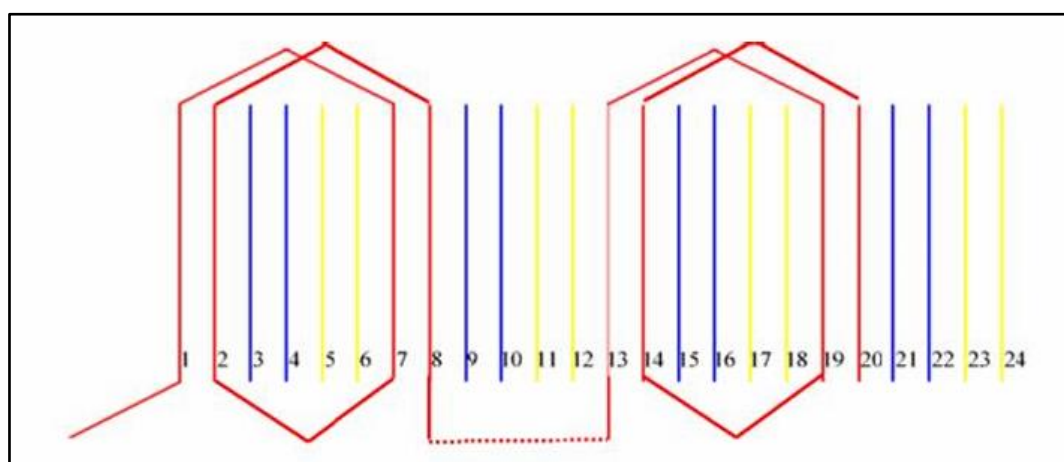


Figure II.23 : Bobinage imbriqué

L'enroulement de la phase (B) doit se retrouver décalé de quatre encoches par rapport à celui de la phase (A), par conséquent :

Le faisceau d'entrée de la première bobine du premier groupe de la phase (B) se trouve à l'encoche « 5 », le faisceau de « sortie » de cette bobine doit se trouver à un écart correspondant à $(5+6) = 11$.

Le faisceau d'entrée de la deuxième bobine de la phase (B) se trouve à l'encoche « 6 », et le faisceau de « sortie » de cette bobine se trouvera à un écart correspondant à $(6+6) = 12$.

Il en va de même pour le deuxième groupe de bobines qui doit se situer dans les encoches (17 et 13) pour la première bobine et (18 et 24) pour la deuxième.

La phase (C) doit se situer quatre encoches plus loin que la phase B, soit les bobines (9 et 15) et (10,16) pour le premier groupe, et (21,3) et (24,4) pour le deuxième. Finalement on obtient le schéma de la figure ().

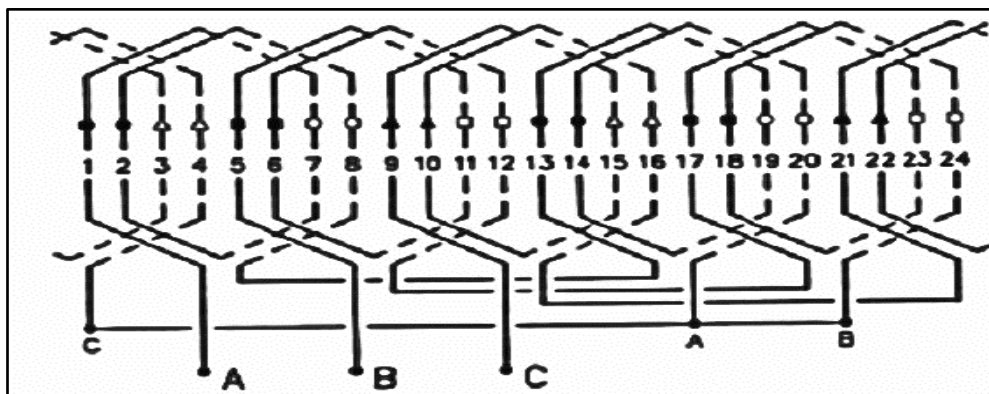


Figure II.24 : bobinage pas raccourci

II.2.5 Enroulements ondulés à pas diamétral.

Dans ce type d'enroulement les conducteurs qui occupent des places analogues sous des pôles consécutifs sont connectés en série. Le circuit fait le tour autour du stator ou du rotor une ou

plusieurs fois, allant d'un pôle à l'autre, sans jamais revenir en arrière, Pour fixer les idées, réalisant le bobinage de l'exemple précédent mais cette fois-ci en ondulé. Pour établir le schéma de bobinage d'un tel enroulement il faut suivre les étapes suivantes [20] :

- Tracer les faisceaux (numéroté de 1 à 24)
- Puisque le faisceau d'entrée de la première bobine est compté « 1 », le faisceau de « sortie » de cette bobine se trouvera donc à un écart correspondant à $(1+Y) = (1+6) = 7$.
- Faire un écart de faisceaux, en allons vers l'avant, entre le faisceau de sortie de la première bobine et le faisceau d'entrée de la bobine suivante, c à d, calculer le numéro de faisceau à $(7+6) 13$. De ce fait le faisceau de sortie de la deuxième bobine se trouvera à $(13+6=19)$.
- Une fois de plus, faire un écart de 6 faisceaux, en allons vers l'avant, entre le faisceau 19 et le faisceau d'entrée de la bobine suivante, soit $(19+6) = 25 (1)$. Selon ce résultat le faisceau 19 doit être connecté au faisceau 1. Pour ne pas fermer le circuit on connecte le faisceaux 19 au faisceau 2.
- D'une manière similaire on connecte les faisceaux restants de la phase (A).
- Selon le pas polaire, on détermine le sens du courant dans les faisceaux, figure.

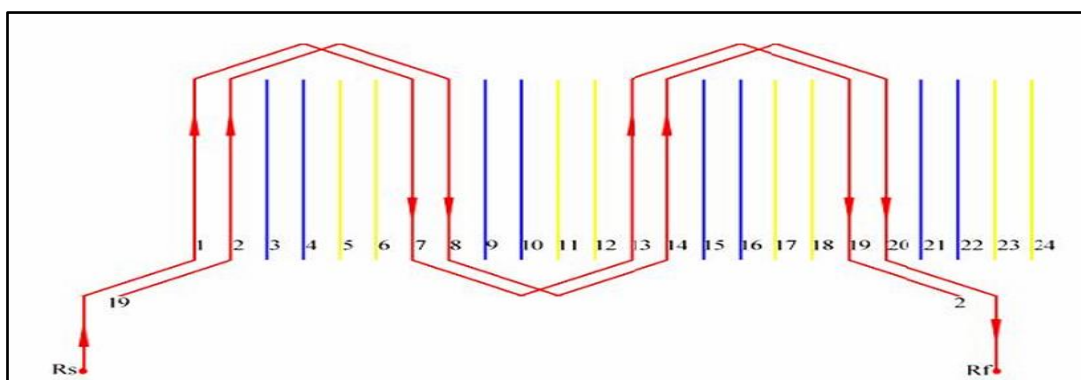


Figure II.25 : Bobinage ondulé

Par une procédure similaire on trace le schéma de bobinage des deux autres phases (B) et (C). Il faut se rappeler que le faisceau d'entrée de la phase (B) se trouve à l'encoche « 5 », et le faisceau d'entrée de la phase (C) à l'encoche 9, figure ().

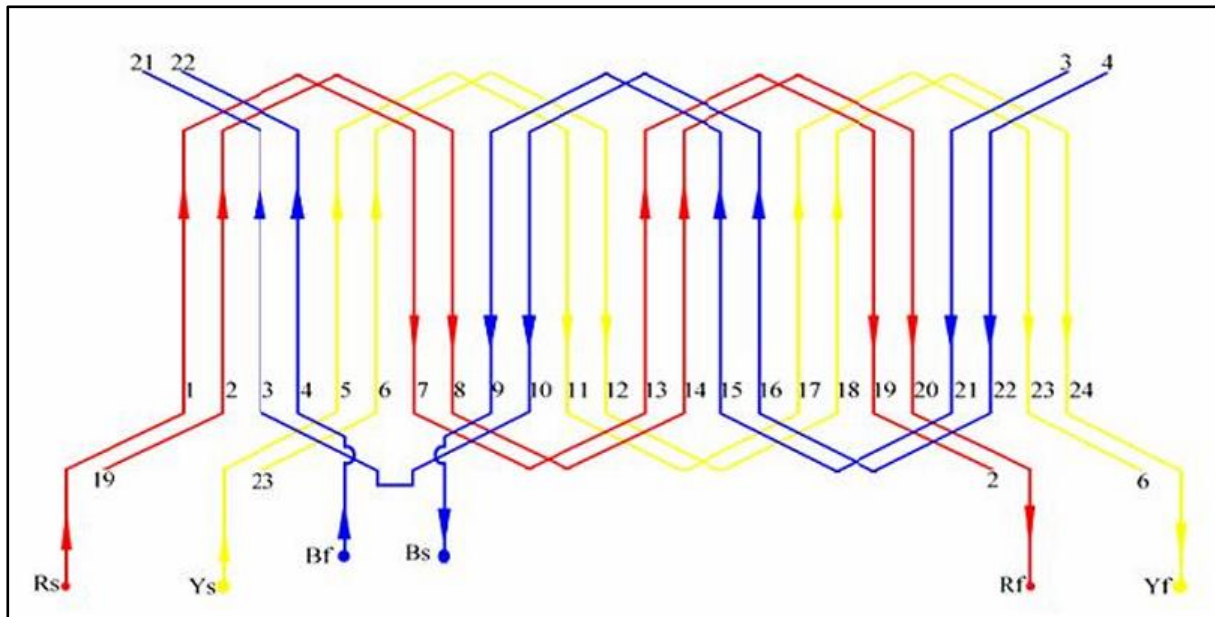


Figure II.26 : bobinage de l'exemple

II.2.5 Enroulements concentriques :

L'enroulement concentrique constitue le type d'enroulement le plus généralement utilisé dans la fabrication d'un bobinage à simple couche. Comme dans l'enroulement imbriqué à simple couche, chaque bobine occupe et remplit deux encoches. La différence réside dans le fait que les bobine 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.

Par conséquent pour un moteur à 4 pôles et 24 encoches (l'exemple précédent), plutôt que d'occuper les encoches (1 et 7) pour la première bobine et (2 et 8) pour la seconde bobine du premier groupe de la phase (A), la première bobine d'un enroulement concentrique est agrandie et occupe les encoches (1 et 8) tandis que la seconde bobine est réduite et occupe les encoches (2 et 7) figure () [21].

II.3 Introduction au rotor à aimants permanents.

Le rotor à aimants permanents constitue l'élément central du moteur synchrone triphasé il génère le champ magnétique tournant nécessaire pour interagir avec le courant des enroulements du stator et produire le couple sans recourir à une excitation externe. Sa structure repose sur un noyau en acier portant des aimants permanents à haute performance généralement

du **NdFeB** (néodyme–fer–bore) ou du **SmCo** (samarium–cobalt) positionnés soit en surface, soit encastrés dans la masse du rotor, Ces aimants offrent une densité d'énergie magnétique élevée et une bonne stabilité thermique, ce qui permet d'atteindre un rendement optimal et de réduire les pertes ferroélectriques et joules. Les moteurs à rotor à aimants permanents sont ainsi particulièrement adaptés aux applications exigeant une réponse dynamique rapide et un contrôle précis de la vitesse et du couple, comme les entraînements industriels à vitesse variable, les véhicules électriques ou les systèmes de robotique de précision, On distingue principalement 4 architectures de rotor [22] :

II.3.1 Montage en surface.

- Les aimants sont fixés directement sur la surface du rotor.
- Simple à fabriquer, mais le champ magnétique est moins intense en raison de l'absence de chemins magnétiques internes.
- Utilisé principalement pour les moteurs à grande vitesse.

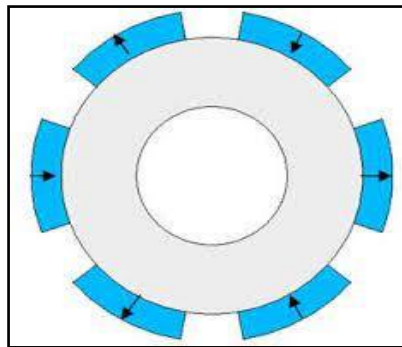


Figure II.27 : aimant surfacique

II.3.2 Montage encastré ou enterré.

- Les aimants sont placés à l'intérieur du rotor, dans des cavités prévues à cet effet.
- Offre une meilleure robustesse mécanique et une plus grande réluctance, améliorant le couple et les performances globales du moteur.
- Très utilisé dans les applications industrielles et automobiles.

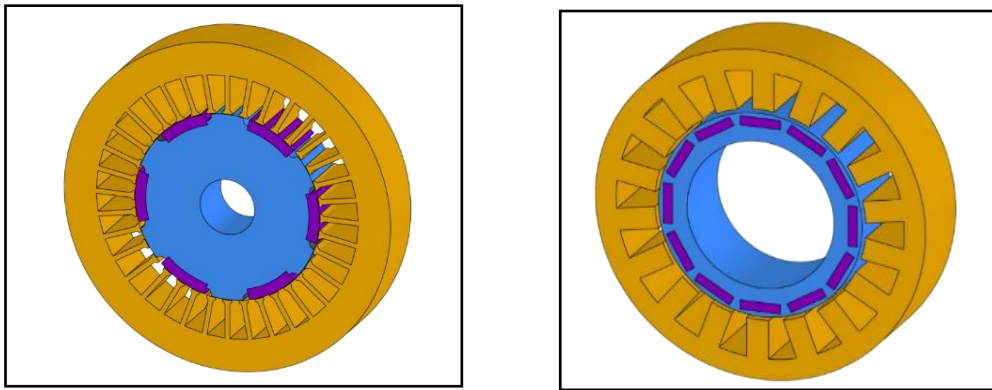


Figure II.28 : Aiment entereé et encastré

II.3.3 Montage en V (ou en U).

- Les aimants sont disposés en forme de "V" ou "U" à l'intérieur du rotor.
- Permet d'augmenter l'effet de la réluctance et d'améliorer le couple.
- Utilisé pour optimiser les performances du moteur en minimisant les pertes.

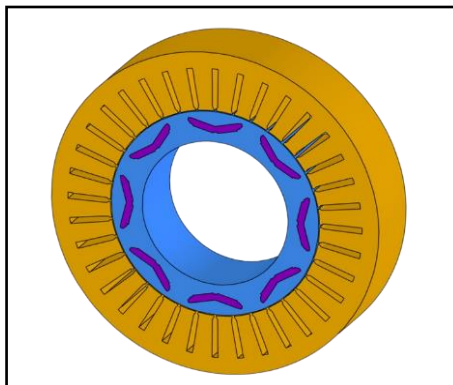


Figure II.29 : en V

II.3.4 Montage en concentration de flux.

- Les aimants sont disposés sur plusieurs niveaux à l'intérieur du rotor.
- Permet un meilleur contrôle du flux magnétique et réduit les pertes par courants de Foucault.
- Utilisé pour les moteurs nécessitant un contrôle avancé du couple et de la vitesse.

Le choix de la méthode dépend des exigences en termes de performance, de coût et d'application du moteur synchrone [23].

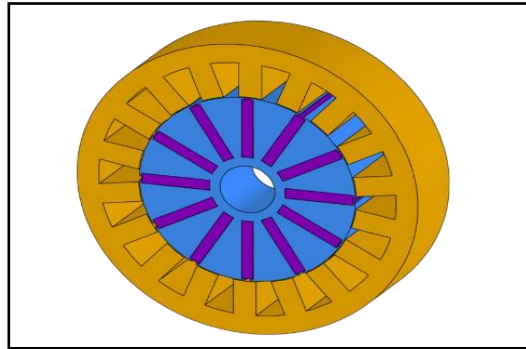
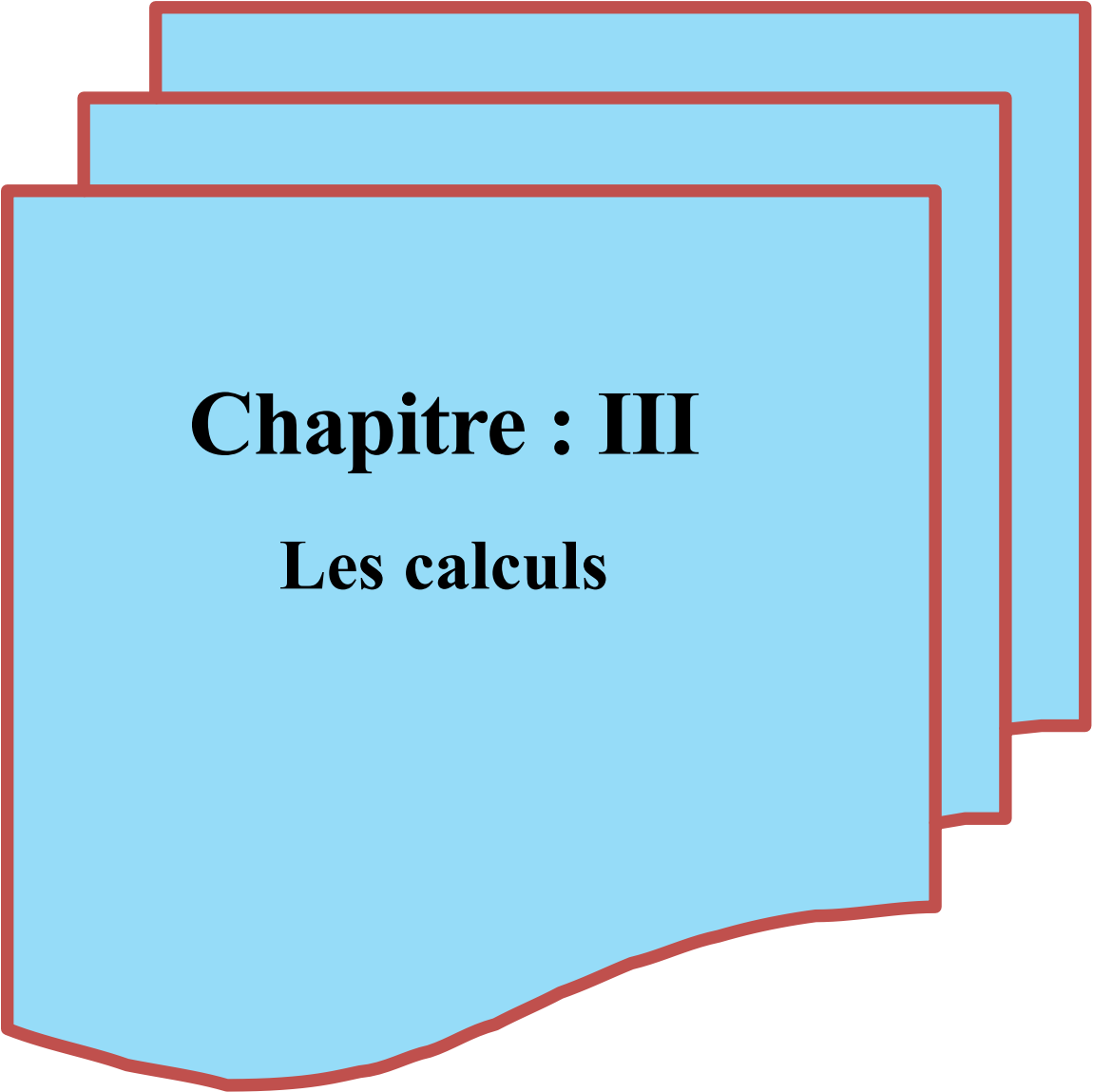


Figure II.30 : Concentration de flux

II.4 Conclusion.

