

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou

Faculté de génie électrique et informatique

Département d'Electrotechnique



Mémoire

En vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'Etat
en Electrotechnique

Option : Machines Electriques

Thème

**Etude par la Méthode des Eléments Finis
d'une Machine Linéaire à Aimants
Permanents en Présence de Défauts dus à
la Désaimantation.**

Etudié par :

Mme : Boukhata Fatiha

Proposé et dirigé par :

Mr. Zaouia Mustapha

Promotion 2010




REMERCIEMENT

Remerciements

- ✚ Je tiens profondément à remercier, en premier lieu le BON DIEU de m'avoir donnée le courage et la patience pour faire ce modeste travail.
- ✚ Je tiens à remercier très vivement Mr Zaouia Mustapha enseignant à L'UMMTO pour la confiance qu'il ma accordée à réaliser se projet ainsi que pour sa patience, sa disponibilité, son suivi et ses fructueux conseils.
- ✚ Je tiens à remercier M^{elle} Saraoui Rachida magistrat en électrotechnique à L'UMMTO pour leur aide précieuse durant toute l'année.
- ✚ Mes remerciements vont également à mon mari Boutaous Mourad pour la confiance et le courage qu'il ma offert durant toute mes études.
- ✚ J'adresse mes vifs remerciements au président du jury ainsi qu'aux examinateurs pour l'honneur qu'ils me font en acceptant de juger ce travail.



DÉDICACES



Je dédie ce modeste travail à :

+ La plus chère personne sur terre
qui est ma mère Ben Ali Khadidja.

+ La mémoire de mon cher père
Mohand.

+ Mes beaux parents yama Hdjila
et baba Elhadje.

+ Ma Grand-mère maternel
Ouardia.

+ à mes chères enfants

+ Mes quatre familles Boutaous,
Boukhata, Bousafare, et Ben Ali.

+ Mon adorable amie : Samia
Et pour toutes ses copines de
chambre.

+ Toutes mes amies.



**INTRODUCTION
GÉNÉRALE**

Introduction Générale

Les machines électriques, sous diverses configurations existantes et quelques soit la transformation énergétique qu'elles doivent accomplir, font encore l'objet de nombreux travaux de recherche visant à améliorer leurs performances et optimiser leurs conceptions. L'amélioration des générateurs, moteurs ou autres dispositifs électrotechnique traditionnels a été mis en évidence ces dernières années, d'une part par les progrès réalisés dans le domaine de l'électronique (systèmes de commandes électriques) et d'autre part par l'arrivée sur le marché de matériaux de plus en plus appropriés, que ce soit pour les tôles magnétiques, les matériaux conducteurs, isolants...

Autrefois limités à quelques applications, les aimants permanents dont de nouveaux types sont découverts, synthétisés et industrialisés suscitent, à l'heure actuelle, autant d'intérêts que leur utilisation englobe plusieurs domaines de l'industrie [9]. En effet, ceux qui sont fabriqués à base de terre rare, sont des facteurs déterminants dans leur utilisation comme inducteurs dans les machines électriques où ils introduisent plusieurs avantages. Cependant, les aimants permanents permettent, en plus d'épargner l'énergie électrique destinée pour l'alimentation de l'inducteur, de réduire l'encombrements causé par les enroulements d'excitation (inducteur) qui constituent l'électro-aimant et d'éliminer le système de conversion mécanique balais /collecteur dans les machines à courant continu ainsi que les pertes thermiques dues à l'effet Joule. Un autre avantage de l'excitation par aimant est l'amélioration de la sécurité de fonctionnement : le flux magnétique produit par un aimant permanent présente une stabilité par rapport à celui qui peut être produit par un enroulement inducteur, soumis le plus souvent à des risques de court-circuit ou de déconnexion. Toutefois, l'apport des aimants permanents peut être également incarné par la construction de machines avec un nombre de pôles plus important et l'obtention d'un couple massique très élevé que celui de la plus part des machines conventionnelles[9]. Compte tenu de ces avantages liés à la mise en place des aimants permanents, les machines électriques peuvent alors opérer dans de meilleures conditions.

Il est à noter que le coût relativement élevé des aimants permanents a freiné dans un premier temps l'évolution de la construction des machines à base de ces matériaux. D'ailleurs, l'emploi des aimants modernes est souvent restreint aux systèmes électromagnétiques où les performances, la gestion de l'espace et de l'encombrement sont prioritaires (robotique, aérospatial, micro-informatique...)[13].

Malgré ça, diverses machines linéaires à aimants permanents se ont été développées dont les structures se différencient dans la majorité des cas, soit par la constitution chimiques des aimants, sens de l'aimantation ou plus particulièrement leurs dispositions, c'est-à-dire la manière dont ils sont montés sur le rotor.

Les phénomènes électromagnétiques se déroulant à l'intérieur d'une machine linéaire à aimant permanent et qui gouvernent son comportement, font aujourd'hui l'objet de solutions numériques par la méthode des éléments finis des équations aux dérivées partielles(EDP) du champ magnétique vu la complexité du traitement analytique de ce genre d'équations. Ceci nous permettra d'avoir une approche des grandeurs locales au niveau de la machine.

Dans ce travail, nous nous intéresserons à l'étude d'une machine linéaire à aimants permanents par la méthode des éléments finis en présence de défauts dus à la désaimantation.

La machine à étudier est une machine linéaire à aimants permanents dans le stator porte un bobinage triphasé et le rotor est constitué d'aimants permanents.

Ce mémoire est structuré en six chapitres :

Le premier chapitre décrit quelques généralités sur les différents types de machines linéaires et leur principe de fonctionnement et les différents domaines de leurs utilisations.

Dans le deuxième chapitre nous décrivons les différents types d'aimants permanents ainsi que leurs propriétés, caractéristiques et applications.

Dans le troisième chapitre nous décrivons les différents types de défauts qui peuvent exister dans les machines électriques (et particulièrement dans les aimants permanents).

Le quatrième chapitre sera consacré aux modèles électromagnétiques obtenu à partir des équations de Maxwell en coordonnées cartésienne et axisymétrique, à savoir le modèle magnétostatique et le modèle magnétodynamique.

Le cinquième chapitre présente la méthode des éléments finis(MEF) ainsi que les méthodes utilisées pour le calcul des forces électromagnétiques. Nous ferons également une présentation du logiciel éléments finis FEMM servant d'outil de travail.

Le sixième chapitre constitue la partie application qui se traduit par l'étude d'une machine linéaire à aimants permanents en introduisant son modèle sous forme d'un programme

exécuté sous le logiciel FEMM pour procéder aux calculs des différentes grandeurs telles que les inductions magnétiques (normale et tangentielle) dans l'entrefer, et les forces électromagnétiques. Nous verrons aussi l'influence de la présence de défauts dans les aimants permanents, ainsi que l'influence de la variation de la densité de courant au niveau de la machine sur les grandeurs citées, en confrontant les résultats obtenus avec ceux de la machine à l'état sain.

Enfin nous terminerons notre travail par une conclusion générale.