Ce chapitre a exposé les principes fondamentaux de l'établissement des bobinages triphasés au stator des machines synchrones, en s'appuyant sur les notations clés (nombre d'encoches s , nombre de pôles p , pas d'enroulement Y , etc.) et sur les conditions requises pour obtenir un schéma équilibré (décalage de phases, divisibilité de s par $3 \cdot a$). Nous avons distingué deux grandes familles de bobinages : réparti (ou distribué) et concentré, et détaillé trois réalisations à une seule couche – imbriqué à pas diamétral, ondulé à pas diamétral et concentrique – en comparant leurs avantages en termes de rendement, de coût de cuivre, d'harmoniques et de facilité de mise en œuvre.

La seconde partie a introduit le rôle de l'excitation rotorique : pour les machines à enroulement bobiné, l'inducteur est alimenté en continu ; pour les rotors à aimants permanents, le choix du matériau (**NdFeB** ou **SmCo**) et de l'architecture (surface, encastré, en **V** ou concentration de flux) détermine la densité de flux, la robustesse mécanique et les performances dynamiques du moteur



Chapitre : III

Les calculs

III.1 Introduction.

La machine électrique est un dispositif électromécanique constitué de parties fixes et mobiles réunies pour générer, transformer ou utiliser l'énergie mécanique/électrique. Les machines électriques sont employées dans des secteurs tels que les transports, l'aérospatiale, la défense et l'automatisation industrielle. Les systèmes entraînés par des moteurs électriques, qui actionnent des pompes, des ventilateurs, des souffleurs ou des compresseurs d'air, sont devenus courants dans l'industrie. Un bon design d'ingénierie est au cœur de toutes ces applications : il s'agit d'appliquer la science, la technologie et l'invention pour produire des machines effectuant des tâches spécifiques avec un optimum d'économie et d'efficacité.

Toutes les machines sont composées d'éléments ou d'ensembles. Chaque élément est une pièce distincte de la machine et peut devoir être conçu séparément puis assembler. Un même élément peut être une pièce unique ou se composer de plusieurs petites pièces assemblées par rivetage, soudure, etc. Plusieurs pièces sont ensuite assemblées pour former ce que l'on appelle la machine complète. Cette réalisation physique doit satisfaire aux conditions de performance requises tout en garantissant une économie et une efficacité optimales.

Ainsi, l'objectif du processus de conception est de déterminer les dimensions exactes de chaque partie de la machine. Cette démarche doit répondre aux spécifications tout en utilisant les matériaux disponibles, avec un coût, un volume et un poids optimaux, sans compromettre la performance ni la durabilité.

III.2 Les facteurs à considérer.

- 1. Économie**
- 2. Durabilité**
- 3. Conformité aux spécifications et aux normes**

Un processus de conception implique de nombreux calculs d'ingénierie effectués de manière itérative. Lors de la conception d'une machine, on ne peut pas appliquer des règles rigides pour obtenir à la fois la meilleure performance et le coût le plus faible. Le concepteur doit souvent prendre des décisions en présence d'exigences contradictoires. Par exemple, il est pratiquement impossible de satisfaire simultanément les trois critères clés (performance, durabilité et économie). Une machine très durable nécessitera forcément des matériaux de haute qualité, ce qui augmente son coût. Il faut donc trouver un compromis entre durabilité et économie en fonction de l'application, tout en respectant le cahier des charges.

De même, il faut concilier le « design idéal » avec un design réalisable dans les conditions de fabrication, les contraintes environnementales, la facilité de production, de transport et de maintenance, la sécurité, la fiabilité et les besoins du client. Il est également important de connaître les limites de la conception.

La responsabilité principale du concepteur consiste à prévoir un espace approprié pour le bâti, le noyau, l'entrefer, l'enroulement, les isolants et le fluide de refroidissement de la machine. Il doit aussi effectuer les choix adéquats de matériaux électriques, magnétiques et isolants, en tenant compte de leur disponibilité, de leurs propriétés et de leur coût, de façon à rester cohérent avec les spécifications [24].

III.3 Classification des types de problèmes de conception.

Une machine comporte un enroulement de champ et un enroulement d'induit, respectivement montés sur le stator et sur le rotor. Elle possède également des matériaux diélectriques pour isoler les parties actives, un système de refroidissement et des éléments mécaniques de support. [] Ainsi, les composants de base de la conception sont représentés dans

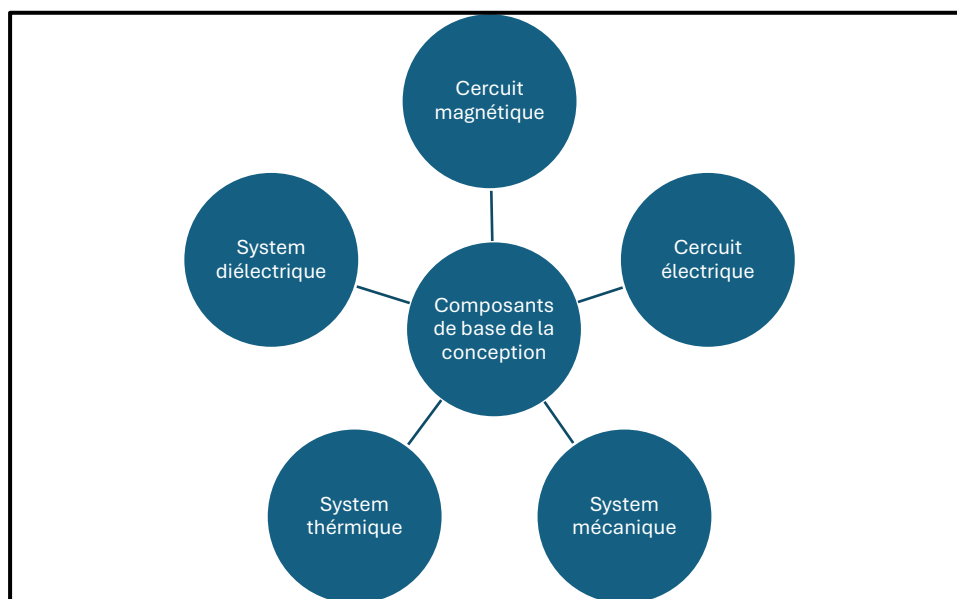


Figure III.31 : Les problèmes de conception

1. Conception magnétique

Le dimensionnement du circuit magnétique doit établir le flux requis avec un nombre minimal d'ampères-tours. Il doit également engendrer de faibles pertes dans le noyau [25].

2. Conception du circuit électrique

Il s'agit de la conception des enroulements d'induit et de champ avec une disposition appropriée des spires afin de produire la force électromotrice requise. Les pertes cuivre dans ces enroulements doivent également être minimisées [25].

3. Conception du système diélectrique

Il s'agit de la conception de l'isolation nécessaire pour séparer les différentes parties fonctionnant à des potentiels différents, de manière à confiner le courant aux trajectoires requises [25].

4. Conception du système thermique

La conception du système thermique comprend la réalisation du système de refroidissement, des conduits de ventilation, etc., de sorte que la chaleur générée dans la machine par les pertes soit dissipée et que le fonctionnement en toute sécurité à la température spécifiée soit assuré.

5. Conception du système mécanique

Elle concerne la conception du bâti, de l'arbre et des roulements. La conception doit être robuste [25].

III.4 Les étapes à suivre pour la conception.

III.4.1 Expression du besoin et cahier des charges.

- Définition des grandeurs de service : puissance utile, vitesse nominale, régime de fonctionnement, environnement (température, humidité, poussière), durée de vie et maintenance.
- Spécifications électriques : type de machine (synchrone, asynchrone, à aimants permanents, à rotor bobiné), tension et fréquence d'alimentation [26].

III.4.2 Dimensionnement électromagnétique préliminaire :

- Choix du circuit magnétique : forme et nombre de pôles, type de rotor (pôles saillants ou lisses pour les synchrones, cage ou bobinage pour les asynchrones).
- Calcul des grandeurs clés : pas polaire, densité de flux admissible, ampère-tour, surface active et entrefer, à l'aide des formules fondamentales du chapitre I [27].

III.4.3 Sélection des matériaux.

- Matériaux ferromagnétiques pour noyau statorique et rotor : tôles lamellées pour réduire les pertes de Foucault et d'hystérésis, avec une épaisseur adaptée à la fréquence de service.
- Cuivre (ou aluminium) pour les conducteurs statoriques et rotorique, en prenant en compte le compromis coût-rendement et les contraintes thermiques.
- Isolants pour assurer la tenue diélectrique et la durabilité, et aimants permanents (NdFeB, SmCo) pour certaines machines synchrones à haut rendement [28].

III.4.4 Conception du bobinage

- Choix entre bobinage réparti ou concentré, nombre de conducteurs par encoche, pas d'enroulement, mode de connexion (étoile/triangle) et nombre de couches, en vue d'optimiser l'harmonique de tension et le rendement (cf. Chapitre II) [29].

III.4.5 Étude thermique et mécanique

- Modélisation des pertes (Joule, fer, ventilation) pour dimensionner le système de refroidissement.
- Vérification des contraintes mécaniques (rotation, vibration, dilatation) et choix des matériaux de structure [30].

III.4.6 Prototypage et essais

- Réalisation d'un prototype ou d'un banc d'essais pour valider les performances (couple, rendement, échauffement) et ajuster les paramètres (réactance synchrone, courant d'excitation, diagrammes de Behn-Eschenburg et de Potier).
- Optimisation et industrialisation
- Ajustements finaux (géométrie d'aimants, forme des têtes de bobines, ventilation forcée...)
- Passage aux séries : plan de fabrication, choix des fournisseurs, contrôle qualité [31].

III.5 Approches de dimensionnement des machines électriques.

La bibliographie recense plusieurs stratégies de dimensionnement, réparties essentiellement en deux catégories :

- **Méthodes analytiques**

- **Méthodes numériques**

Quel que soit l'algorithme retenu, la première étape cruciale consiste à définir avec rigueur les dimensions principales de la machine [32].

III.5.1 Approches numériques.

Les approches numériques reproduisent avec grande fidélité le comportement électromagnétique, mécanique et thermique d'une machine, en 2D ou en 3D. Elles consistent à découper le stator (et le rotor) en un grand nombre d'éléments de dimensions finies, puis à résoudre localement les équations de Maxwell en s'appuyant sur les lois du matériau et sur les champs électrique et magnétique.

Même si cette méthode permet d'obtenir des résultats détaillés et de prendre en compte la géométrie réelle, elle présente deux inconvénients majeurs :

- Des temps de calcul souvent très longs ;
- Des résultats qui varient selon le logiciel d'éléments finis employé, la formulation choisie ou le type de maillage.

En pratique, les simulations par éléments finis sont donc réservées au prototypage ou à la validation finale des hypothèses d'une méthode de calcul plus rapide et simplifiée [33].

III.5.2 Approches analytiques fondées sur le coefficient d'utilisation.

Les méthodes analytiques s'appuient avant tout sur le coefficient d'utilisation, qui met en relation les dimensions clés de la machine, sa vitesse de rotation et les contraintes électromagnétiques et magnétiques. La valeur de ce coefficient est extraite de courbes expérimentales établies à partir de nombreuses mises en service, bonnes ou mauvaises, et capitalise ainsi l'expérience accumulée.

Ces approches offrent une grande rapidité et une grande souplesse : elles aboutissent à des formules explicites reliant directement les paramètres géométriques et les phénomènes physiques, ce qui permet au concepteur d'identifier en un temps réduit les grandeurs critiques à maîtriser. En revanche, la modélisation du circuit magnétique demeure grossière, car elle suppose fréquemment des hypothèses simplificatrices. De plus, leur caractère fortement empirique limite leur application aux variantes de machines pour lesquelles les courbes de coefficient d'utilisation existent déjà [34].

III.6 Contexte et périmètre de l'étude.

Étant donné la grande diversité des machines électriques tournantes, il serait illusoire de traiter ici l'ensemble de leurs principes de conception. Nous limiterons donc notre champ d'application aux modèles « classiques », à savoir :

- La machine asynchrone à cage d'écureuil,
- La machine synchrone à pôles saillants.

La méthode de dimensionnement retenue est de type analytique : elle s'inspire des travaux de [Sawhney], [Bouchard], [Liwschitz], [NASAR] et [Murthy], et combine calculs théoriques, formules empiriques et abaques pour aboutir à des solutions rapides et fiables. [35]

III.7 Application de la méthode analytique à la machine synchrone.

Une fois le cahier des charges établi, le dimensionnement d'une machine synchrone se déroule selon les étapes suivantes : [31]

1. Détermination des grandeurs principales

- Calcul du coefficient d'utilisation
- Choix du diamètre statorique D , de la longueur active L et du flux par pôle. [39]

2. Conception du stator

- Nombre et géométrie des encoches statoriques
- Section des conducteurs et vérification de la densité de courant admissible. [40]

3. Évaluation des performances statoriques

- Densité de flux dans les dents et la culasse statorique
- Hauteur de la culasse
- Estimation des pertes fer et pertes joule statoriques
- Calcul de la masse de cuivre du bobinage statorique. [41]

4. Conception du rotor synchrones

- Choix du type de rotor (à pôles saillants ou cylindrique)
- Définition du nombre de pôles et de l'arc de pôle
- Dimensionnement de l'enroulement d'excitation (ou sélection des aimants permanents)

- Calcul de l'épaisseur de l'entrefer et du diamètre du rotor
- Détermination de la répartition du flux dans les dents et la culasse rotorique. [42]

5. Calcul des paramètres magnétiques

- Coefficient de Carter
- Force magnétomotrice (FMM) nécessaire pour atteindre le flux nominal
- Courant d'excitation et régime à vide (tension, facteur de puissance). [43]

6. Étude des courts-circuits et réglages

- Réactances synchrones directe et quadrature
- Courant de court-circuit forcé et facteur de court-circuit
- Régulation de tension et marge de stabilité. [44]

7. Bilan global et performances finales

- Total des pertes (fer, cuivre, mécaniques)
- Rendement et facteur de puissance en charge
- Masses des différents organes et rapport masse/puissance (kg/kW)
- Échauffement prévisionnel et critères thermiques. [45]

Cette procédure, inspirée de [Murthy], permet d'obtenir rapidement une estimation fiable de l'ensemble des caractéristiques géométriques et électriques d'une machine synchrone à pôles saillants.

III.8 Démarche de conception des machines tournantes

III.8.1 Dimensions principale D et L.