CHAPITRE I

GÉNÉRALITÉS SUR LES MACHINES LINÉAIRES

I -1) Rappels historiques

L'apparition pour la première fois du moteur linéaire remonte au début du XIX^e siècle. La littérature francophone, parle d'une première proposition de réalisation datant de 1852, alors que la littérature anglophone, avance l'année 1838. En 1885, Van Dépoile dépose un brevet de moteur linéaire à courant continu, prévu pour l'entraînement d'une machine à coudre. En 1901 est enregistré le premier brevet concernant un moteur asynchrone à mouvement limité, proposé par R.D.Mers hon, alors qu'en 1902 A. Zeden prévoyait l'utilisation de ce type de moteur dans la traction ferroviaire. L'idée d'un moteur linéaire est donc d'autant plus ancienne que le moteur tournant, si ce n'est l'absence de maîtrise de technique de lévitation appropriée, qui ont isolé ce type de machine de l'industrie durant toute un siècle. Tous les types de machines tournantes existent en version linéaire. Toute fois c'est la configuration asynchrone du moteur linéaire qui a occupé un pôle dominant. Avec l'avènement d'aimant supraconducteur et d'aimants permanents performants, et les facilités de commande introduites par l'électronique de puissance et de réglage, le moteur synchrone a acquis de l'intérêt pour certaines applications industrielles, telles que le transport terrestre à grande vitesses et la robotique [1].

▪ Les tâtonnements initiaux dès les années 1960[9]

Quelques systèmes a moteurs linéaires asynchrone ont été mis sur le marché vers la fin des années 60, mais des problèmes subsistaient notamment au niveaux de la vitesse car on ne dispose alors que de la variation de la tension et pas encore des variations de la fréquence [2].

Les recherches les plus poussées à cette époque ont été conduites aux Etats unis par E. R.

Laithwhaite, puis en France puis en France par les équipes de M. Poloujaddoff et Y. Petec à L'INPG (Institut National Polytechnique de Grenoble(Paris)) et chez Merlin-Gerin (actuellement Schneider Electric) [2].

En 1971, une installation de transport en vrac de 2300 m de longueur avec une forte pente fut réalisée par les charbonnages de France aux mines de Gerdanne. Cette application qui transportait 460 tonnes par heures à 7m/s à fonctionne plusieurs années et n'a été interrompue que par le manque des moteurs de rechange [2].

Entre 1971 et 1974, la société de l'Aérotrain Bertin étudia un véhicule de liaison suburbaine de 44 places sur coussin d'air, pour une ligne Cergy-Pontoise.

L'une des versions de prototype, à moteur linéaire de Merlin-Gerin de type asynchrone, réussit à atteindre 170Km/h, mais son rendement à vitesse réduite était désastreux.

Depuis 1979, la société Caloduc (France), a toujours continué de développer des applications à moteurs linéaires, notamment pour le trie de bagages dans les aéroports [2].

- **La réalité d'aujourd'hui**

La recherche spatiale a donné un coup d'envoi d'intérêt pour la machine linéaire, l'agence spatiale européenne a fait étudier au début des années 90 des actionneurs électriques à moteurs linéaires pour l'Orientation des tuyères de moteurs des fusées.

A la fin des années 90, l'industrie disposait d'onduleurs et de systèmes performants de vitesse et de position.

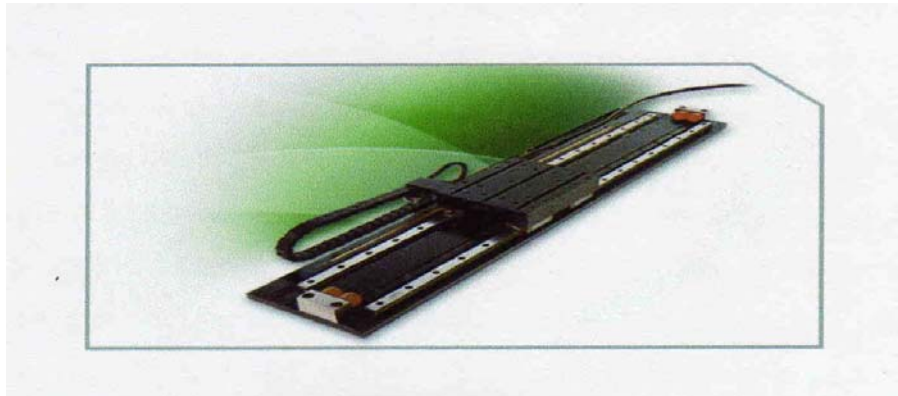


Fig. (I-1) Moteur linéaire

I-2) Introduction

Tout comme un couple électromagnétique produit un mouvement rotatif dans une machine électrique rotative, des forces électromagnétiques peuvent être utilisées pour produire un mouvement linéaire résultant en un dispositif électrique à mouvement linéaire.

Les machines électromagnétiques linéaires, pouvant fournir une force de poussée directement à la charge, sont de plus employées dans des applications allant du transport, fabrication et l'automatisation aux traitements des matières, soins médicaux et systèmes de génération . Ces



dispositifs linéaires à conversion d'énergie électromécanique offrent de nombreux avantages sur leurs équivalents rotatifs, notamment l'absence de commandes mécaniques et de système de transmission qui assure une performance dynamique supérieure et une fiabilité améliorée [3].

Différents types de machines linéaires sans aborder leurs aspects théoriques ni les techniques de leur modélisation cette présentation est faite du point de vue des structures couramment utilisées. On a également fait apparaître leurs applications dans différents domaines.

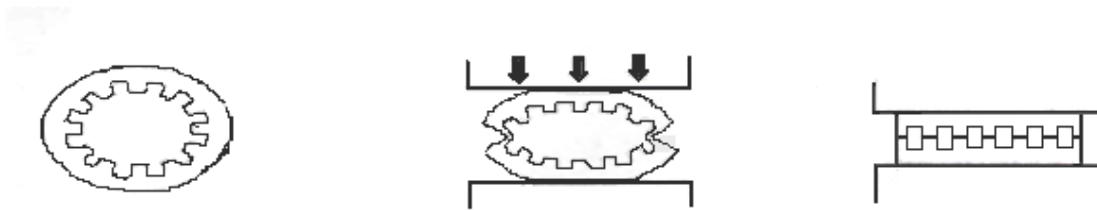


Fig. (I-2) Version imagée de la construction des moteurs linéaires

I-3) Description

En principe, il ya une machine électrique linéaire équivalente à chaque machine rotative, En effet, considérons l'exemple, aujourd'hui classique, d'un moteur à induction rotative triphasée. Par un procédé imaginaire, ce dispositif peut être transformé en un moteur linéaire à induction si le stator et le rotor du moteur rotatif sont coupés sur un plan radial et déroulés, Fig. (I-3). Pour les moteurs linéaires à induction, on désigne le «rotor» comme le secondaire. Chacun des deux peut être statique alors que l'autre est en mouvement.

Les moteurs linéaires à induction sont des moteurs fonctionnant selon le même principe que les moteurs asynchrones rotatifs (polyphasés à induction, à courant alternatif), mais qui auraient été développés le long de l'entrefer.

Ces moteurs ont ainsi une structure linéaire, ou les enroulements de l'inducteur créent une induction glissante, et ou l'induit (charge) est entraîné en translation le long de l'entrefer.

Comme dans le cas de la machine cylindrique, le stator de la machine linéaire à aimants, comporte un enroulement polyphasé (en général triphasé), et l'induit (charge) en mouvement est constitué d'une série d'aimants supraconducteurs ou d'aimants permanent [4,5].

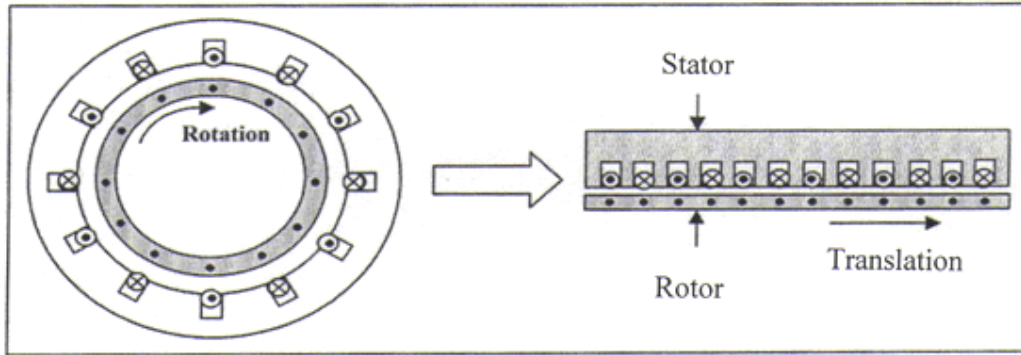


Fig. (I-3) Déplacement linéaire d'un moteur asynchrone

I-4) Différences essentielles entre les moteurs linéaires et tournants

La théorie de la machine rotative s'établit à partir de l'électrodynamique des circuits linéaire, ou les courants sont rigidement liés au système de conducteur qui les véhiculent dans des directions déterminées, on suppose généralement que ces conducteurs sont filamenteux.

Le caractère spécifique du moteur linéaire exige des méthodes très puissantes d'analyse pour déterminer la distribution des champs et des courants qui y sont mise en jeu. En effet, le moteur linéaire diffère du moteur rotatif par les points fondamentaux suivants :

L'inducteur est ouvert aux deux extrémités, ce qui donne en outre la possibilité d'y ménager soit un nombre pair, soit un nombre impair de pôles, voir même fractionnaire.

L'entrefer est large et occupe, dans sa majeure partie, l'induit. Celui –ci est constitué non par des conducteurs isolés, mais par une masse conductrice.

Toutes ces particularités se répercutent sur son fonctionnement en produisant des effets spéciaux, généralement parasite, et qui apparaissent peu dans les machines rotatives.

D'une part, le champ tournant des machines rotatives ne correspond qu'en première approximation au champ glissant des machines linéaire, perturbé par les formes particulières des circuits magnétiques et électriques, auxquelles correspondent des effets d'extrémités.

D'autre part, la composante principale du champ inducteur ne traverse pas obligatoirement l'entrefer dans la direction normale.



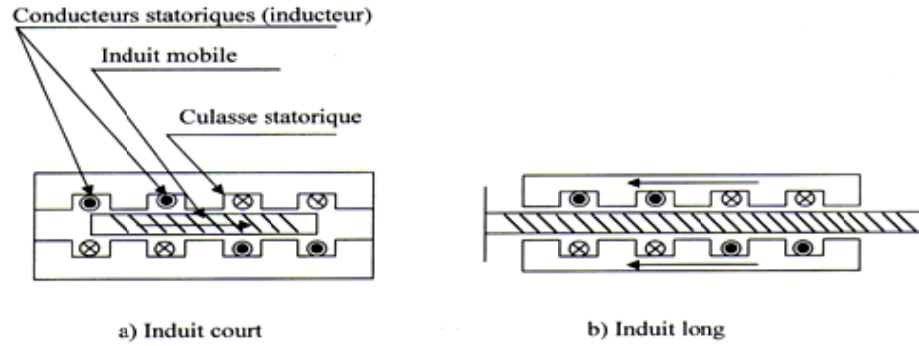
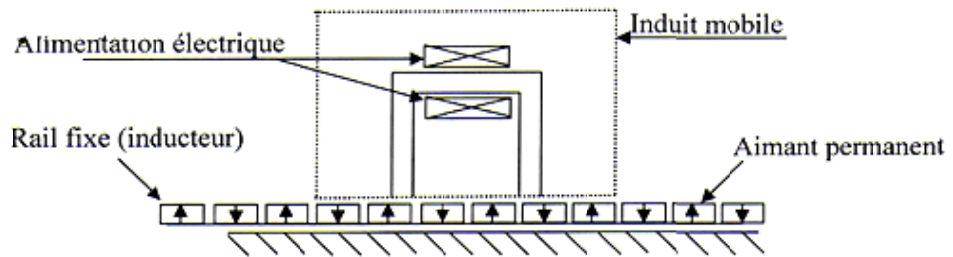
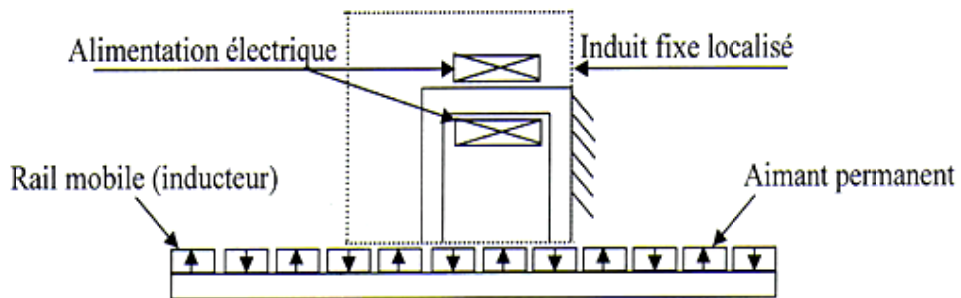


Fig. (I-4-a) Moteur linéaire à inducteur double à rotor mobile



a) Induit mobile



b) Inducteur mobile

Fig. (I-4-b) Différents configurations de la machine linéaire

I-5) Les différents types de machine linéaire

Il existe trois types des machines linéaires :

- Moteurs linéaires à induction.
- Moteurs linéaire synchrones.

- Moteurs linéaires à commutation à courant continu.

I-5-1) Moteurs linéaires asynchrones (à induction)

Le moteur linéaire à induction (ML à Induction) a été développé comme un système propulsion non seulement pour les véhicules à suspension électromagnétique à grandes vitesses, mais aussi pour le transport urbain et autre application industrielles. Le MLI qui n'est qu'un moteur asynchrone rotatif développé, est caractérisé généralement par un primaire court qui porte un enroulement triphasé qui est en mouvement, et un secondaire constitué d'une couche conductrice d'aluminium et/ou d'une plaque d'acier ferromagnétique qui assure la fermeture des lignes de flux. Le champ glissant du MLI est perturbé par l'entrefer assez grand et les ormes particuliers des circuits magnétiques et électriques sont dus aux effets d'extrémités. Ces effets parasites provoquent une dégradation des performances du ML à Induction (rendement, facteur de puissances surtout). Ces imperfections sont compensées par les avantages offerts par ce type de moteurs (force de propulsion considérable accélération et freinage efficaces, vitesse très élevée, élimination du bruit du contact matériel) [5].

Le flux d'une machine linéaire se déplace à une vitesse linéaire donnée par la formule :

$$V_s = 2\tau.f \quad (I-1)$$

V_s : Vitesse synchrone linéaire du champ magnétique.