Dans le cadre du dimensionnement, deux grandeurs géométriques pilotent l'étude : le diamètre d'alésage D et la longueur active L. Ces deux paramètres, associés aux contraintes électriques et magnétiques, déterminent la puissance nominale de la machine via l'expression du coefficient d'utilisation. [46]

$$P_u = 3 \times I_{ph} \times V_{ph} \times \eta \times \cos \varphi \times 10^{-3} \quad (\text{III.1})$$

Si on suppose que la chute de tension causée par la résistance du bobinage du stator et par la réactance de fuite du stator est négligée, et que chaque spire embrasse le même flux, en régime permanent sinusoïdal, on peut poser l'expression suivante :

$$V_{ph} = E_{ph} = 4.44 \times K_w \times T_{ph} \times f \times \Phi \quad (\text{III.2})$$

Le flux dans l'entrefer n'a qu'une composante radiale, il peut être exprimé comme étant le produit entre l'induction moyenne B_{moy} dans l'entrefer et la section normale à sa direction sous un pôle :

$$\Phi = B_{\text{moy}} \times \tau_p \times L \quad (\text{III.3})$$

τ_p est le pas polaire, il peut être exprimé par:

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

En remplaçant le pas polaire par son expression, le flux par pôle devient :

$$\Phi = B_{\text{moy}} \times \frac{\pi \times D}{2p} \times L \quad (\text{III.5})$$

Sachant que le nombre de conducteurs statoriques est donnée par :

$$Z_s = 3 \times 2 \times T_{\text{ph}} = 6 \times T_{\text{ph}} \quad (\text{III.6})$$

Le courant statorique peut être donc écrit comme suit :

$$I_{\text{ph}} = \frac{Ac \times \pi \times D}{6 \times T_{\text{ph}}} \quad (\text{III.7})$$

La fréquence est liée à la vitesse de rotation par la formule suivante :

$$f = \frac{p \times ns}{2} \quad (\text{III.8})$$

En remplaçant les expressions de la tension V_{ph} et du courant I_{ph} dans l'expression de la puissance utile, et en regroupant toutes les constantes en une seule (**C0**), on obtient :

$$P_u = C_0 \times D^2 \times L \times ns \quad (\text{III.9})$$

De l'équation précédente, on tire l'expression du coefficient d'utilisation :

$$C_0 = 11 \times K_f \times K_w \times B_{\text{moy}} \times Ac \times \eta \times \cos(\varphi) \times 10^{-3} \quad (\text{III.10})$$

Le coefficient d'utilisation C_0 est, selon l'équation (III.10), proportionnel au produit de la valeur de la charge linéaire et l'induction moyenne dans l'entrefer.

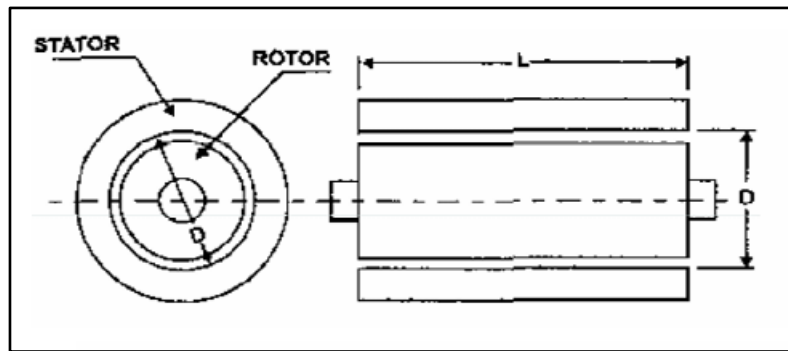


Figure III.32 : Montre D et L

III.8.1.2 Choix de l'induction magnétique dans l'entrefer B_{moy} .

L'induction magnétique dans l'entrefer est indirectement imposée par les propriétés physiques des matériaux magnétiques car elle est reliée à la saturation et aux pertes magnétiques, selon [Nasar], la densité de flux maximale dans l'entrefer en fonction du nombre de pôles comprise dans les intervalles suivants :

B_{moy}	B_{max}	Nombre de pôles
0.5 [T]	0.75 [T]	2
0.65 [T]	0.78 [T]	4
0.70 [T]	0.82 [T]	6
0.75 [T]	0.85 [T]	8

- **Avantages d'une valeur élevée de B_{moy} :**

- Réduction du volume de la machine.
- Faible coût de fabrication.
- Augmentation de la valeur de la capacité de surcharge.

- **Inconvénients d'une valeur élevée de B_{moy} :**

- Augmentation des pertes fer et des pertes joule.
- Augmentation du courant d'excitation pour les machines synchrones et les machines à courant continu.
- Faible capacité de surcharge

III.8.1.3 Choix de la charge linéique A_c .

La charge linéique (A_c) est de manière générale une donnée experte, surtout pour un type de machine et d'application déjà connu. Elle présente des valeurs proches pour des machines de tailles similaires. Elle dépend, au premier ordre, de l'élévation de température, du rendement et d'autres contraintes géométriques comme le facteur de forme des encoches.[47]

- Avantages d'une valeur élevée de (A_c) :
 - Réduction de la taille de la machine
 - Faible coût de fabrication.
- Inconvénients d'une valeur élevée de (A_c) :
 - Une grande quantité de cuivre.
 - Augmentation des pertes dans le cuivre.
 - Augmentation de la température.
 - Faible capacité de surcharge.

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

- Choisir un champ d'induction dans l'entrefer, et une densité de courant linéaire puis calculer le volume ($D^2 \times L$).
- Ou bien choisir un coefficient d'utilisation, puis déterminer le volume.

Les valeurs de B_{moy} , sont estimées à partir des abaques en fonction du nombre de paires de pôles et du pas polaire...etc. Par exemple l'abaque représenté dans la figure 2 nous donne la valeur du coefficient d'utilisation en fonction du pas polaire pour différentes valeurs du nombre de pôles Pour déterminer séparément le diamètre D et la longueur virtuelle L , il est nécessaire de fixer l'un de ces deux dimensions. On utilise pour cela la relation empirique suivante :

$$\lambda = \frac{L}{\tau p}$$

Avec : λ coefficient géométrique qui peut être obtenu à partir des abaques.[48]

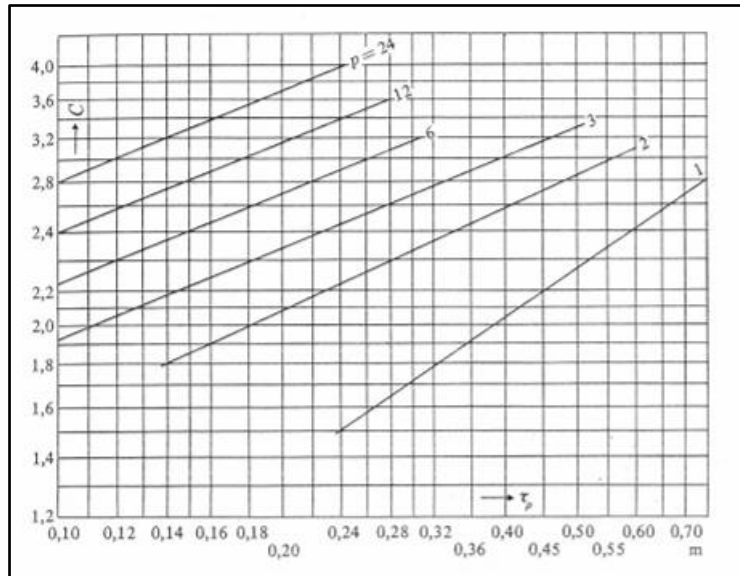


Figure III.33 : Coefficient d'utilisation en fonction de pas polaire

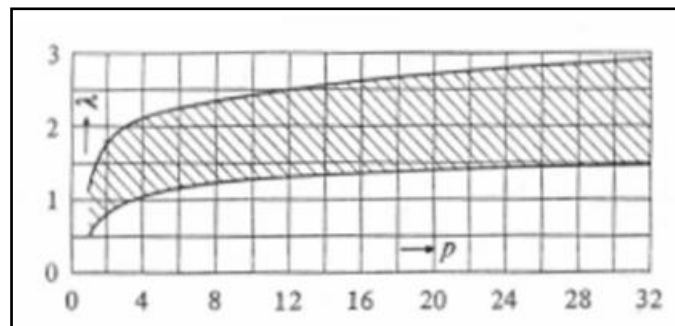


Figure III.34 : Lambda en fonction nombre paire de poles

III.8.2 La vitesse périphérique.

La vitesse périphérique du rotor peut quelque fois être un facteur important dans la détermination parce que si elle dépasse 60 [m/s], c'est dangereux et cela peut endommager le rotor sous l'effet de la force centrifuge. Elle est définie par : [49]

$$v = \frac{\pi \times D}{ns} \quad (\text{III.11})$$

III.8.3 Les encoches.

III.8.3.1 La forme de l'encoche.

Les formes d'encoches doivent être identifiées en fonction de la puissance de la machine et de la géométrie du conducteur (rond ou méplat). Les diverses formes d'encoches sont de 03 types génériques.[50]

III.8.3.1.1 Les encoches fermées.

Avantages des encoches fermées :

- Protection contre les courants de Foucault
Les conducteurs induits sont entièrement préservés, puisque le fer d'encoche bloque toute circulation de courants parasites.
- FEM sinusoïdale
En évitant les harmoniques de dentures, on obtient facilement une force électromotrice de forme parfaitement sinusoïdale.
- Utilisation de pôles massifs
Contrairement aux encoches ouvertes qui exigent des pôles feuilletés, les pôles massifs peuvent être employés sans risque d'échauffement dû aux courants de Foucault.

Inconvénients des encoches fermées :

- Grande self-induction
Le flux propre de l'induit se referme entièrement dans le fer, ce qui augmente fortement la self-induction et engendre une chute de tension importante.
- **Enroulement manuel**
L'inducteur devant être bobiné directement sur la machine, il est impossible d'utiliser des bobines préfabriquées sur gabarit, ce qui complique la fabrication.

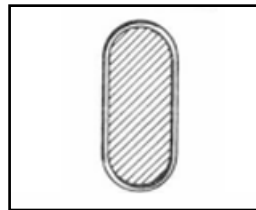


Figure III.35 : Encoche fermée

III.8.3.1.2 Les encoches semi-ouvertes.

Les encoches fermées de forme trapézoïdale présentent un profil où la base de la fente (au fond de l'encoche) est plus large que l'ouverture en surface. Cette géométrie spécifique offre plusieurs atouts :

- **Parois de dent parallèles**
Grâce aux faces latérales trapézoïdales, il est possible d'usiner des dents dont les parois sont parfaitement parallèles, assurant un espace constant pour le passage du fil conducteur et facilitant le calibrage précis du jeu d'air.

➤ **Ouverture minimale pour conducteurs fins**

L'ouverture en surface reste très étroite – juste suffisante pour insérer des conducteurs de petit diamètre (typiquement des fils émaillés ou micro-câbles). Cette réduction de l'ouverture limite les fuites de flux magnétique et contribue à diminuer les harmoniques induites.

➤ **Réduction des perturbations magnétiques**

Le profil trapézoïdal concentre le champ magnétique dans l'âme de la dent, ce qui affine la distribution du flux et améliore la sinusoïdité de la force électromotrice.

➤ **Robustesse mécanique**

Les parois épaisses et inclinées renforcent la structure de la dent face aux contraintes mécaniques (force centrifuge, vibrations), réduisant les risques de délamination ou de déformation sous charge.

Impacts sur les performances

➤ **Diminution des pertes par courant de Foucault**

L'étroitesse de l'ouverture et la continuité du fer limite la génération de courants parasites, réduisant ainsi les pertes thermiques.

➤ **Optimisation du facteur de remplissage**

Un profil trapézoïdal bien calibré maximise la section utile de cuivre, ce qui améliore le rendement global de la machine.

➤ **Amélioration de la rigidité diélectrique**

Le faible espace entre conducteurs et paroi métallique augmente la rigidité diélectrique, contribuant à la sécurité d'exploitation sous haute tension.

En résumé, les encoches fermées trapézoïdales constituent un compromis technique qui optimise à la fois la gestion du flux magnétique, la robustesse mécanique et l'efficacité du bobinage, au prix d'un usinage plus délicat et d'une insertion manuelle des conducteurs.

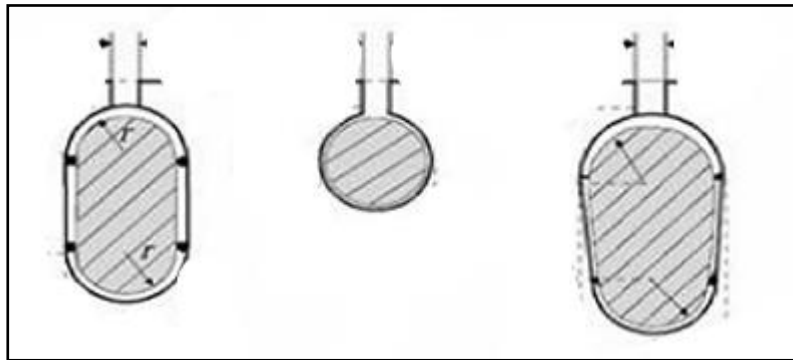


Figure III.36 : encoche semi-overtes

III.8.3.1.3 Les encoches ouvertes.

Ces encoches conservent une largeur constante sur toute leur profondeur. Les dents présentent un profil trapézoïdal, avec un étranglement près de l'entrefer destiné à accueillir une clavette de verrouillage.

Avantages :

- Bobinage standardisé

Il est possible d'employer des bobines préfabriquées sur gabarit, ce qui simplifie grandement la fabrication et la réparation des machines. Cette standardisation permet également de réduire sensiblement le coût de revient.

Inconvénients :

- **Harmoniques de denture**

Le nombre de dents « devant » chaque pôle inducteur peut varier légèrement, provoquant des fluctuations rapides de la réluctance et, par conséquent, du flux. Ces irrégularités génèrent des harmoniques dans la force électromotrice.

- **Augmentation du courant magnétisant**

L'ouverture importante de l'encoche accroît le coefficient de carter, ce qui nécessite un courant d'excitation plus élevé. Cela se traduit par un facteur de puissance plus faible.

- **Pertes par pulsation de flux**

Les variations de flux dans les dents induisent des pertes supplémentaires par « pulsation », réduisant le rendement global de la machine.

En résumé

Si les encoches complètement ouvertes facilitent le bobinage et la maintenance, elles pénalisent la qualité de la forme d'onde, le facteur de puissance et le rendement à cause des harmoniques de denture et des pertes magnétiques accrues.

III.8.3.2 Choix du nombre d'encoches statorique.

Le choix du nombre d'encoches et, par conséquent, celui des dents obéit à des règles strictes liées au type de moteur et à la configuration de bobinage retenue. On privilégie un nombre élevé d'encoches par pôle et par phase, car cela permet de diminuer la réactance de fuite. Cependant, ce nombre est limité par deux contraintes principales : l'espace nécessaire pour loger les isolants dans les encoches et la valeur du pas polaire. Celui-ci doit en effet rester compris entre 1 et 4,5 cm selon Liwschitz et entre 0,7 et 4,5 cm d'après Pyhänönen, Selon Bouchard, le pas d'encoche dépend du diamètre extérieur du circuit magnétique :

- Pour les moteurs de moins de 350–400 mm, il ne doit pas descendre en dessous de 10 mm et se situe généralement entre 12 et 20 mm.

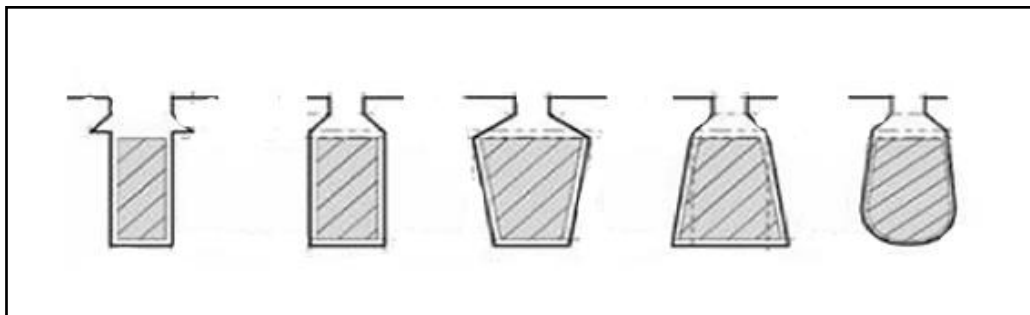


Figure III.37 : encoche ouverte

- Pour ceux dont le diamètre est compris entre 400 et 1 000 mm, la plage recommandée est de 20 à 30 mm.
- Enfin, pour les machines de forte puissance, on adopte classiquement un pas de 25 à 40 mm, voire jusqu'à 60 mm pour les très grosses unités (diamètre extérieur supérieur à 4–5 m). [51.52]

$$S = 2 \times m \times p \times q \quad (\text{III.12})$$

III.8.3.2 Section d'encoche.

Les dimensions des encoches dépendent du nombre de conducteurs, de leurs sections et de l'épaisseur requise pour l'isolation. En effet, les conducteurs statoriques doivent être isolés par rapport au noyau ainsi qu'entre eux au moyen d'isolants (cartons, films plastiques ...). Ils sont

maintenus dans l'encoche grâce à une cale de 2 à 5 mm d'épaisseur (selon la largeur de

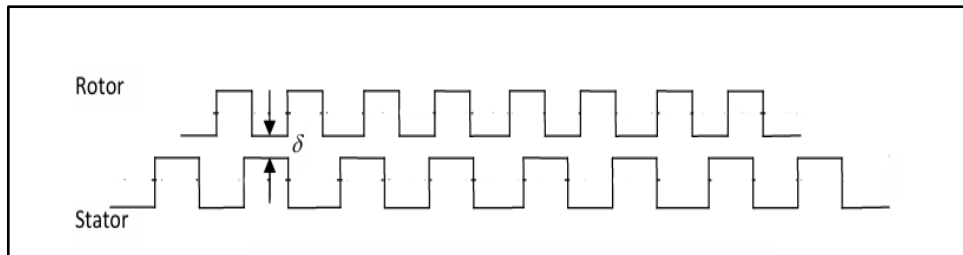


Figure III.39 : Entrefer

l'encoche), par conséquent, on définit un certain facteur de remplissage de l'encoche : [53]

$$K_{rem} = \frac{Scuivre}{Sencoche} \quad (III.13)$$

III.8.4 Epaisseur de l'entrefer.

L'épaisseur de l'entrefer sera choisie le plus faible possible, en tenant compte que le stator et le rotor ne peuvent entrer en contact. Selon [Bouchard] la valeur minimale de l'entrefer peut être déduite de la formule empirique suivante : [54]

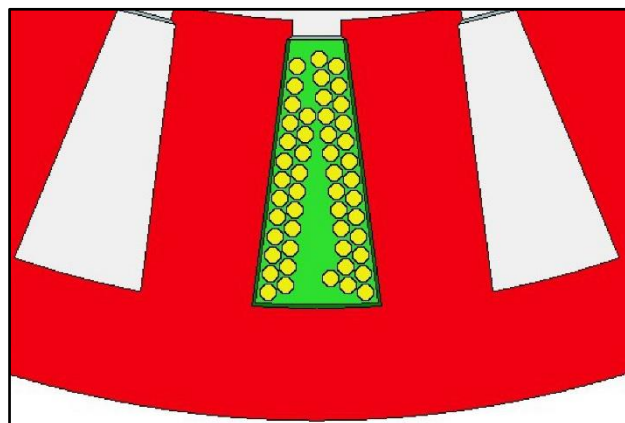


Figure III.38 : encoche

$$\delta = 0.2 + 2\sqrt{D.L} \quad (III.14)$$

Rémarque :

Pour les machines comportant plus de 12 paires de pôles, l'épaisseur de l'entrefer est dictée par les contraintes mécaniques. Afin d'assurer un dimensionnement économique de la carcasse et de l'arbre, on respecte un rapport fixe entre l'entrefer et l'alésage, défini comme suit :

$$\frac{\delta}{D} = 0.007 \dots 0.001 \quad (III.15)$$

III.8.5 Les canaux de ventilation.

Dans les machines de petite puissance la température ne présente pas un risque parce que quand elle augmente cela ne présentera aucun danger à où il ne peut pas atteindre une valeur qui abîme les composants de la machine, mais dans les moteurs de plus de 200mm de diamètre la température peut dommager les composants de la machine surtout les isolations des conducteurs peut être et il atteint la température de curie, donc dans ce cas on place les canaux de ventilation ou refroidissement.[55]

III.8.6 Facteur de foisonnement.

Le facteur de foisonnement d'une pile de tôles est défini comme le rapport entre l'épaisseur nette de fer magnétique et l'épaisseur brute occupée par cet empilement, c'est-à-dire : [55]

$$K_f = \frac{\text{épaisseur de fer}}{\text{épaisseur de fer} + \text{épaisseur d'isolant}} \quad (\text{III.16})$$

III.8.7 L'épaisseur de la culasse statorique et rotorique.

Dans le stator, l'épaisseur de la culasse se détermine en assurant la continuité du flux magnétique entre l'entrefer et la culasse elle-même. En effet, le flux total généré sous un pôle se répartit en deux branches pour alimenter symétriquement les deux pôles adjacents, de sorte que la culasse ne reçoit que la moitié du flux initial. Dans le stator, l'épaisseur de la culasse se détermine en assurant la continuité du flux magnétique entre l'entrefer et la culasse elle-même. En effet, le flux total généré sous un pôle se répartit en deux branches pour alimenter symétriquement les deux pôles adjacents, de sorte que la culasse ne reçoit que la moitié du flux initial. [57]

$$\Phi_{cs} = \frac{\Phi}{2} \quad (\text{III.17})$$

$$A_{cs} = \frac{\Phi}{2B_{cs}} = L \times h_{cs} \quad (\text{III.18})$$

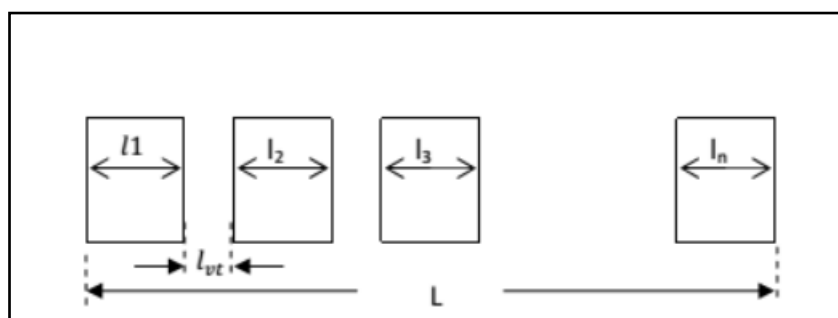


Figure III.40 : Canaux de refroidissement

$$h_{cs} = \frac{A_{cs}}{L} \quad (\text{III.19})$$

III.8.8 Nombre de spires dans encoche.

$$E_{ph} = K_e \times V_{ph} \quad (\text{III.20})$$

$$K_e = 0.98 - 0.005p \quad (\text{III.21})$$

$$T_{ph} = \frac{K_e V_{ph}}{4.44 \times kw \times kf \times f \times \Phi} \quad (\text{III.22})$$

$$Z_s = 2 \times 3 \times T_{ph} = 6 T_{ph} \quad (\text{III.23})$$

$$Z_{s1} = \frac{Z_s}{S} \quad (\text{III.24})$$

[58]

Remarques :

- La valeur obtenue par l'équation correspond rarement à un nombre entier.
- Le nombre de conducteurs au stator doit être un nombre entier. Si ce n'est pas le cas, le concepteur doit corriger la valeur de Z_{s1} (prendre soit la valeur arrondie soit la valeur tronquée). Ensuite, il recalcule les valeurs corrigées Z_{scor} , T_p , P_{cor} et B_{moy} corrigé en

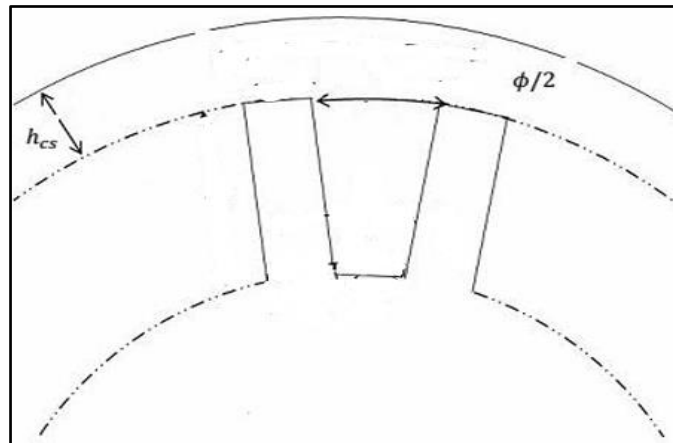


Figure III.41 : Montre h_c

utilisant les équations

- Pour un bobinage à deux couches, Z_{s1} doit être un nombre pair.

III.8.9 Section de conducteur.

On doit aussi connaître la section des conducteurs à utiliser afin de respecter le critère de densité de courant imposé. On commence par évaluer la valeur du courant nominal au stator par :

$$I_{ph} = \frac{pu}{\sqrt{3} \times U_{ph} \times \eta \times \cos\varphi} \quad (\text{III.25})$$

$$A_s = \frac{I_{ph}}{j} \quad (\text{III.26})$$

Remarques :

- Si la section des conducteurs est inférieure à 5 mm², des conducteurs ronds sont employés. Si elle est supérieure à 5 mm² on utilise des conducteurs rectangulaires.
- Pour les conducteurs rectangulaires le rapport entre la hauteur et la largeur des conducteurs varie entre 2,5 à 3,5.[59]

III.8.10 Résistance de l'enroulement statorique.

La résistance de l'enroulement statorique par phase est calculée à partir de l'équation suivante : [60]

$$R_s = \frac{\rho \times L \times T_{ph}}{a_s} \quad (\text{III.27})$$

III.8.11 Pertes cuivre dans l'enroulement statorique.

Les pertes ohmiques dans le stator sont données par : [61]

$$P_{\text{cuivre}} = 3 \times I_{ph}^2 \times r_s \quad (\text{III.28})$$

III.8.12 Le diamètre extérieur du stator.

Le diamètre extérieur du stator, selon la figure : [62]

$$D_{es} = D + 2h_s + 2h_{cs} \quad (\text{III.29})$$

III.8.13 Le diamètre extérieur du rotor : [63]

$$D_{er} = D - 2 \times \delta - 2 \times E_a \quad (\text{III.30})$$

III.8.14 L'épaisseur de l'aimant. [64]

$$E_a = \frac{B_{moy} \times l_g}{\mu_{vide} \times H_a} \quad (\text{III.31})$$

III.8.14 Diamètre de fil conducteur [65].

$$D_{\text{fil}} = \sqrt{\frac{ac}{\pi}} \quad (\text{III.32})$$

III.8.15 diamètres de l'isolant de conducteur [66].

Rated diameter [mm]	Insulated wire diameter [mm]
0.30	0.327
0.32	0.348
0.33	0.359
0.35	0.3795
0.38	0.4105
0.40	0.4315
0.42	0.4625
0.45	0.4835
0.48	0.515
0.50	0.536
0.53	0.567
0.55	0.5875
0.58	0.6185
0.60	0.639
0.63	0.6705
0.65	0.691
0.67	0.7145
0.70	0.742
0.71	0.7525
0.75	0.7949
0.8	0.8455
0.85	0.897
0.9	0.948
0.95	1.0
1.00	1.051
1.05	1.102
1.10	1.153
1.12	1.173
1.15	1.2035
1.18	1.2345
1.20	1.305
1.25	1.325
1.30	1.356
1.32	1.3765
1.35	1.407
1.40	1.4575
1.45	1.508
1.50	1.559

III.9 Cahier de charge.

Paramétre	Valeur
Puissance utile	0.55 [Kw]
Tension	220 [V]
Vitesse	1500 [t/min]
Fréquence	50 [Hz]

III.10 sélections de Matériaux.

III.10.1 Dans le stator et rotor.

Matériaux utilisés dans le stator est : **M19-24G**

M : matériaux ferromagnétiques.

19 : Les pertes = 1.9 [w/kg] pour 1.5 [T] et 60 [Hz].

24 : l'épaisseur 0.25[mm].

G : Gain non orienté cela veut dire que les propriétés magnétiques sont identiques dans toutes les directions du plan de la tôle.

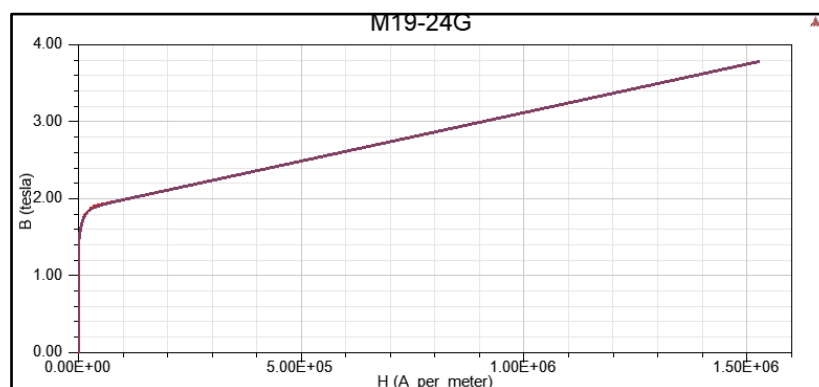


Figure III.42 : Courbe d'aimantation de matériau ferromagnétique

Pourquoi choisir M19-24G.

- Excellente performance énergétique (pertes très basses)
- Grande perméabilité pour un flux magnétique efficace
- Bonne découpe et emboutissage grâce à un traitement de surface optimisé

- Rapport coût/performance idéal pour des quantités moyennes

III.10.2 L'aimant permanent de rotor.

L'aimant permanent utiliser dans le rotor est : XG196/96

XG : Code fabricant/série pour les aimants NdFeB frittés à haute coercivité (XG = eXtreme Grade” dans certains catalogues) Il indique implicitement une coercivité intrinsèque élevée, adaptée aux applications tournantes à risque de démagnétisation.

196 : 196 [kJ/m³] Valeur du produit énergie max, C'est l'aire maximale sous la courbe B–H, gage de la capacité de l'aimant à stocker de l'énergie plus ce chiffre est grand, plus l'aimant est puissant.

96 : 0,96 [T] Induction résiduelle exprimée ici en centièmes de tesla Après une aimantation en circuit fermé, le matériau conserve 0,96 [T] à $H = 0$ [A.t/m].

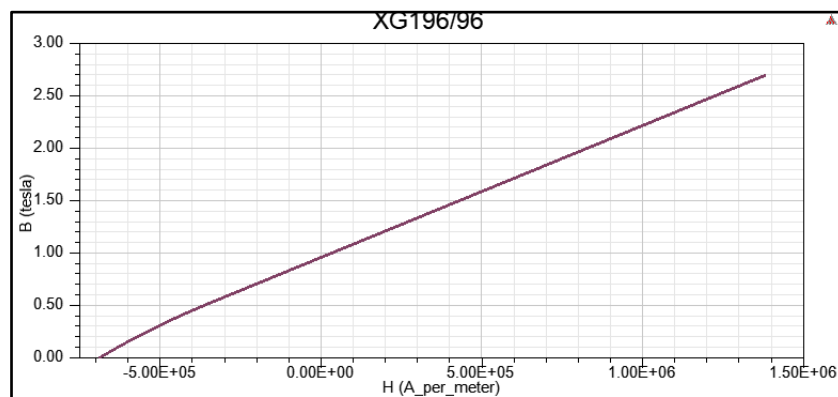


Figure III.43 : Courbe d'aimantation de l'aimant

III.10.3 L'arbre.

Matériau amagnétique

III.10.4 Matériau utilise dans le conducteur.

Matériau utilise dans le conducteur est le cuivre

$$j = 8 \text{ [A/mm}^2\text{]}$$

III.11- Valeur de A_c et B_{moy} .

Paramètre	Valeur
A_c	10000 [Ac/m]
B_{moy}	0.7 [T]

III.12 Les résultat de calcul.

III.12.1 Les encoches.

Symbole	Valeur
Hs0	0.5 [mm]
Hs2	6.69 [mm]
Bs0	2.5 [mm]
Bs1	5.6 [mm]
Bs2	7.4 [mm]

III.12.2 Les défient paramétre.

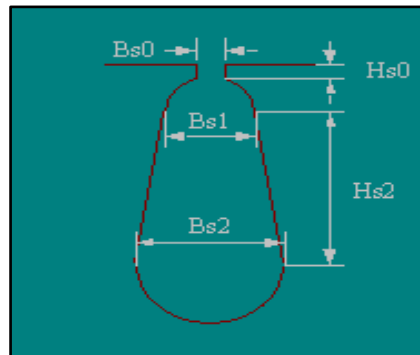


Figure III.44 : Les dimensions de l'encoches

Paramètre	Symbole	Valeur
Longueur active	L	75 [mm]
Diamètre d'alissage	D	77.43 [mm]

Nombres d'encoches	S	24
Entrefer	δ	0.35 [mm]
Canaux de ventilation	C_n	Pas de canaux
Facteur de foisonnement	K_f	0.95
Epaisseur de culasse statorique	h_c	62
Epaisseur de culasse rotorique	h_r	62 [mm]
Nombre total de spire	Z_s	1248
Nombres de spire par encoche	Z_{s1}	52
Résistance de l'enroulement statorique	R_s	1.3 [Ω]
Section de conducteur	A_s	0.188 [mm ²]
Pertes cuivre	P_{cuivre}	8.77 [joule]
Diamètre extérieur de stator	D_{es}	140 [mm]
Diamètre extérieur de rotor	D_{er}	63.01 [mm]
Epaisseur de l'aimant	E_a	3.5 [mm]
Diamètre de fil conducteur	D_{fil}	0.2447 [mm]
Diamètre de l'isolant de conducteur	D_{isolant}	0.2717 [mm]

III.12.3 Bobinage.