τ : Longueur d'un pas polaire.

f : La fréquence du réseau.

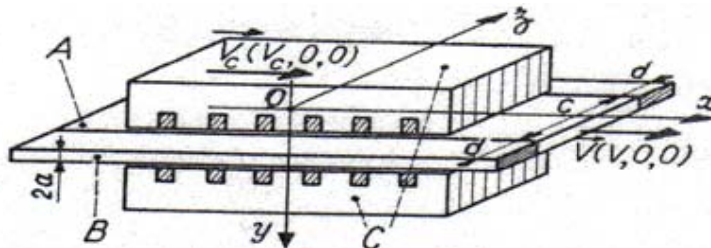


Fig. (I-5-a) schéma de moteur linéaire à induction

A : Induit partie active

B : Induit barre de fermeture

C : Inducteur

c : Largeur de la partie active de l'induit

b : Largeur de la barre de fermeture de l'induit

2a : L'épaisseur de l'induit

I-5-1-1) Caractéristiques et fonctionnement d'une machine linéaire à induction

Le moteur linéaire à induction se compose de deux inducteurs plans, séparés par une bande conductrice appelée induit. Bien que ce moteur existe en différentes structures simples.

Supposons un moteur linéaire qui a un induit se déplaçant selon l'axe ox à une vitesse de translation v , les encoches des conducteurs possèdent un enroulement qui est traversé par un courant, se déplaçant suivant l'axe oy , ceux-ci provoquent l'apparition d'un champ magnétique principale, dirigé selon l'axe ox .

Supposons maintenant que les enroulements soient alimentés par un réseau triphasé, d'une certaine pulsation, ceci impliquera que le champ magnétique principal et la force magnéto motrice se propageront selon l'axe ox à une certaine vitesse. Par conséquent le flux magnétique qui traverse l'entrefer provoque la création de courants dans l'induit (des f.é.m., ou des forces électromotrices). Le flux crée par ces courants se déplace linéairement par rapport à l'induit et à l'inducteur, mais reste immobile par rapport au flux principal, car ils ont une direction opposée. La réaction réciproque de ces deux flux provoque une poussée linéaire qui est motrice lorsque la vitesse de l'induit est inférieure à la vitesse du champ principal [1].

I-5-2) Moteurs linéaires synchrones

Il y a un équivalent linéaire pour chaque moteur synchrone rotatif. Il y a un moteur linéaire synchrone hétéro polaire et homopolaire. Le principe de fonctionnement est le même pour les machines synchrones rotatives et linéaires. L'entrefer d'un moteur linéaire synchrone est presque le même que dans son équivalent topologique à moteur rotatif.

En plus des moteurs linéaires synchrones de grande et moyenne puissance, il existe des moteurs linéaires synchrones à aimants permanents ou l'enroulement inducteur conventionnel est remplacé par des aimants permanents à grande énergie. Les aimants de terre rare seraient

idéaux pour ce but, mais les aimants permanents moins coûteux peuvent être utilisés si des systèmes de concentration de flux sont appliqués pour obtenir de forte densité de flux dans l'entrefer (0.5-0.7T).

Les moteurs linéaires hétéropolaires et homopolaires sont utilisés pour des applications à court mouvement et à faible poussée. La structure tubulaire peut être obtenue à partir de la structure plane, par un mouvement supplémentaire dans la direction du mouvement, L'inconvénient est la longueur limitée pour laquelle la structure tubulaire peut être utilisée [6].

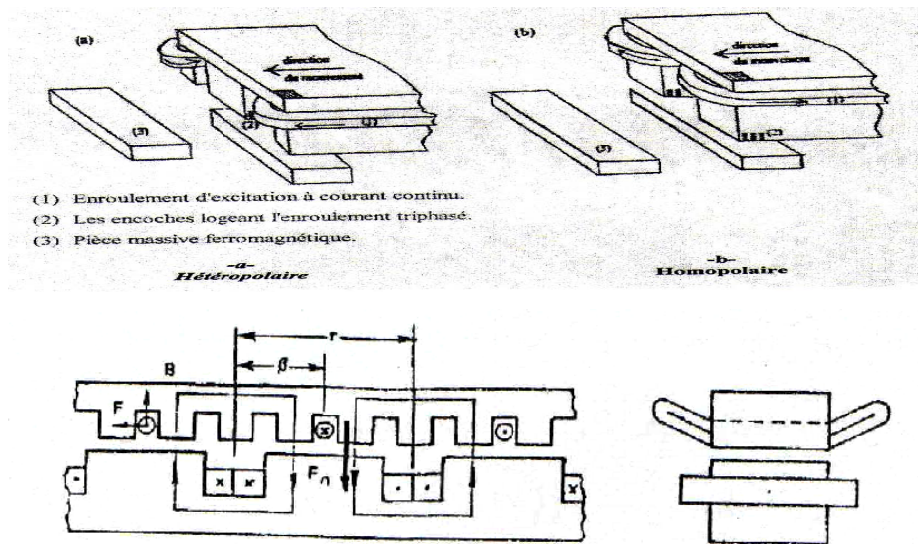


Fig. (I-5-b) Moteur linéaire synchrone

I-5-3) Moteur linéaire à courant continu

La structure du moteur linéaire à courant continu fig (I-5-c), bien que légèrement modifiée, est identique à celle du moteur rotatif à courant continu, soit à pôle saillant ou rotor cylindrique, cette technologie se limite aux très fortes puissance telle que motorisation des véhicules électriques (jusqu'à plusieurs méga watt), cette technologie est envisagé dans un nombre limité d'application principalement pour la motorisation des véhicules électriques et les systèmes de transport en général[3].

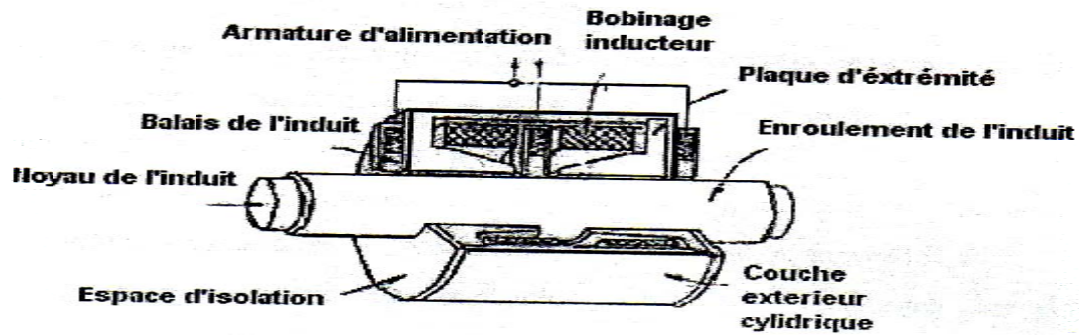


Fig. (I-5-c) Moteur linéaire à courant continu

I-6) Utilisation des aimants permanents dans Les machines linéaires

Les différents types des machines linéaires correspondent exactement aux différentes machines rotatives, toute fois c'est la configuration asynchrone qui occupe une place dominante.