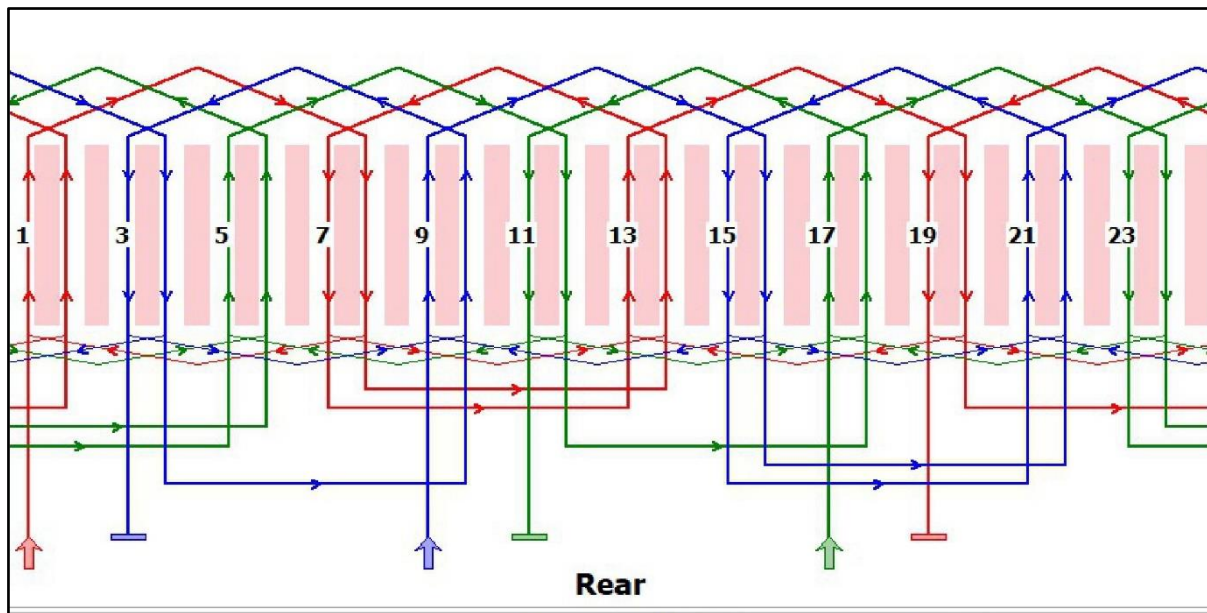


Figure III.46 : Bobinage de notre moteur

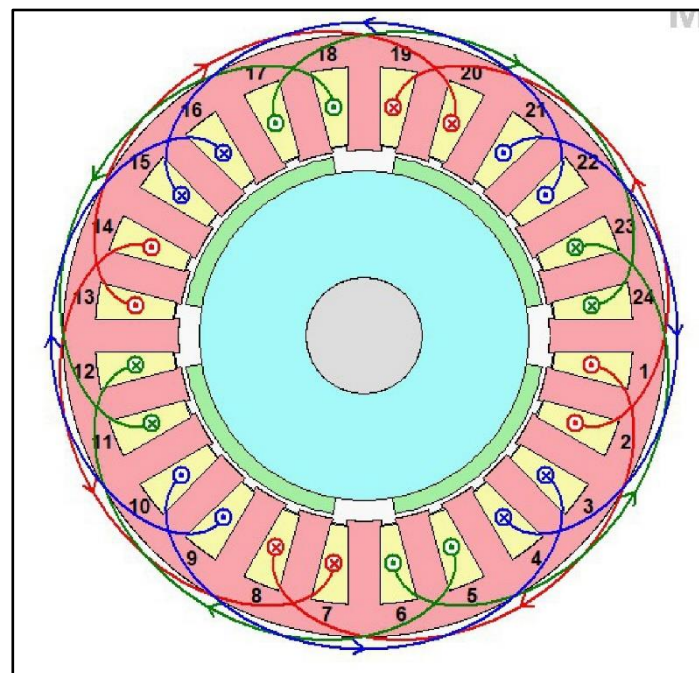


Figure III.45 : Bobinage de notre moteur 2

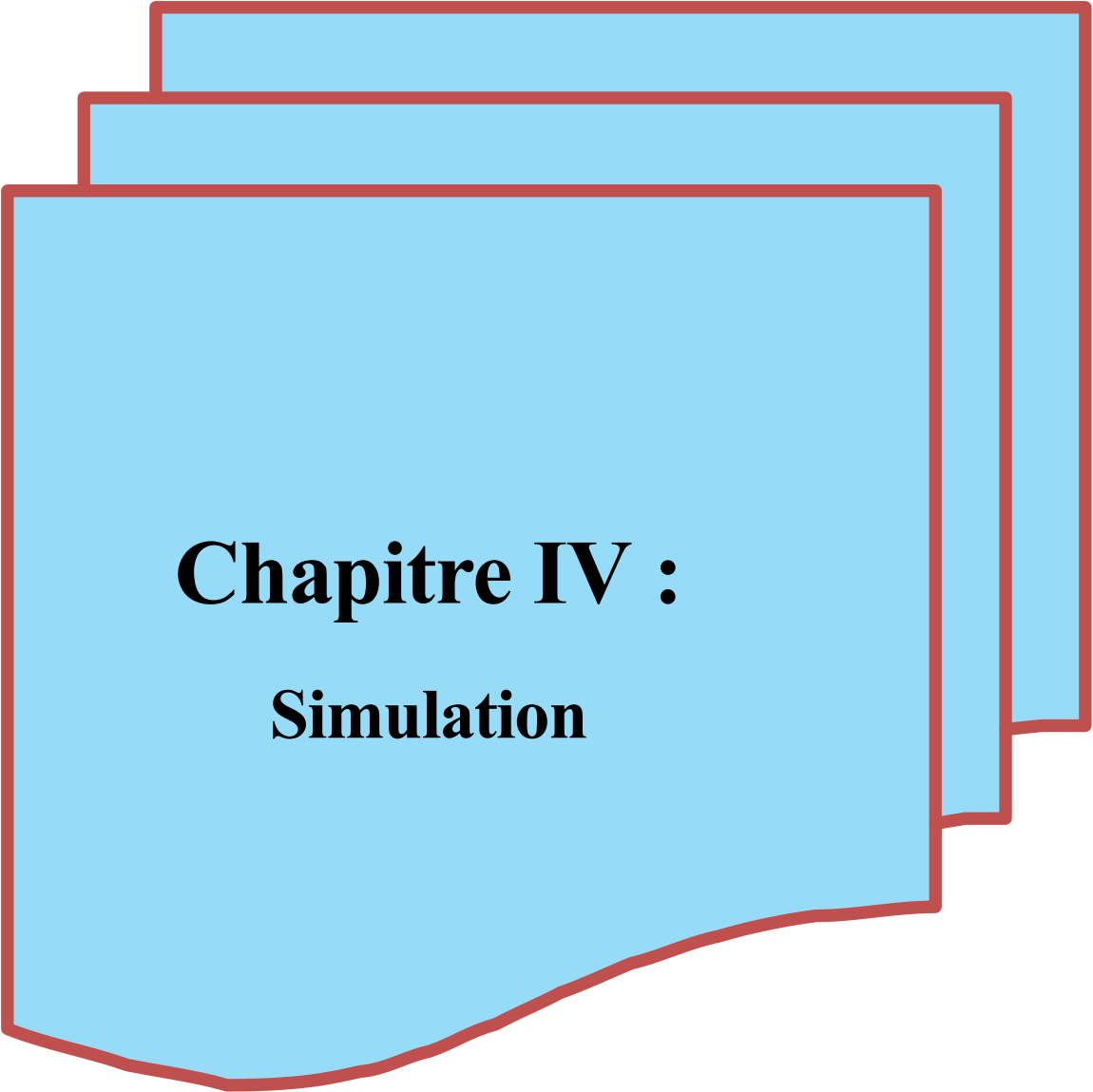
III.13 Conclusion.

Ce chapitre a d'abord posé les fondations du dimensionnement des machines électriques en insistant sur l'importance cruciale d'un cahier des charges exhaustif, définissant précisément les objectifs de puissance, de rendement, de coût et de durée de vie dès la phase d'avant-projet, Cette première étape conditionne tous les choix ultérieurs, tant en termes de topologie magnétique que de matériaux utilisés.

La suite du chapitre a décomposé le problème de conception en cinq sous-systèmes interdépendants magnétique, électrique, diélectrique, thermique et mécanique et a montré comment un balayage itératif entre ces domaines assure l'homogénéité et la cohérence du projet global. Chaque sous-système fait l'objet d'un dimensionnement préliminaire basé sur des formules empiriques classiques, telles que celles du nombre de conducteurs actif ou du coefficient d'utilisation de la section métallique, qui sont ensuite affinées par simulation.

Dans la partie expérimentale, le chapitre a comparé les approches analytiques rapides mais approximatives et les méthodes numériques plus lourdes mais d'haute-fidélité afin d'illustrer l'arbitrage nécessaire entre temps de calcul et précision des résultats. Il a également détaillé le processus de choix des matériaux magnétiques et isolants, en mettant l'accent sur les propriétés $B-H$, les pertes fer, et la tenue diélectrique, critères fondamentaux pour garantir la performance et la stabilité thermique de la machine.

Enfin, l'application concrète de cette méthodologie à deux architectures la machine asynchrone à cage d'écureuil et la machine synchrone à pôles saillants a permis de valider la démarche. Pour la machine synchrone, on a exposé pas à pas le calcul des dimensions géométriques (diamètre, longueur active), le calcul du flux et de la f.é.m., puis la vérification thermique par bilan de pertes. Ce travail d'optimisation analytique, complété par des essais sur prototype, jette ainsi les bases d'un processus robuste d'industrialisation et d'amélioration continue des machines tournantes.



Chapitre IV :

Simulation

IV.1 introduction.

Dans ce chapitre, nous allons simuler le moteur conçu dans le chapitre précédent. Nous saisissons différentes valeurs de paramètres dans le logiciel de simulation ANSYS Maxwell, puis nous extrairons l'ensemble des résultats (courbes couple-vitesse, pertes, distribution du flux, etc.) afin d'évaluer et d'analyser les performances du moteur.

IV.2 Définition de logiciel ansys maxwell.

ANSYS Maxwell est un logiciel de simulation électromagnétique par éléments finis, spécialisé dans l'analyse basse fréquence (quasi-statique) des champs électromagnétiques. Il permet :

- La modélisation 2D et 3D de composants électromagnétiques (moteurs, transformateurs, bobines, capteurs, actionneurs) ;
- L'étude en régime statique, transitoire et harmonique pour calculer champs, forces, couples, pertes et distributions de flux ;
- L'intégration multi-physique, en couplant les résultats électromagnétiques à des simulations thermiques et structurelles pour évaluer la température ou les contraintes mécaniques ;
- Une interface conviviale avec pré- et post-processeurs graphiques pour la mise en place du maillage, la définition des matériaux et l'analyse des résultats (courbes couple-vitesse, diagrammes de pertes, cartes de flux, etc.) ;
- Des bibliothèques de matériaux et de composants permettant de choisir facilement aciers, aimants, isolants, conducteurs, etc.

En somme, ANSYS Maxwell est l'outil de référence pour le dimensionnement et l'optimisation des dispositifs électromagnétiques à basse fréquence, grâce à la précision de son solveur par éléments finis et à la richesse de ses fonctionnalités multi-physiques.

IV.2.2 Méthode analytique (circuit couplé).

On peut utiliser la méthode analytique pour résoudre les problèmes facilement et rapidement mais pas de précision, on utilise cette méthode juste pour voir des résultats primaires pour avoir une idée sur les résultats finaux.

IV.2.2 Méthode élément finie.

C'est la méthode la plus efficace, il prend beaucoup de temps mais elle a très grande précision, on peut prendre ses résultats comme résultat final.

IV.3 La méthode des éléments finis (MEF)

La méthode des éléments finis est une technique numérique utilisée pour résoudre de façon approchée des équations aux dérivées partielles (EDP) décrivant des phénomènes physiques (mécanique, thermique, électromagnétique, fluide, etc.).

❖ Principe de base

- On découpe le domaine continu d'étude (structure, volume, surface) en un maillage fini d'éléments simples (triangles, quadrilatères en 2D ; tétraèdres, hexaèdres en 3D).
- Sur chaque élément, on approxime la solution (déplacements, température, potentiel électromagnétique...) par une fonction de forme polynomiale de faible ordre.
- En assemblant localement les contributions de chaque élément, on reconstitue un système global d'équations linéaires ou non linéaires.

❖ Étapes de la méthode

- Pré-traitement
 - Définition de la géométrie, choix des matériaux, conditions aux limites et maillage.
- Élaboration des équations élémentaires :
 - Calcul des matrices de rigidité/compatibilité et vecteurs de charges locales, à partir du principe des travaux virtuels ou d'une formulation variationnelle (principe de Galerkin).
- Assemblage global :
 - Concaténation des matrices et vecteurs élémentaires pour obtenir le système $K \cdot u = F$
- Résolution numérique :
 - Pour les systèmes linéaires, on utilise des solveurs directs (Gauss, Cholesky) ou itératifs (Conjugué Gradient, GMRES).
 - Pour les problèmes non linéaires (grande déformation, phénomènes électriques non linéaires), on emploie un procédé itératif (Newton–Raphson).
- Post-traitement
 - Interprétation des résultats (cartes de contraintes, déformées, distribution de température, lignes de flux, etc.).

❖ Avantages et limites

- Avantages :
 - Grande flexibilité géométrique et capacité à traiter des formes complexes.
 - Adaptabilité du maillage pour affiner la précision localement (maillage non uniforme).
 - Multi-physique : possibilité de coupler mécanique, thermique, électromagnétique...

- Limites :
 - Coût computationnel élevé pour les maillages très fins ou les problèmes 3D volumineux.
 - Qualité du résultat dépend fortement de la qualité du maillage et du choix des fonctions de forme.
- ❖ Applications courantes
 - Dimensionnement de structures (ponts, bâtiments, châssis, pales d'éolienne).
 - Simulation thermique (répartition des températures dans un composant électronique).
 - Analyse électromagnétique (moteurs électriques, transformateurs, capteurs).
 - Dynamique des fluides (écoulement autour d'un profil d'aile).

En résumé

La méthode des éléments finis est une approche puissante et généralisée pour simuler de façon précise des phénomènes physiques dans des domaines variés, à condition de maîtriser la création d'un maillage adéquat et le choix des solveurs numériques adaptés.

IV.5 Les résultat préliminaire (résolution analytiquement).

GENERAL DATA

Rated Output Power (kW): 0.55

Rated Voltage (V): 127

Number of Poles: 4

Frequency (Hz): 50

Frictional Loss (W): 12

Windage Loss (W): 0

Rotor Position: Inner

Type of Circuit: L3

Type of Source: Sine

Domain: Time

Operating Temperature (C): 75

STATOR DATA

Number of Stator Slots: 24

Outer Diameter of Stator (mm): 140

Inner Diameter of Stator (mm): 75

Type of Stator Slot: 1

Stator Slot

hs0 (mm): 0.5

hs2 (mm): 15.8924
bs0 (mm): 2.5
bs1 (mm): 5.65006
bs2 (mm): 9.83461
Top Tooth Width (mm): 4.97419
Bottom Tooth Width (mm): 4.97419
Skew Width (Number of Slots): 0
Length of Stator Core (mm): 65
Stacking Factor of Stator Core: 0.95
Type of Steel: M19-24G
Designed Wedge Thickness (mm): 2.11023
Slot Insulation Thickness (mm): 0.3
Layer Insulation Thickness (mm): 0
End Length Adjustment (mm): 0
Number of Parallel Branches: 2
Number of Conductors per Slot: 152
Type of Coils: 11
Average Coil Pitch: 5
Number of Wires per Conductor: 2
Wire Diameter (mm): 0.5733
Wire Wrap Thickness (mm): 0
Slot Area (mm²): 174.321
Net Slot Area (mm²): 145.549
Limited Slot Fill Factor (%): 75
Stator Slot Fill Factor (%): 68.6479
Coil Half-Turn Length (mm): 143.91
Wire Resistivity (ohm.mm²/m): 0.0217

ROTOR DATA

Minimum Air Gap (mm): 0.5
Inner Diameter (mm): 10
Length of Rotor (mm): 65
Stacking Factor of Iron Core: 0.95
Type of Steel: M19-24G
Polar Arc Radius (mm): 37

Mechanical Pole Embrace: 0.7
Electrical Pole Embrace: 0.699985
Max. Thickness of Magnet (mm): 3.5
Width of Magnet (mm): 38.7594
Type of Magnet: XG196/96
Type of Rotor: 1
Magnetic Shaft: No
Armature Copper Weight (kg): 2.41224
Permanent Magnet Weight (kg): 0.275114
Armature Core Steel Weight (kg): 3.20857
Rotor Core Steel Weight (kg): 1.62837
Total Net Weight (kg): 7.52429
Armature Core Steel Consumption (kg): 7.84189
Rotor Core Steel Consumption (kg): 1.81796

FULL-LOAD DATA

Maximum Line Induced Voltage (V): 185.682
Root-Mean-Square Line Current (A): 2.63918
Root-Mean-Square Phase Current (A): 1.5902
Armature Thermal Load (A^2/mm^3): 18.9585
Specific Electric Loading (A/mm): 12.3102
Armature Current Density (A/mm^2): 1.54006
Frictional and Windage Loss (W): 12
Iron-Core Loss (W): 10.0779
Armature Copper Loss (W): 13.9498
Total Loss (W): 36.0277
Output Power (W): 550.306
Input Power (W): 586.334
Efficiency (%): 93.8554

IV.6 La division de moteur.

Lorsque vous voyez qu'ANSYS Maxwell « divise par 4 » votre machine, c'est tout simplement parce que vous avez activé la symétrie cyclique et que votre moteur présente un motif qui se répète 4 fois autour de l'axe. Plutôt que de résoudre l'intégralité de la machine (360 °), Maxwell ne calcule qu'un secteur ($360^\circ / 4 = 90^\circ$) **pour gagner du temps de calcul, puis répercute les résultats sur l'ensemble de la machine.**

IV.7 Condition aux limites.

- Les conditions aux limites de **Dirichlet** sont un type de conditions aux limites utilisé dans la résolution des équations aux dérivées partielles (EDP). Elles consistent à imposer la valeur de la fonction solution sur la frontière du domaine étudié.
- Les conditions aux limites de **Neumann** sont un autre type de conditions utilisées pour résoudre les équations aux dérivées partielles (EDP). Elles consistent à imposer la valeur de la dérivée normale de la fonction solution sur la frontière du domaine. Autrement dit, on fixe le flux qui traverse la frontière, plutôt que la valeur de la fonction elle-même.

IV.8 Le maillage.

Le maillage de moteur comme la figure (IV.1) de 1305872 meshes, le nombre est très grande pour la précision.