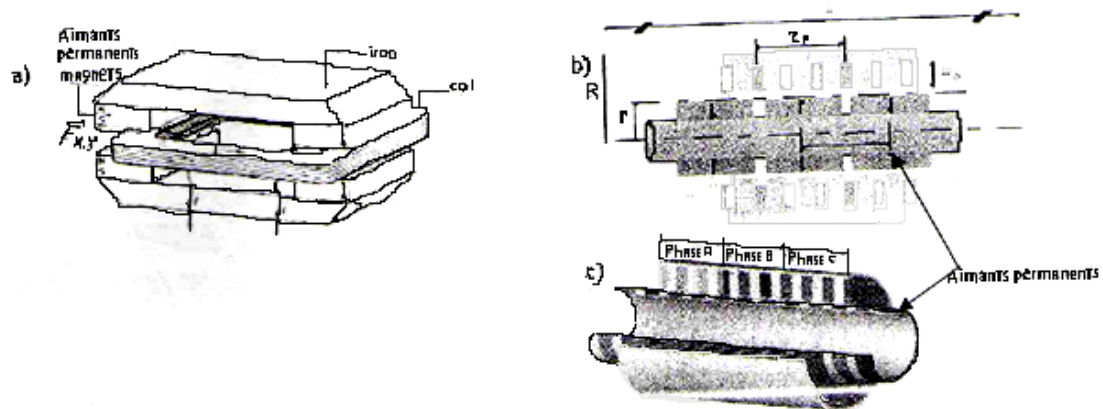
Cependant l'avènement des aimants supraconducteurs et des aimants permanent performants et le progrès de l'électronique de puissance ont permis au moteur synchrone d'acquérir de l'intérêt pour certaines application industrielles[9].

L'un des problèmes majeur de la machine linéaire est son large entrefer, ce qui se traduit par une atténuation de son champ magnétique inducteur. L'utilisation des aimants comme source d'excitation permet de remédier sans provoquer une augmentation des pertes et de l'échauffement. Ce fait attribue à la machine linéaire un surcroit de performance.

Les machines linéaires à aimants permanents rendent quotidiennement service dans les processus industriels les plus variés. Elles assurent des fonctionnements de positionnement tel que dans l'industrie des semi-conducteur, le déplacement des diaphragmes (équipements médicaux et optiques). Elles permettent également le déplacement à vitesse variable (navettes dans l'industrie textile, traceur de courbe) et d'autre applications où on cherche à avoir une réponse dynamique assez précise et rapide tel que dans les machines à outils. La robotique ...etc.

Les aimants terres rares seraient idéaux pour ce but, mais des aimants moins coûteux peuvent être utilisés si les systèmes de concentration du flux sont appliqués afin d'obtenir de fortes densités de flux dans l'entrefer[7].

Dans ce type de moteurs les structures planes, Fig.(I-6-a), sont utilisées pour des applications à court mouvement et à faible poussée. La structure tubulaire, FIG (I-6-b), et (I-6-c), est préférable pour une meilleure utilisation du cuivre de l'armature et l'équilibre des forces normales.



a) Structure plane

b),c) Structure tubulaires

Fig. (I-6) Structure de ML à aimants permanents

I-6-1) Exemple d'une machine linéaire synchrone à aimants permanents

La structure de cette machine est identique à celle du moteur synchrone rotatif à aimants permanents.

Le stator représente l'induit de la machine qui est pourvu d'encoches dans les quelles sont distribués des conducteurs d'un bobinage triphasé, le stator est soigneusement feuilleté, il est constitué de tôles magnétiques finies isolées les unes des autres par du vernis afin de diminuer les pertes par courants de Foucault. Supposons que se bobinage statorique est connecté à une source de tension triphasée d'une certaine pulsation, ces courants engendrent dans l'entrefer un champ glissant.

Le rotor représente l'inducteur de la machine, dans ce cas le bobinage rotorique sera remplacée par des aimants permanents, ces derniers vont créer un champ magnétique fixe par rapport au rotor, la résultante des deux champs provoque une force de poussée linéaire [6].

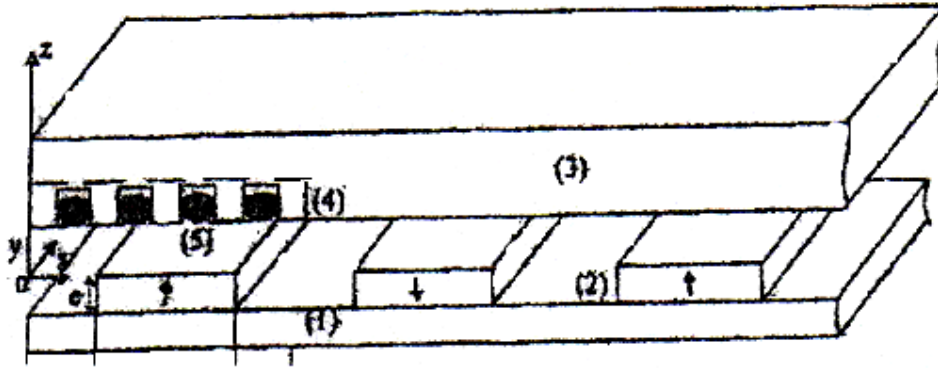


Fig. (I-6-1) Moteur linéaire synchrone à aimants permanents

Avec :

- (1) Culasse d'induit
- (2) Aimants permanents
- (3) Culasse statorique
- (4) Cale magnétique non conductrice
- (5) Conducteur de l'inducteur

I-7) Différents domaines d'utilisation des machines linéaires

La géométrie très particulière de la machine linéaire impose une poussée spécifique inférieure à celle des machines tournantes qui se traduira par des conditions de fonctionnement différentes correspondant à un glissement généralement supérieur et un rendement théoriquement plus faible. D'autre part, l'entrefer important de la machine linéaire exige pour obtenir une poussée convenable une conception particulière des enroulements. Il en résultera des difficultés technologiques liées à la confection des bobines et à leur refroidissement [4].



Le circuit des inducteurs devra probablement être complété par un certain nombre d'écrans magnétiques qui assureraient à la machine des performances énergétiques comparables à celles des moteurs tournants

Les applications qu'on peut trouver actuellement sont très limitées, nous avons pu observer l'utilisation du moteur linéaire dans les domaines suivants :

- Remplacer les vérins hydrauliques par des moteurs linéaires.
- Quelques applications à très grandes vitesses, comme les pompes et compresseurs, les ventilateurs de grande puissances, les machines outil et les actionneurs.
- Application domestique comme, les aspirateur, lave-linge, fermetures des rideaux et les réfrigérateurs dans le cas de se dernier, un système à piston de compresseur entrainer par un moteur linéaire à aimant à été réalisé et testé, il permet un très grand silence de fonctionnement.
- Informatique et audio-visuel, comme le cas d'un disque dur, pour des raisons d'encombrement, le moteur d'entraînement est intégrer à l'intérieur de l'empilement de disque (cylindre rotor extérieur), ce sont exclusivement des moteurs à aimant autopilotés par capteurs à effet hall ou indirect.
- L'utilisation sur les portes avions American, des moteurs à très grande poussé afin de propulser les avions au décollage.
- Les grands huit dans les parcs d'attraction.
- Les portes coulissantes et les rideaux scène théâtrale.
- Le transport, comme le tramway, traction routière, bicyclette à assistance électrique ; ici également, on à cherché à réaliser des entrainements directe d'une roue pour des raisons d'amélioration du rendement, de meilleure intégration et de silence.
- Les moteurs ascenseurs qui sont situés dans une cabine en haut de la cage, l'ascenseur est tiré par un système de câble [4].

I-7) Avantages et inconvénients des machines linéaires

On peut ressortir des avantages essentiels et des inconvénients des machines linéaires comme suit :

I-7-1) Avantages

Les avantages essentiels des moteurs linéaires sont leur faible réactance de magnétisation, leur faible inertie mécanique et leur excellente capacité thermique ; c'est dans les domaines du transport, fabrication et l'automatisation au traitement de la matière, soins médicaux ...etc. Où de telles propriétés sont particulièrement appréciées que ces moteurs doivent trouver d'intéressantes applications, d'autant plus qu'ils peuvent se substituer à des dispositifs électromécaniques complexes. Sans prétendre établir une liste exhaustive, c'est dans les installations de traction électrique, les organes d'asservissement et les chaînes de montage que l'avenir du moteur linéaire paraît le plus prometteur [8].

I-7-2) Inconvénients

Tout d'abord la géométrie très particulière du moteur linéaire imposant une poussée spécifique inférieure à celle des machines tournantes, se traduira par des conditions de fonctionnement différentes, correspondant à un glissement généralement supérieur et à un rendement théoriquement plus faible.

D'autre part, l'entrefer, obligatoirement important du moteur linéaire à induction exige, pour obtenir une poussée convenable, la conception d'enroulements admettant de grandes densités de courants, la surface des conducteurs conduit alors à prévoir des encoches profondes contenant d'importantes masses de cuivre ; il en résultera des difficultés technologiques liées à la confection des bobines et leur refroidissement. Enfin, le circuit des inducteurs devra être complété par un certain nombre d'écrans magnétiques, conjugués aux configurations spéciales des enroulements, assureront à la machine des performances énergétiques comparable à celles des moteurs tournants.

I-8) Conclusion

Vu la simplicité et les facilités mécaniques qu'apporte la machine linéaire et le développement en parallèle de l'électronique de puissance et de la technologie des aimants

permanents, le moteur linéaire à aimants verra sans doute son champ d'application s'accroître, pourvu que l'on sache allier aux performances des matériaux nouveaux le choix des structures et des techniques d'alimentation.

Du point de vue de la puissance volumique, l'un des problèmes majeur de la machine linéaire et son large entrefer, ce qui se traduit par une atténuation de son champ magnétique inducteur. L'utilisation des aimants comme source d'excitation permet d'y remédier sans provoquer une augmentation des pertes et de l'échauffement. Ce fait attribue à la machine linéaire un surcroît de performances [9].

CHAPITRE II

GÉNÉRALITÉS SUR LES AIMANTS PERMANENTS

II-1) Introduction

Les aimants permanents sont nés il y a déjà quelques siècles. Cependant, leur développement n'a été réellement pris en main qu'à partir des années 1930, sans doute à cause de l'intérêt, de plus en plus important, qui leur est décerné dans l'industrie [9,10].

Ils sont utilisés dans un très grand nombre de dispositifs électromagnétiques de divers domaines : de l'électroménager en passant par l'industrie automobile, l'électroacoustique, jusqu'aux domaines de la technologie de pointe.

Actuellement, on rencontre trois catégories d'aimants permanents : les ferrites, les Alnico, et les aimants à bases de terres rares. Ces aimants sont des matériaux ferromagnétiques durs et à large cycle d'hystérésis [11].

Pour parler d'un aimant permanent, on se ramène le plus souvent à ses caractéristiques magnétiques, bien que les autres propriétés (mécanique ou physico-chimiques) aient leur importance.

Dans le présent chapitre, nous passerons en revue les différents types d'aimants permanents, tout en citant leurs caractéristiques prépondérantes, ainsi que leurs critères de fonctionnement.

II-2) Aperçu historique sur les aimants permanents

La première utilisation des aimants fut vraisemblablement en Chine en l'an 400 (avant J-C), pour des cérémonies religieuses (Fig. II-1) et en sa qualité de compas pour indiquer aux voyageurs la route (Fig. II-1)

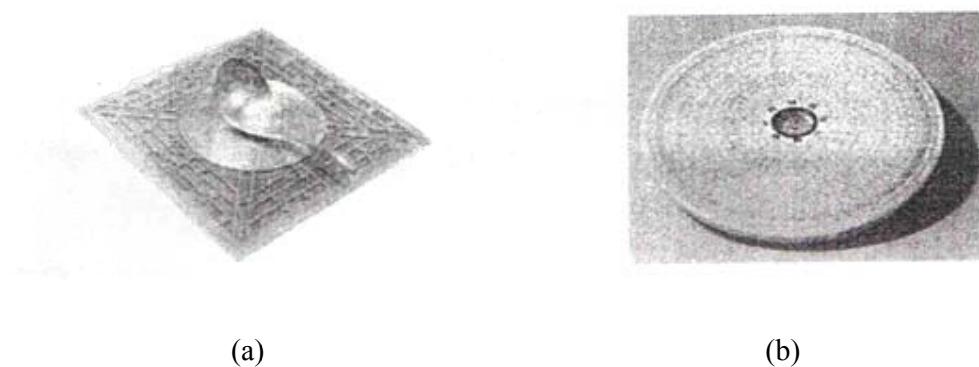


Fig. (II-1) Exemples d'utilisation des aimants permanents en chine (avant J-C)

Depuis un siècle, l'utilisation de nouveaux types d'aimants et l'amélioration de leurs performances, notamment en terme de densité volumique d'énergie, à permis de trouver de nouvelles applications. La (Fig. II-2), illustre l'évolution du développement de l'énergie spécifique des aimants au cours du 20^{ème} siècle [12].

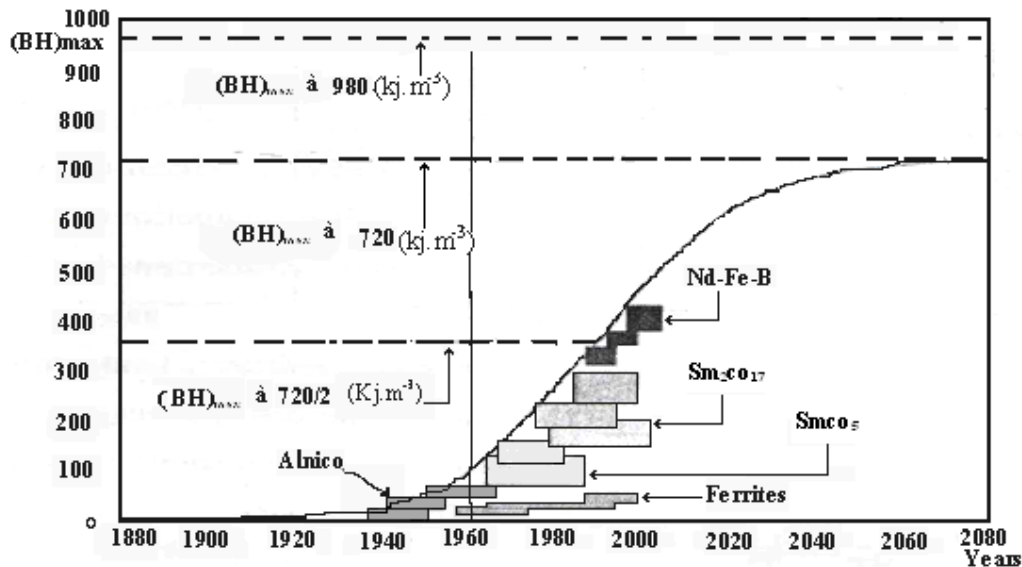


Fig. (II-2) Développement de l'énergie spécifique des aimants au cours du 20^{ème} siècle

Comme il est montré dans la (Fig. II-2), le confinement initial des dispositifs à aimants permanents dans la gamme des faibles densités d'énergie à persisté pendant un demi-siècle.