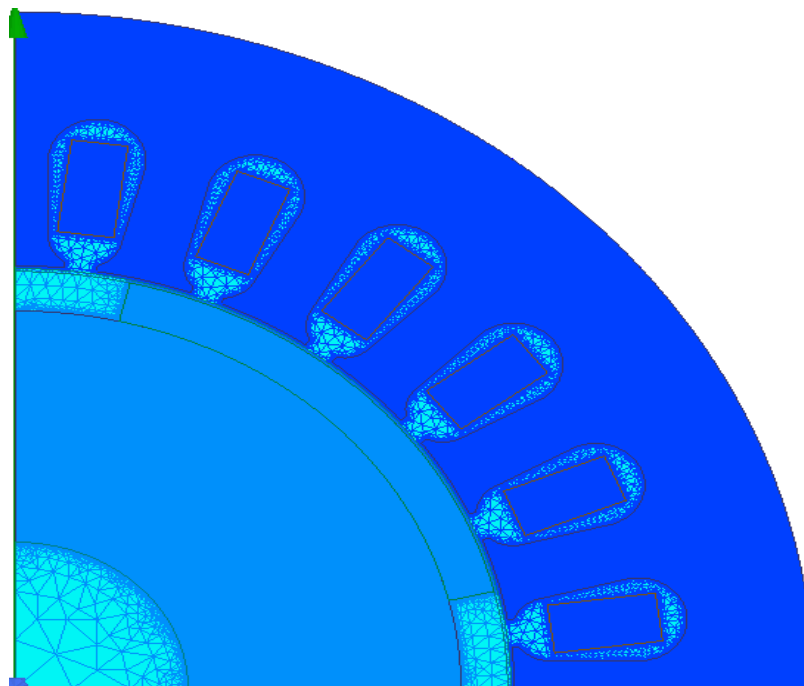


Figure IV.47 : Maillage

Sur cette vue du maillage de votre moteur ($\approx 1\,305\,872$ éléments), on peut distinguer trois régions de taille de maillage très différentes, choisies pour capturer au mieux les gradients de champ magnétique et assurer la précision du calcul :

- ❖ Entrefer et bords d'aimant (zone la plus fine)
 - Vous avez un maillage très raffiné (petits triangles) juste autour de l'entrefer et aux contours des encoches d'aimant : c'est là que le champ magnétique varie le plus vite, donc il faut des éléments petits pour modéliser correctement la densité de flux et limiter l'erreur numérique.
 - Les triangles ont l'air bien réguliers (angles raisonnables), ce qui aide à garder une bonne condition numérique.
- ❖ Masses ferromagnétiques du rotor et du stator (zone intermédiaire)
 - Juste derrière l'entrefer, dans le cœur en fer, les éléments sont un peu plus gros, mais restent suffisamment petits pour capter les saturations locales éventuelles.
 - On voit un passage progressif de la finesse de maille (pas de changement brutal), ce qui évite les discontinuités de maillage et limite les réflexions numériques.
- ❖ Extérieur (zone la moins fine)
 - À l'extérieur du stator (zone bleu foncé), le maillage est beaucoup plus grossier : c'est une région où le champ est plus lisse, on peut donc augmenter la taille des éléments pour réduire le nombre total d'éléments et le coût de calcul sans perdre en précision significative.

IV.9 Résultat.

IV.9.1 L'induction.

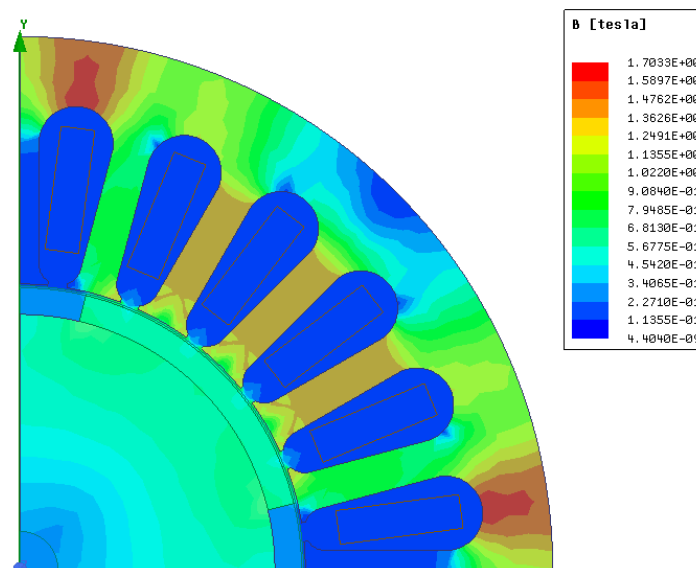


Figure IV.48 : L'induction

Sur cette carte de densité de flux magnétique (B en teslas), on peut dégager les points suivants d'un point de vue académique :

❖ Échelle et plages de flux

- La légende montre que la densité de flux varie de quasiment 0 T (1.33×10^{-7} T, bleu foncé) jusqu'à près de 2 T (rouge), valeur qui correspond au pic de saturation possible dans l'acier doux.
- Les valeurs intermédiaires (0,5 T à 1,5 T) sont représentées par des dégradés de bleu à vert puis jaune-orangés.

❖ Zones de pic de flux (rouge et orange)

- On observe des « taches » rouge-orangé au bord intérieur des pôles du stator, là où la différence de potentiel magnétique entre l'entrefer et le cœur ferromagnétique est la plus forte.
- Ces zones correspondent aux pointes de saturation locale dans l'acier, souvent à proximité immédiate de l'entrefer, ce qui traduit que la perméabilité magnétique locale diminue brusquement.

❖ Distribution dans l'entrefer et les encoches d'aimant

- Dans l'entrefer (fente entre rotor et stator), le champ est plutôt homogène autour des 0,8 T–1,0 T (teintes vertes), ce qui est cohérent avec un bon couplage magnétique entre aimants et dents du stator.
- À l'intérieur des encoches d'aimant elles-mêmes, la densité est faible (bleu), car le matériau aimanté génère le flux mais la zone de coexistence acier-aimant n'est pas pleine.

❖ Fuites et zone extérieure

- Dans la zone extérieure du stator (paroi en bleu ciel à bleu profond), on voit un gradient dégressif vers l'extérieur : le flux s'éloigne du circuit magnétique principal et se disperse dans l'air, ce qui crée le “flux de fuite”.
- Ces fuites sont normales mais doivent rester maîtrisées pour limiter les pertes et assurer un bon couple électromagnétique.

❖ Symétrie et conditions de simulation

- L'image couvre un demi-pôle (180°), mais on constate une belle symétrie périodique entre les pôles (positions de 0° , 60° , 120° , ...).

- L'annotation indique "Time = 0,02 s, Speed = 1500 rpm, Position = 180°" : c'est donc un instantané à régime permanent, axe rotor tourné de 180°, confirmant l'état transitoire stabilisé.

IV.9.2 Les ligne de flux.

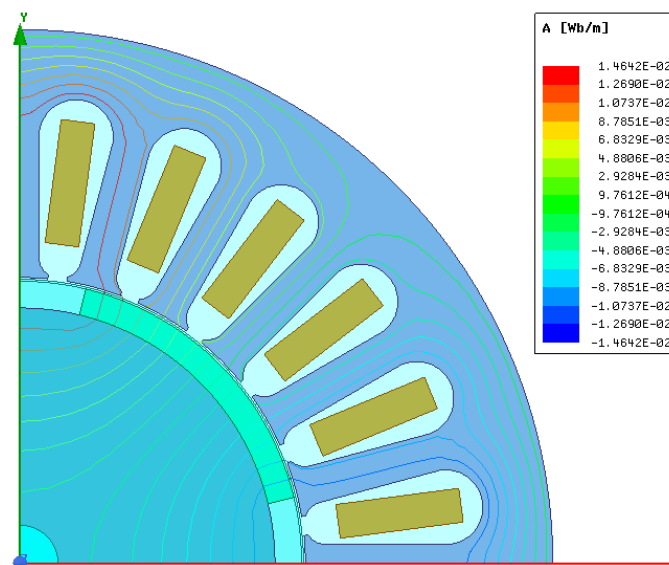


Figure IV.49 : Ligne de flux

❖ Géométrie et repères

- La vue représente une coupe diamétrale (demi-poutre) du moteur, avec le rotor (au centre) et le stator (à droite) séparés par l'entrefer.
- Les axes X (rouge) et Y (vert) matérialisent le repère fixe de la machine.

❖ Potentiel magnétique A et lignes de flux

- Les contours colorés représentent le potentiel vecteur magnétique A. Dans une configuration 2D, les lignes de niveau de A sont perpendiculaires aux lignes de flux
- Les régions rouge-orangé (valeurs positives maximales) correspondent aux zones de fort potentiel, typiquement du côté des pôles nord des aimants. Les zones bleues (valeurs négatives) marquent les pôles sud.

❖ Cheminement du flux dans le circuit magnétique

- Le flux sortant du pôle nord de chaque aimant permanent traverse l'entrefer en se répartissant dans les dents de stator adjacentes avant de revenir vers le pôle sud.

- On observe un fort rapprochement des lignes de niveau A dans l'entrefer et au sommet des dents : cela traduit une densité de flux élevée, favorable au couple électromagnétique.
- ❖ Fuites et franges de flux
- Quelques lignes de niveau s'échappent latéralement dans l'entrefer, signe de flux de fuite ces fuites induisent des pertes et réduisent le flux utile.
 - En tête de dent (entre deux pôles), on note la formation de « franges » de flux courbées, caractéristiques du profil polaire et de l'épaisseur de l'entrefer.
- ❖ Homogénéité et symétrie
- La quasi-symétrie des contours entre pôles successifs indique un bon équilibrage magnétique, essentiel pour minimiser les vibrations et les harmoniques de couple.
 - La répartition angulaire uniforme des aimants (ici 6 pôles visibles) corrobore une machine triphasée à 12 dents de stator, optimisée pour un rendement élevé.
- ❖ Dimensionnement et saturation
- Les zones très claires (vert clair à jaune) dans le fer du stator et du rotor montrent que l'on reste en dessous du seuil de saturation magnétique garantissant un comportement linéaire.
 - Un étalement excessif des niveaux de A dans ces zones indiquerait un risque de saturation, à éviter pour préserver la linéarité et réduire les pertes fer.

IV.9.3 Le couple.

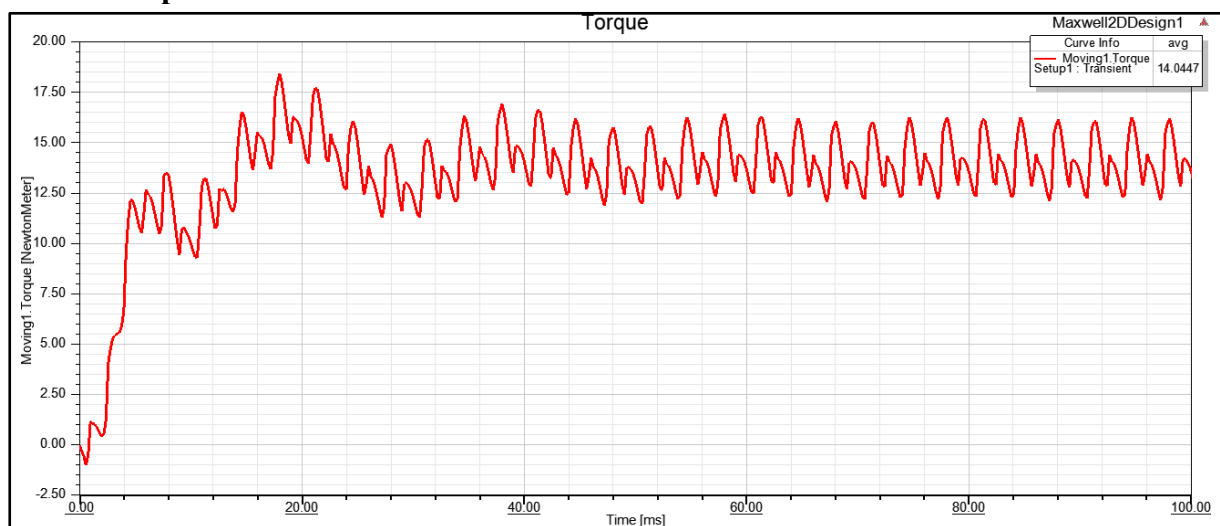


Figure IV.50 : Couple

❖ Phase transitoire initiale

- Durée : jusqu'à ≈ 8 ms, on observe une montée progressive du couple depuis des valeurs négatives (freinage de démarrage) vers un palier positif.
- Origine : ce comportement reflète l'établissement du flux rotor stator et la montée en régime des courants d'excitation et de l'enroulement d'armature. Les oscillations durant cette phase traduisent les interactions magnéto-mécaniques non stabilisées et les phénomènes de résonance électrique.

❖ Régime permanent

- Valeur moyenne : une fois le régime établi, le couple moyen se stabilise autour de $14 \text{ N}\cdot\text{m}$ (cf. légende "avg = 14.0447").
- Magnétisation linéaire : l'absence de dérive du niveau moyen indique que le matériau ferromagnétique du circuit reste en domaine linéaire (non saturé), assurant un couple stable.

❖ Ondulations du couple

- Amplitude : on note des variations périodiques de $\pm 1,5 \text{ N}\cdot\text{m}$ environ autour de la moyenne.
- Fréquence : ces ondulations sont liées à la commutation des phases / à la géométrie polaire (nombre de dents de stator et pôles du rotor) typiquement un taux de $\pm 10 \%$ de la valeur moyenne.
- Origines physiques :
 - Cogging (éclatement de flux dû à l'attraction aimant-dent)
 - Harmoniques de courant (effets de commutation de l'onduleur)
 - Discrétisation de la force magnétomotrice (variation angulaire du flux)

❖ Analyse de performance

- Réponse dynamique : le court temps de réponse ($< 10 \text{ ms}$) montre une bonne aptitude à suivre des consignes rapides, utile pour les applications servo.
- Homogénéité du couple : les ondulations résiduelles peuvent être réduites par optimisation du profil des dents, équilibrage harmonique (filtrage actif) ou découpage de l'angle de commutation.

IV.9.3 La vitesse.

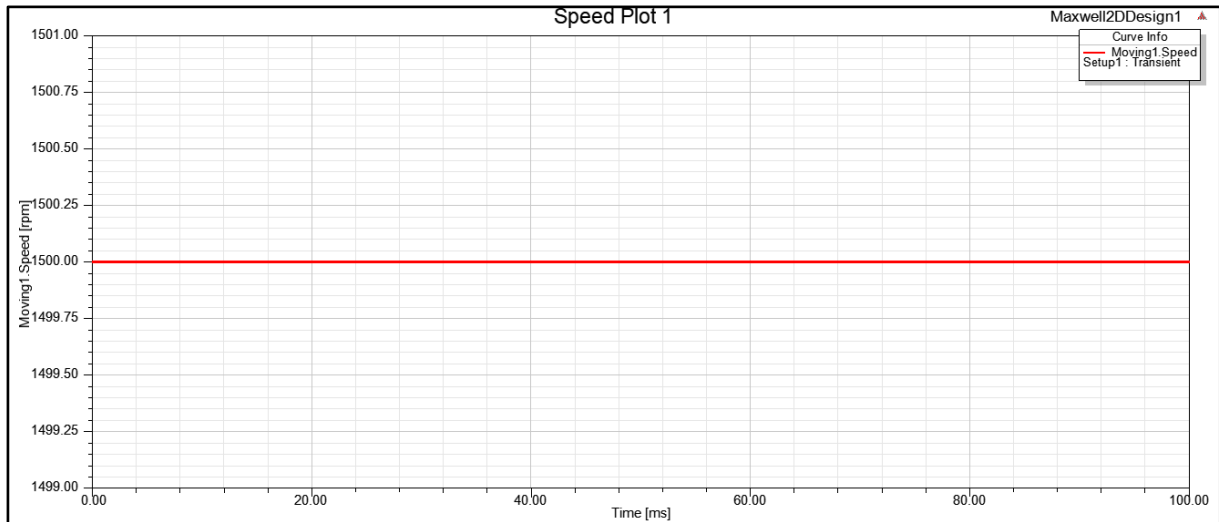


Figure IV.51 : Vitesse

❖ Montée en régime

- Phase initiale (0–5 ms) : dès l’application de la tension et du couple de charge, le rotor accélère très rapidement. Cette phase n’est presque pas visible sur la courbe car le temps de réponse mécanique est extrêmement court (< 5 ms), typique d’une machine à très faible inertie ou pilotée par une commande à boucle vitesse très agressive.

❖ Régime permanent stabilisé

- Valeur cible : la vitesse atteint et se maintient précisément à 1 500 rpm, valeur nominale de consigne pour un réseau secteur à 50 Hz (2 pôles électriques équivalent à 1 paire de pôles mécaniques).
- Précision : l’erreur de vitesse est nulle (écart $< 0,1$ rpm), montrant l’efficacité de la régulation (faible bande morte, asservissement PI / vectoriel bien réglé).

❖ Absence d’ondulations

- Ripple mécanique : l’absence totale de fluctuations mesurables autour de 1 500 rpm indique un couple résiduel très faible ou parfaitement compensé par la boucle de commande.
- Implications : ce comportement est idéal pour les applications exigeant une vitesse très stable (scies de précision, entraînements servo, pompes sensibles, etc.).

❖ Stabilité et robustesse

- Temps de stabilisation : la très rapide atteinte de la consigne traduit une faible inertie rotorique couplée à un contrôleur bien dimensionné, sans sur-oscillations ni régime transitoire prolongé.

IV.9.4 Le courant.