Depuis l'utilisation en 1917 d'aciers au cobalt. D'énergie spécifique de $12 K.J.m^{-3}$, jusqu'à 'arrivée des alliages à base de terres rares en 1965, l'énergie spécifique des aimants n'a évolué en moyenne qu'à raison de $0,6K.J m^{-3}/an$. Ce n'est qu'à partir du milieu des années soixante que se concrétise l'espoir de caractérisation d'alliages plus performants.

La substance la plus prometteuse (Fe-Nd-B), découverte en 1983, à évolué spectaculairement à raison de $30K.Jm^{-3}/an$, ouvrant de nouveaux horizons à de multiples applications. Si cette tendance dans l'amélioration des aimants se confirme, il est possible d'espérer voir arriver sur le marché, dans les prochaines décades, des alliages offrant des densités d'énergie de l'ordre du demi-millier de kilo joules par mètre-cube. Une des conséquences en sera l'élargissement du champ d'application des machines à aimants aux puissances industrielles [13].



II-3) Définition de l'aimant permanent

Les aimants permanents sont fabriqués à base d'un matériau magnétique dur capable de développer une excitation magnétique à l'extérieur de son volume géométrique. Ils ont la faculté de conserver une grande partie de leur aimantation en l'absence de tout champ magnétique extérieur. Un aimant est caractérisé par ses extrémités (appelées pôles) qui jouissent plus particulièrement des propriétés du magnétisme. Il est schématisé par la (Fig. II-3) [11].

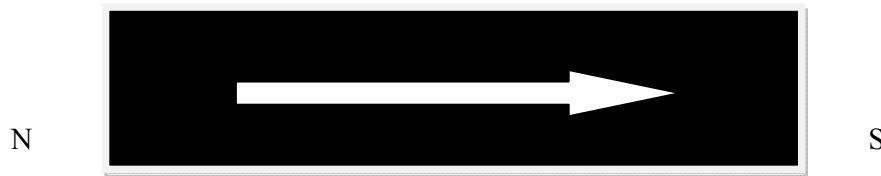


Fig. (II-3) représentation de l'aimant

II-4) Propriétés magnétique générales des aimants

Les aimants permanents possédants un large cycle d'hystérésis. C'est le deuxième quadrant de ce cycle où se situe la courbe dite de désaimantation qui caractérise un aimant permanent. La courbe de désaimantation qui est obtenue, suite au phénomène d'hystérésis est caractérisée par [6] :

- Le point d'intersection avec l'axe des ordonnées, qui définit l'induction rémanente B_r , laquelle indique la valeur de l'aimantation qui subsiste après disparition du champ d'excitation.
- Le point d'intersection avec l'axe des abscisses, définit le champ coercitif de l'aimant H_{CB} . C'est un champ de démagnétisation capable d'annuler l'induction rémanente et plus sa valeur est grande plus l'aimant est stable.
- Les valeurs B_M , H_M du point de fonctionnement M.
- Le produit d'énergie volumique $(BH)_{MAX}$ qui correspond au volume minimal de l'aimant.

Le maximum du produit $(B.H)$ sur la caractéristique de désaimantation est important. En effet, le meilleur usage de l'aimant c'est quand il travaille à produit $B.H$ maximum.

- H_{CB} , c'est le champ coercitif qui annule l'aimantation du matériau qu'il ne faut jamais atteindre sous peine de désaimantation irréversible. Ce champ est

très sensible à la température. En effet, l'aimant voit son induction intrinsèque décroître constamment lorsque la température se rapproche du point de curie du matériau constitutif [21].

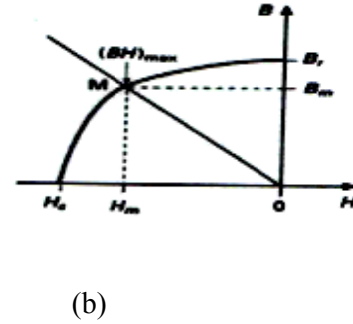
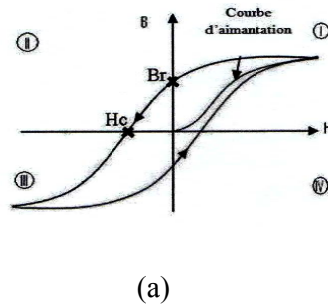


Fig. (II-4) (a) Cycle d'hystérésis d'un matériau magnétique

(b) Courbe de désaimantation d'un matériau pour aimant

➤ **Autre caractéristiques des aimants permanents**

C'eux sont, ces trois dernières grandeurs qui permettent de classifier les aimants permanents, Néanmoins suivant l'application envisagée, d'autre critères portant sur les propriétés mécaniques (résistance à la compression et flexion) et physico-chimiques. En dehors du coût et des difficultés d'usinage, sont parfois déterminants dans le choix des aimants. De plus le point de curie est un facteur qu'il faut prendre en considération. La température limite joue un grand rôle dans la stabilité des aimants. Ceci est expliqué par le coefficient de température réversible de l'induction rémanente ; noté T coefficient de B_r , ce coefficient est donné en terme de pourcentage par degré centigrade. Il indique combien le flux d'un aiment est affecté par une augmentation de l'effet thermique. Ces pertes d'aimantations dites réversibles croissent avec la température suivant la loi de la forme [21].

$$\Delta B/B = \alpha \cdot \Delta T + \beta \cdot (\Delta T)^2$$

α, β : des coefficients.

ΔT : l'échauffement au-dessus de la température ambiante.