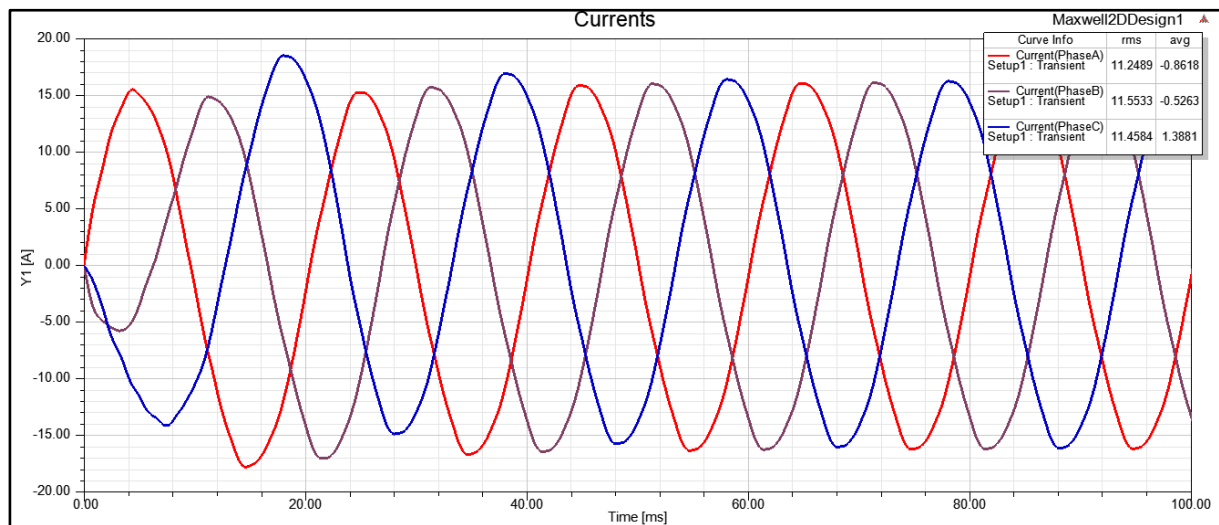


Figure IV.52 : Courant

❖ Phase transitoire initiale

- Établissement du courant : durant les premiers 5–10 ms, on observe une montée en amplitude des courants avant qu'ils n'atteignent leur régime sinusoïdal permanent.
- Oscillations amorties : de légers dépassements et oscillations traduisent la réponse de la commande de courant (boucle PI ou vectorielle) et la résonance électromagnétique initiale.

❖ Régime sinusoïdal équilibré

- Forme : après environ 10 ms, chaque phase suit une sinusoïde très régulière.
- Décalage de 120° : les courbes rouge (Phase A), violette (Phase B) et bleue (Phase C) sont rigoureusement décalées de 120 degrés électriques, confirmant un équilibrage triphasé idéal.
- Amplitude crête : pic à $\approx \pm 15$ A, cohérent avec le couple moyen de ≈ 14 N·m (couple $\propto I \cdot \Phi$).

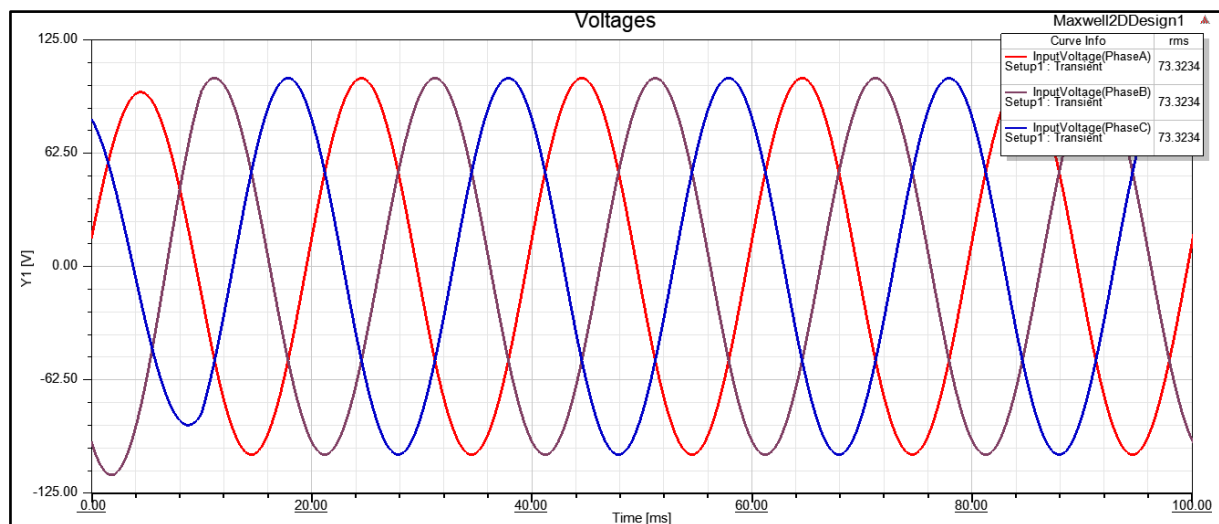
❖ Caractéristiques RMS et offset

- RMS : valeurs efficaces proches de 11,5 A pour chaque phase, comme indiqué dans la légende.
- Offset DC : les moyennes sont très faibles ($< |0,9|$ A), ce qui indique qu'il n'y a pas de courant continu significatif dans les enroulements, évitant les saturations asymétriques.

❖ Qualité et harmonique

- Pureté sinusoïdale : l'absence visible d'ondes plates ou d'escaliers montre que la conversion (onduleur) et la commande vectorielle produisent des sinusoïdes de haute qualité, minimisant les harmoniques de courant.
 - Impact sur les pertes : des courants sinusoïdaux purs réduisent les pertes Joule et fer, améliorant le rendement global.
- ❖ Corrélation couple-vitesse
- Couple stable : le régime permanent sinusoïdal et équilibré assure un couple constant (14 N·m) avec un ripple limité, comme vu précédemment.
 - Absence de saturation : les courants n'excèdent pas la plage linéaire du fer, corroborant l'analyse des potentiels magnétiques.

IV.9.4 La tension.



- ❖ Passage en régime permanent
- Établissement quasi instantané : dès le début de la simulation (0–5 ms), les tensions applicables sont mises en place par l'onduleur. Le régime sinusoïdal nominal est presque immédiatement atteint, signe d'une commande en tension efficace et d'une constante de temps électrique faible.
- ❖ Amplitude et valeur efficace
- Amplitude crête : chaque phase atteint ± 110 V environ en crête (déduit de la grille verticale, axe à ± 125 V).
- ❖ Décalage de phase

- 120° électriques : les trois sinusoïdes (rouge = A, violet = B, bleu = C) sont parfaitement décalées de 120 °, garantissant un champ tournant uniforme dans l'entrefer.
 - Symétrie et équilibre : l'égalité des amplitudes et l'absence d'asymétrie entre phases confirment un équilibrage rigoureux, nul offset DC (moyenne nulle) et pas de décalage angulaire résiduel.
- ❖ Qualité de la sinusoïde
- Limité en harmoniques : le tracé montre des sinusoïdes lisses, sans paliers ni distorsions visibles, ce qui traduit une technique de modulation (PWM sinus-pulsé ou commande vecteur) efficace pour réduire le THD.
 - Bande passante de l'onduleur : la pureté de la forme d'onde plaide pour une fréquence de commutation suffisamment élevée et un filtrage adéquat, limitant les surtensions et pertes dans le commutateur.
- ❖ Corrélation électrique-mécanique
- Couplage flux/courant : ces tensions parfaitement sinusoïdales fournissent un flux statorique sinusoïdal qui, couplé aux courants équilibrés, produit un couple lisse avec un ripple minimal.

IV.9.5 Les FEM.

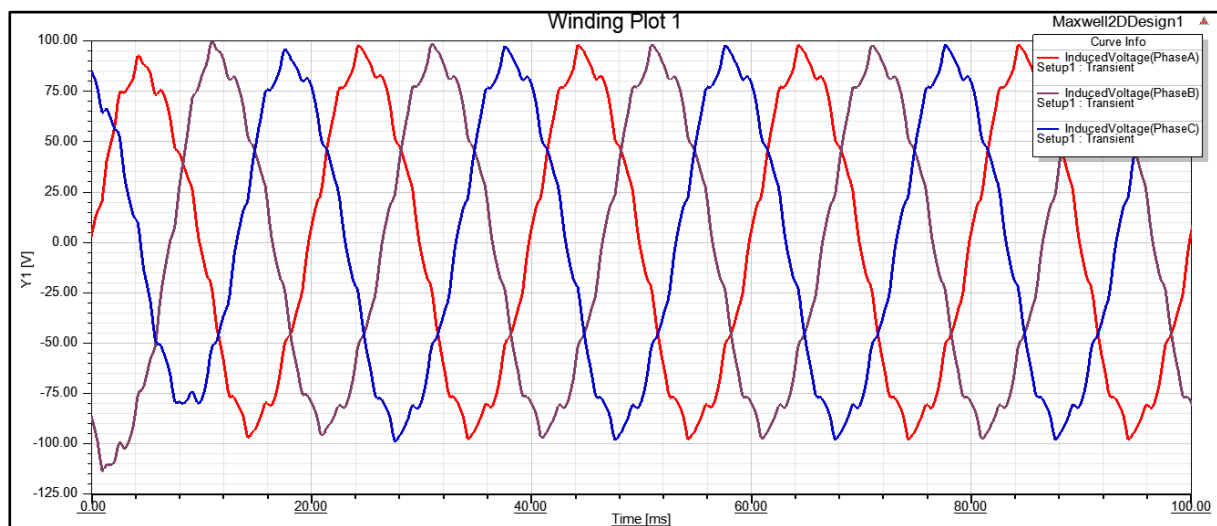


Figure IV.54 : Force électro-motrice

- ❖ Établissement du régime permanent
- Phase initiale (0 ≈ 5 ms) : on note un court transitoire où la FEM monte depuis zéro jusqu'à sa valeur sinusoïdale nominale. Ce délai reflète la mise en rotation du rotor et l'établissement du flux magnétique dans les enroulements.

- ❖ Forme sinusoïdale en régime permanent
 - Pleine sinusoïde : après ≈ 5 ms, chaque phase (rouge = A, violet = B, bleu = C) suit une sinusoïde très régulière, signe d'un flux dans l'entrefer homogène et d'un bobinage bien réparti.
 - Décalage de 120° électriques : les trois FEM sont rigoureusement décalés de 120° , assurant un champ tournant uniforme et sans à-coups électromagnétiques.
- ❖ Amplitude et valeur efficace
 - Amplitude crête : on relève environ ± 95 V en crête sur chaque phase, cohérent avec une vitesse de 1 500 rpm et un flux d'entrefer Φ .
- ❖ Relation vitesse–FEM
 - Absence de saturation : la linéarité de l'onde et l'absence de distorsion par aplatissements indiquent que le circuit magnétique n'est pas saturé à cette vitesse et ce flux.
- ❖ Qualité et harmoniques
 - Pureté de la sinusoïde : l'allure très lisse de la FEM témoigne d'un faible THD. En pratique, cela minimise les pertes fer et les vibrations électromagnétiques.
 - Bobinage optimisé : la forme idéale reflète un enroulement distribué et, le cas échéant, un décalage axial des pôles, réduisant les harmoniques de flux.
- ❖ Corrélation électromécanique
 - Couple et tension : la parfaite sinusoïdalité de la FEM, couplée à des courants statoriques équilibrés, génère un couple lisse et un rendement élevé.
 - Stabilité de la vitesse : cette FEM constante en amplitude et fréquence sous-tend la capacité du moteur à maintenir 1 500 rpm avec une excellente régulation.

IV.9.6 couples relucant (dédetant est le couple créer par les aiment).

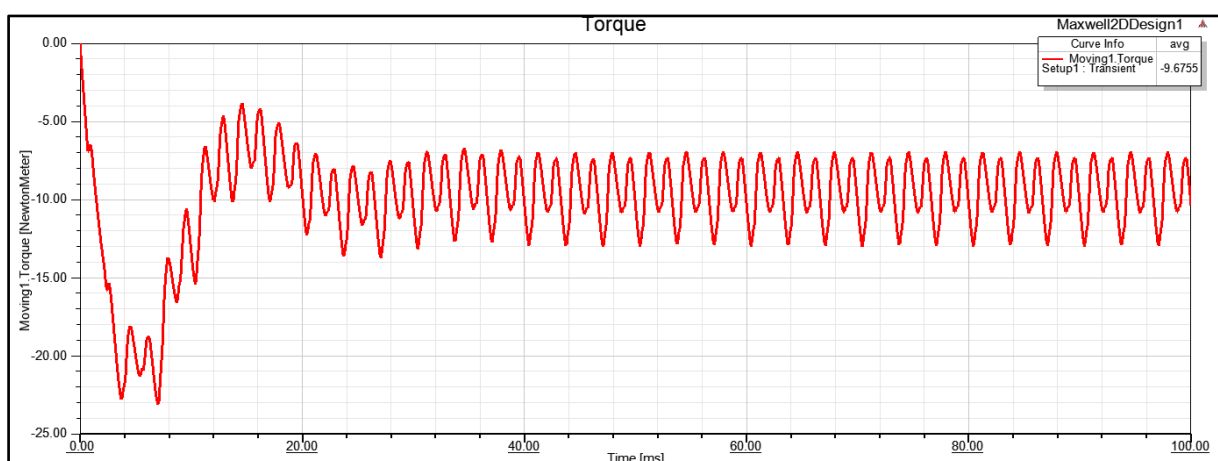


Figure IV.55 : Couple rélucant

❖ Phase transitoire initiale

- Chute rapide du couple : à $t = 0$, le couple part de 0, il bascule immédiatement en négatif pour atteindre environ $-23 \text{ N}\cdot\text{m}$ en quelques millisecondes.
- Oscillations amorties : on observe des oscillations à haute fréquence dans cette phase ($< 10 \text{ ms}$), dues à la mise en place du flux de charge inverse et à la dynamique des contrôleurs de courant/vitesse.

❖ Établissement du régime générateur

- Valeur moyenne : après $\simeq 20 \text{ ms}$, le couple moyen se stabilise autour de $-9,7 \text{ N}\cdot\text{m}$ (cf. légende “avg = -9.6755 ”).
- Symétrie négative : le niveau stagne à cette valeur négative, indiquant que le rotor, entraîné par une inertie extérieure, restitue de l'énergie vers la chaîne statorique.

❖ Ondulations du couple

- Amplitude : le ripple avoisine $\pm 2,5 \text{ N}\cdot\text{m}$ autour de la moyenne, soit un taux de fluctuation Ce pourcentage élevé est typique en mode générateur, où les harmoniques de flux et de courant sont plus prononcées.
- Fréquence : les oscillations régulières correspondent aux interactions stator-rotor (nombre de dents vs. Pôles), accentuées par la commutation inverse du courant.

❖ Origines physiques du ripple en mode générateur

- Cogging et denture : le passage des dents de stator sous les pôles produit des à-coups magnétiques plus marqués lorsqu'on exporte du couple.
- Harmoniques de tension inversée : l'onduleur génère un PWM en mode générateur, créant davantage de distorsions et d'harmoniques de courant.
- Résonances mécaniques : sous charge inverse, les amortissements électromagnétiques sont réduits, laissant transparaître plus nettement les vibrations mécaniques.

❖ Impacts et recommandations

- Filtrage et contrôle : pour réduire ce ripple élevé, on pourra renforcer le filtrage des courants et affiner la commande vectorielle (modulation d'angle, découpage adaptatif).
- Optimisation géométrique : ajuster le profil des dents ou introduire des discontinuités polaires pour atténuer le cogging en mode générateur.
- Étude de la stabilité : vérifier que cette oscillation de couple n'entraîne pas de résonances mécaniques nuisibles, notamment pour les réducteurs ou paliers.

IV.10 Etude de sensibilité de couple par variation des paramètres.

IV.10.1 Longueur active.

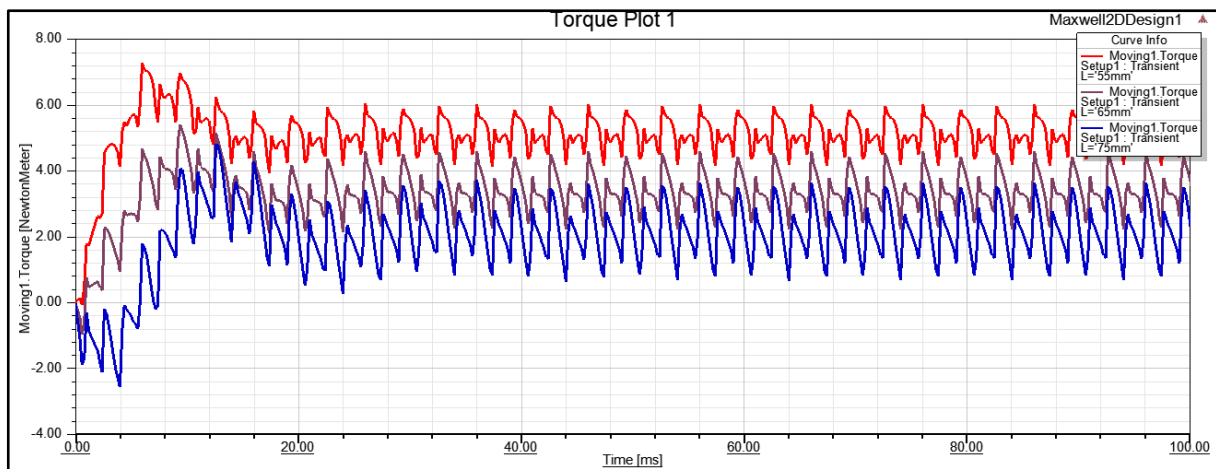


Figure IV.56 : couple en variation de L

Au démarrage, on observe que le couple, initialement nul, s'élève rapidement jusqu'à atteindre sa valeur de régime permanent en une quinzaine de millisecondes, phase durant laquelle les oscillations sont encore amortissantes à mesure que le champ magnétique et la mécanique rotorique se stabilisent. Une fois ce régime établi, le couple oscille périodiquement à la fréquence du réseau (50 Hz), générant un « ripple » dû aux harmoniques de courant, aux variations de flux dans l'entrefer et aux phénomènes de cogging. En comparant les résultats pour trois longueurs magnétiques L (55 mm, 65 mm et 75 mm), on constate que plus L est courte, plus le couple moyen est élevé (environ 5–6,5 N·m pour 55 mm contre 1,5–3,5 N·m pour 75 mm) et plus l'amplitude du ripple est importante. À l'inverse, allonger L réduit la densité de flux et donc le couple nominal, tout en lissant les oscillations. Le choix de L constitue ainsi un compromis : une longueur moindre maximise le couple mais accroît les vibrations et le bruit, tandis qu'une longueur plus grande favorise un couple plus régulier au détriment de la puissance mécanique et de la compacité.

IV.10.2 La tension.

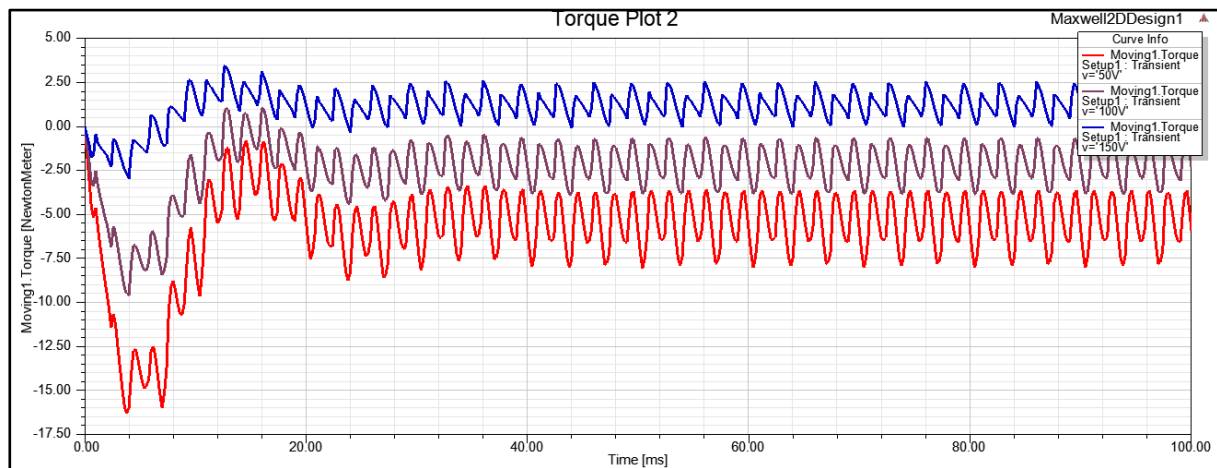
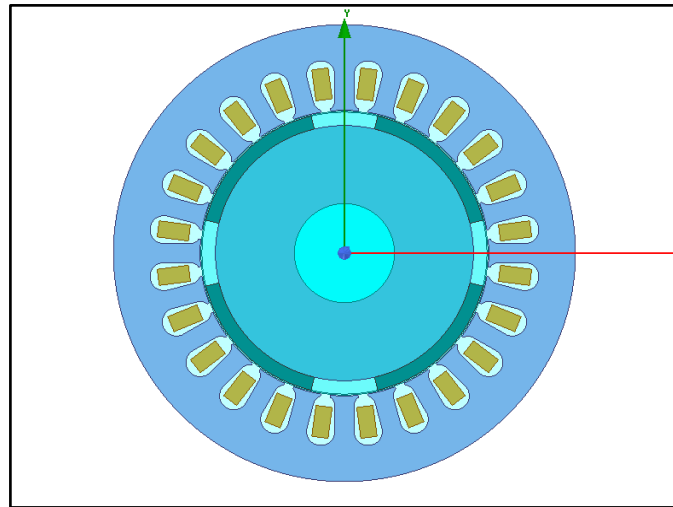


Figure IV.57 : variation de couple de defirent valeur de tension

Au démarrage, on note pour chaque niveau de tension une phase transitoire caractérisée par un creux de couple (jusqu'à $-17 \text{ N}\cdot\text{m}$ pour 50 V, $-10 \text{ N}\cdot\text{m}$ pour 100 V et $-2 \text{ N}\cdot\text{m}$ pour 150 V) suivi d'une élévation rapide vers une valeur moyenne qui croît avec la tension ($\approx -6 \text{ N}\cdot\text{m}$ à 50 V, $+1,5 \text{ N}\cdot\text{m}$ à 100 V et $+4 \text{ N}\cdot\text{m}$ à 150 V), témoignant d'une mise en régime magnétique et mécanique plus ou moins dynamique selon la capacité d'injection de courant. En régime permanent, un ripple périodique à 50 Hz subsiste sur chacune des courbes, dû aux harmoniques de courant, au cogging et aux variations de flux dans l'entrefer, dont l'amplitude crête-à-crête augmente avec la tension ($\approx 4 \text{ N}\cdot\text{m}$ à 50 V contre $\approx 6 \text{ N}\cdot\text{m}$ à 150 V) tout en restant proportionnelle au couple moyen. Cette évolution illustre que la tension d'alimentation agit directement sur le flux et l'intensité du courant, et donc sur le couple électromagnétique offrant un compromis entre vitesse de réponse, couple nominal et niveau d'ondulation mécanique.

IV.11 Figure du moteur entier.**Figure IV.58 : Le moteur entier**

Conclusion Générale

À l'issue de ce mémoire consacré à la **conception d'un moteur synchrone triphasé à aimant permanent**, il apparaît clairement que cette technologie représente une alternative de choix face aux moteurs classiques, notamment grâce à ses performances énergétiques et sa simplicité d'entretien.

Nous avons, dans un premier temps, établi une base théorique solide en rappelant les principes de fonctionnement du moteur synchrone, ses différents types et leurs caractéristiques. Ce cadre conceptuel a permis de mieux cerner les défis liés à leur conception.

Ensuite, nous avons mis l'accent sur l'importance du bobinage et du système d'excitation. L'utilisation d'aimants permanents permet d'éliminer les pertes dues à l'excitation classique et de simplifier la structure du moteur, tout en augmentant sa densité de puissance. Le choix du schéma de bobinage a également un impact direct sur le rendement et les performances dynamiques de la machine.

Enfin, nous avons procédé à une série de **calculs rigoureux**, visant à dimensionner les principales composantes du moteur : stator, rotor, circuits magnétiques, et à déterminer les performances attendues en conditions nominales. Ces calculs constituent une étape essentielle dans toute démarche de conception.

Les résultats obtenus au terme de ce travail ouvrent la voie à de futures perspectives, notamment la simulation numérique par éléments finis, la réalisation d'un prototype expérimental ou encore l'intégration de cette machine dans un système de contrôle vectoriel pour des applications spécifiques.

Ce mémoire constitue ainsi une première étape vers le développement de machines électriques modernes, efficaces, et mieux adaptées aux exigences des systèmes électromécaniques de demain.

Bibliographie

- [1] Chapman, S. J. (2005). *Electric Machinery Fundamentals*. McGraw-Hill.
- Explique le principe de conversion énergétique dans les machines synchrones (Chapitre 5).
- [2] Fitzgerald, A. E., Kingsley, C., & Umans, S. D. (2003). *Electric Machinery* (6^e éd.). McGraw-Hill. Chapitre 5 (Synchronous Machines)
- [3] H. Polinder, J. A. Ferreira, B. Jakobs (2013).
 "Permanent Magnet Synchronous Machines: Principles and Applications" in *Electrical Machines Handbook*.
- Décrit précisément cette architecture rotorique (Chapitre sur les MSAP). G.
- [4] Séguier, F. Notelet (2006). *Électrotechnique industrielle*. Lavoisier.
- Décrit les rotors bobinés (chapitre sur les machines synchrones) et mentionne le rôle des bagues collectrices.
- [5] Jiles, D. (1998). *Introduction to Magnetism and Magnetic Materials*. CRC Press.
- [6] Cullity, B. D., & Graham, C. D. (2008). *Introduction to Magnetic Materials* (2nd ed.). Wiley-IEEE Press. Pages : 120–130.
- [7] Fiorillo, F. (2004). *Measurement and Characterization of Magnetic Materials*. Elsevier.
- Pages clés : Chapitre 4 détaille les pertes par hystérésis et l'énergie dissipée (aire du cycle).
- [8] Günther, O. (2018). *Electrical Machines: Fundamentals and Applications*. Springer. Chapitre 3 (Magnetic Materials) (p. 89-92).*
- [9] J. Gieras (2010). *Permanent Magnet Motor Technology*. CRC Press.
- Section sur les noyaux magnétiques .
- [10] Coey, J. M. D. (2010). *Magnetism and Magnetic Materials*. Cambridge University Press. Page 312 .
- [11] Küchler, A. (2018). *High Voltage Engineering: Fundamentals – Technology – Applications*. Springer. Page 45 .
- [12] Coey, J. M. D. (2010). *Magnetism and Magnetic Materials*. Cambridge University Press. Page 312.

[13] Fitzgerald, A. E., Kingsley, C., & Umans, S. D. (2003). *Electric Machinery* (7^e éd.). McGraw-Hill. Chapitre 5 (Synchronous Machines) : Décrit les méthodes de démarrage (p. 330-335)

[14] Mordey, W. M. (1883). "On the Performance of Synchronous Motors", *Journal of the Institution of Electrical Engineers*. → Publication originale décrivant

[15] P. Vidal, *Machines électriques tournantes - Modélisation, commande et diagnostic* (2012), chapitre sur les machines synchrones.

[16] Bocharov, S. (2018). *Design of Rotating Electrical Machines*. Wiley.

→ Chapitre 4 : "Distributed vs. Concentrated Windings"

[17] Bouchard, P. (1990). *Bobinage des machines électriques*. Dunod.

→ Pages 45–60 : Détaille les règles de décalage à 120° électriques, la divisibilité des encoches par $3n+1$, et les conditions d'équilibre des FEM (force électromotrice).

→ Page 72 : Explique la nécessité de diviser SS (nombre d'encoches) par $3a$ pour éviter les courants de circulation.

[18] Bouchard, G. (2000). *Bobinage des machines électriques tournantes*. Dunod.

[19] Sawhney, A. K. (2010). *A Course in Electrical Machine Design*. Dhanpat Rai & Co.

Pages concernées : Chapitre 6 (Windings), section 6.4 (Diamond/Lap Windings).

[20] Bouchard, G. (1990). *Bobinage des machines électriques*. Dunod. → Chapitre sur les enroulements ondulés (décrit la méthode pas-à-pas avec exemples numériques).

[21] Bochar, M. (2010). *Bobinages des machines électriques tournantes*. Techniques de l'Ingénieur. → Décrit les enroulements concentrés vs. Imbriqués, avec exemples de répartition des encoches (Article D3450).

[22] Hanselman, D. (2012). *Brushless Permanent Magnet Motor Design*. McGraw-Hill.* → Chapitre 3 détaille les architectures rotor (surface/encastré) et les matériaux (NdFeB/SmCo).*

[23] Hanselman, D. C. (2012). *Brushless Permanent Magnet Motor Design*. 2nd ed., Magna Physics Publishing. Pages 98–112 : Compare les montages en surface vs. encastrés, avec analyse des densités de flux et des pertes.

[24] Sawhney, A. K. (2010). *A Course in Electrical Machine Design*. Dhanpat Rai & Co.

→ Pages 10–15 : Discute des compromis entre économie, durabilité et performance, et des choix de matériaux.

- [25] Sawhney, A.K. (2005). "A Course in Electrical Machine Design". Dhanpat Rai & Co. → Contient des chapitres détaillés sur les 5 aspects de conception mentionnés
- [26] IEC 60034-1 (Norme internationale sur les machines tournantes)
→ Définit les exigences pour les grandeurs de service (puissance, vitesse, environnement).
- [27] Hendershot, J. R., & Miller, T. J. E. (1994). Design of Brushless Permanent-Magnet Motors. Magna Physics.
- [28] Jufout, S. A., & Dajani, K. (2018). Electrical Machine Design. Wiley.
→ Épaisseur des tôles et choix des conducteurs (Cu/Al) en fonction des contraintes thermiques.
- [29] Bouchard, P. (2002). Bobinages des Machines Électriques. Dunod.
→ Méthodes pour optimiser le bobinage (réparti/concentré, connexions étoile/triangle).
- [30] Meeker, D. C. (2020). Finite Element Method Magnetics. (Logiciel FEMM).
→ Modélisation des pertes Joule/fer.
- [31] Sawhney, A. K. (2010). A Course in Electrical Machine Design. Dhanpat Rai & Co. → Détaille les méthodologies de prototypage et validation des performances (Chapitre 8 : "Testing and Performance Adjustment").
- [32] Bianchi, N. (2006). "Design and Optimization of Electrical Machines: A Review", IEEE Transactions on Industrial Electronics.
→ Classe les méthodes de dimensionnement en deux catégories (analytique/numérique) et insiste sur l'importance des dimensions initiales (D, L).
- [33] Gyselinck, J., et al. (2001). "Finite Element Modelling of Electrical Machines with Circuit Coupling". IEEE Transactions on Magnetics, 37(5).
→ Compare les approches 2D/3D et souligne les temps de calcul élevés.
- [34] Rapport CEM (Centre Électrotechnique Mondial). (2018). Guide pratique pour la conception des moteurs synchrones.
→ Inclut des courbes expérimentales pour le coefficient "Co".
- [35] Nasar, S. A. Handbook of Electric Machine Design. CRC Press.
→ Fournit des abaques et formules empiriques pour le dimensionnement des machines tournantes.
- [36] Séguier, J., & Notelet, B. (2006). Électrotechnique industrielle (2e éd.). Dunod.

- [37] Jiles, D. C. (1998). Introduction to Magnetism and Magnetic Materials. Chapman & Hall.
- [38] Bianchi, N. (2006). Electrical Machine Design and Optimisation: A Review. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 55(10), 3462–3479.
- [40] P.C. Sen – Principles of Electric Machines and Power Electronics
- [41] M.G. Say – Performance and Design of AC Machines A.E. Fitzgerald et al. – Electric Machinery
- [42] S.K. Bhattacharya – Electrical Machines. S.S. Murthy – Design of Electrical Machines
- [43] S.S. Murthy – Design and Analysis of Salient Pole Synchronous Machines. A.E. Fitzgerald – Electric Machinery
- [44] Kothari & Nagrath – Electrical Machines. S.S. Murthy – Electromagnetic Design Fundamental
- [45] P.S. Bimbhra – Electrical Machinery. S.S. Murthy – Analysis of Synchronous Generator Dynamics.
- [46] Jean Pollefliet, Conception des machines électriques, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 2003.
- [47] J. Pollefliet, Conception des machines électriques, Lausanne, Suisse: Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 2007.
- [48] H. Razik et D. Casadei, "Machines électriques : principes, modélisation et commande", Dunod, 2010, chap. sur le dimensionnement des machines synchrones, pp. 120-135.
- [49] J. Pouget et J. C. Grundy, Machines électriques : principes et applications, Dunod, 2010.
- [50] Pollefliet, J. (2012). Conception des machines électriques. Lausanne, Suisse : Presses polytechniques et universitaires romandes.
- [51] Liwschitz-Garik, Electrical Machines and Transformers, Prentice Hall, 1984.
- [52] Pyhänen, Petri, Design of Rotating Electrical Machines, Wiley, 2008.
- [53] Pollefliet, J. (2010). Conception des machines électriques. Presses polytechniques et universitaires romandes.
- [54] Bouchard, G. (1988). Conception des machines électriques tournantes – Tome 1 : Dimensionnement électromagnétique. Toulouse : Éditions Cépaduès.
- [55] Pollefliet, J. (2009). Conception des machines électriques. Presses polytechniques et universitaires romandes.
- [56] Razik, H. (2010). Machines électriques : Principes, modélisation et commande .Dunod.
—> Extrait : « Le facteur de foisonnement d’une pile de tôles est défini comme le rapport entre l’épaisseur nette de fer magnétique et l’épaisseur brute occupée par cet empilement... »
- [57] A.E. Fitzgerald, Charles Kingsley, Stephen D. Umans — Electric Machinery (7th Edition), McGraw-Hill, 2013.
- [58] A.E. Fitzgerald, Charles Kingsley, Stephen D. Umans —Electric Machinery, 7th Edition, McGraw-Hill, 2013.
- [59] Hubert Razik, Claude Espanet, Électrotechnique – Machines et Transformateurs, Dunod, 2012.
- [60] Chapman, S. J. (2011). *Electric Machinery Fundamentals* (5e éd.). McGraw-Hill.
- [61] Fitzgerald, A. E., Kingsley, C., & Umans, S. D. (2003). *Electric Machinery* (6th ed.). McGraw-Hill.
- [62] Kouki, K., et autres Conception et modélisation des machines électriques, Ellipses, 2012.
→ Partie sur la densité de courant linéique et critères de saturation.
- [63] H. Razik, J.-C. Sabonnadière, Machines électriques – Conversion électromécanique de l’énergie, Lavoisier.

- [64] Pyrhönen, J., Jokinen, T., & Hrabovcova, V. (2014). Design of rotating electrical machines (2nd ed.). Wiley.
- [65] "Électrotechnique" par Gérard Sarthou (ou tout autre ouvrage de base en électrotechnique)
- [66] The induction machine handbook-CRC Press (2002) (Electric power engineering series) Ion Boldea, Syed A. Nasar.