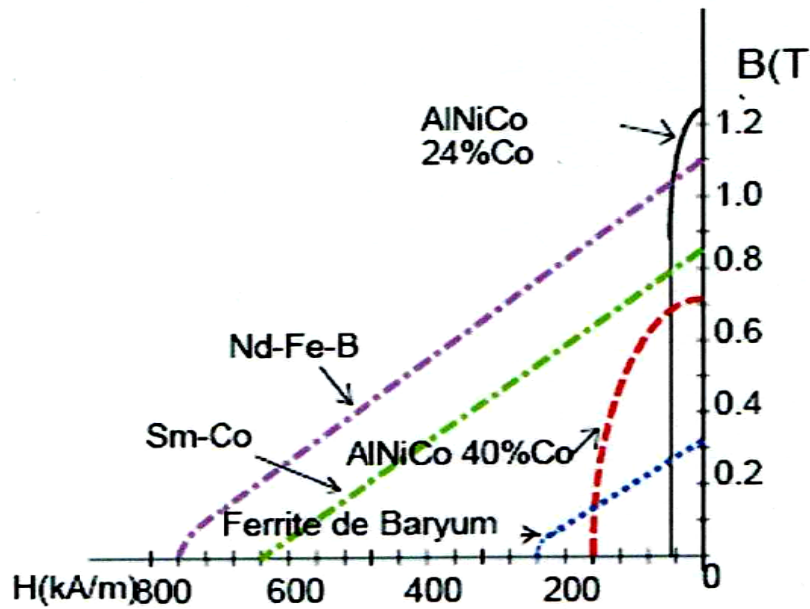


Fig. (II-5) Caractéristique des aimants

II-5) Les différents types d'aimants permanents

II-5-1) Les aciers durs martensitiques

Ce sont les premiers métaux utilisés dans l'industrie. Ils sont fabriqués à partir de l'acier au carbone. Pour améliorer leurs propriétés, on leur additionne du tungstène, du chrome, ou du cobalt. Ils possèdent une induction rémanente élevée et un champ coercitif très bas. Par ailleurs, ils sont peu stables et sensibles à la température et aux chocs. Ils ne sont pratiquement plus utilisés à l'heure actuelle [9].

II-5-2) Aimant manganèse-aluminium-carbone

Cet alliage présente des propriétés magnétiques et mécaniques intéressantes. Cependant les difficultés rencontrées dans son élaboration n'ont pas permis de le commercialiser [9].

II-5-3) Aimant à base de micro-poudres

Ce sont des alliages tels que le manganèse-bismuth (Mn Bi) ceux à base de fer ou de fer cobalt et les oxydes de fer et de cobalt. Ils possèdent des propriétés assez intéressantes, et certains ont même été commercialisés [9].

II-5-4) Les aimants samarium-cobalt(SmCo)

Ils sont apparus autour des années 1973-1974, à la suite des travaux du physicien américain STRNAT et ils ont donné naissance à deux grandes classes d'aimants [14] :

a) Les aimants de type SmCo_5

Ils contiennent surtout du samarium et du cobalt et SmCo_5 en constitue la base. Ils sont relativement simples à fabriquer.

Ces propriétés magnétiques sont indiquées au tableau de la Fig. (II-6).

On constate qu'il s'agit d'un aimant pour lequel le champ coercitif H est particulièrement grand [14].

b) Les aimants de type $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$

Le composé de base est le $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$, c'est une substitution avantageuse puisqu'elle permet à priori d'abaisser le coût des matières premières intervenant en fabrication. Les propriétés magnétiques qui en résultent sont extrêmement intéressantes, tel qu'indiqué sur le tableau de la Fig. (II-6).

Il s'agit toutefois d'une réalisation extrêmement délicate. De ce fait, ce sont des aimants performants, difficiles à fabriquer et coûteux [14].

II-5-5) L'aimant fer-néodyme-bore (Fe Nd B)

Découvert en 1983, le matériau de base est constitué par le composé $\text{Nd}_2\text{Fe}_{14}\text{B}$.

Les performances de cet aimant sont remarquables tant qu'on reste à basse température, tel qu'indiqué sur le tableau de la Fig. (II-6).

On retiendra que les aimants Fe Nd B possèdent une aimantation rémanente très élevée qui peut atteindre 1.3T et un champ coercitif dépassant 1500 KA/m suivant l'addition du praséodyme ou du dysprosium, ils détiennent de ce fait tous les records de $(-H_B)$ max à température ambiante [14]. La faible valeur de la température de Curie des (Ne-Fe-B) limite ces performances. Des solutions intermédiaires à savoir l'ajout des liants plastiques ou techniques d'usinage particulières, sont portées soit pour améliorer leur rigidité mécanique ou pour réduire leurs prix qui est très cher. On s'intéresse plus particulièrement sur ces aimants (Ne-Fe-B) puisque ce sont actuellement les plus puissants disponibles sur le marché et

accessibles au grand public et que dans notre travail on va étudié une machine avec des aimants (Ne-Fe-B).

	Notation et unités	Aimant SmCo ₅ (Recoma 20)	Aimant Sm ₂ Co ₁₇ (Recoma 28)	Aimant Fe Nd B (Neomax 35)
Rémanence	Br. (T)	0.90	1.07	1.22
Champ coercitif de l'induit	H _{CB} (KA.m ⁻¹)	700	720	900
Champ coercitif de l'aimantation	H _{CJ} (KA.m ⁻¹)	2000	1200	1000
Champ démagnétisant critique	-H _K ^{0.90} (KA.m ⁻¹)	1000	640	1000
Énergie volumique	(-BH) max (kj.m ⁻³)	160	225	279
Perméabilité magnétique relative	μ _r	223.81	177.39	404.51
Stabilité thermique de la rémanence	α = -ΔB _r /B _r ΔT (%.K ⁻¹)	4.2.1e ⁻⁴	3.1e-3	1.26.1e-3
Stabilité thermique de H _K ^{0.90} et H _{CJ}	β = -ΔH _{CJ} /H _{CJ} ΔT (%.K ⁻¹)	2.1e-3	2.1e-3	1 ^e -2
Température maximale de fonctionnement dans l'air	T (°C)	250	350	--
Champ de saturation	H (Ka/m)	3200	4800	2400

FIG. (II-6) Caractéristiques de différents types d'aimants.

II-6) Les différents procédés de mise en œuvre des aimants Ne-Fe-B

Les procédés de fabrication, d'usinage, de protection, de manipulation et de stockage sont [15] :

❖ Fabrication

Les différentes étapes de sa fabrication sont : Fusion des métaux, alliage, concassage, pré-broyage, mélange, broyage, pressage en champ magnétique, frittage, usinage (affiler /scier), traitement de la surface, aimantation. La magnétisation est soit parallèle soit perpendiculaire au sens du pressage.

❖ Usinage

Mécaniquement, les aimants en Néodyme-Fer- Bore se comportent comme la porcelaine et la céramique : ils sont sensibles aux chocs et à la torsion (meulage avec arrosage uniquement). Les aimants ne doivent être usinés qu'avec du matériel adapté. En plus, la poudre qui rentre dans la composition du Ne- Fe- B est inflammable si elle est portée à des températures élevées.

❖ Manipulation

Le Néodyme-Fer-Bore est un matériau fritté et donc, cassant. Les aimants peuvent se briser ou éclater. Cela se produit le plus souvent lors de collisions incontrôlées ou répétées entre deux aimants ou lors de contraintes mécaniques. Dans tous les cas, les aimants doivent être manipulés avec précaution et tout choc entre deux aimants doit être évité.

❖ Protection de surface –Plaquage

Les aimants en Néodyme sont fortement sensibles à la corrosion et peuvent être protégés par une couche de nickel, de chrome, d'or, d'époxy, d'argent, etc. Cette couche s'use lors de chocs répétés au niveau du point d'impact. Il est conseillé de séparer les aimants les uns des autres à l'aide de plastique, de papier ou de carton.

❖ Stockage

Les aimants en Néodyme sont très sensibles à l'humidité, à l'acide et à la poussière. Aussi, il faut veiller à es stocker dans des endroits secs, propres et à température ambiante. Ne pas stocker es aimants à proximité de tous matériels électriques ou électroniques.

II-7) Aimantation et désaimantation d'un aimant permanent.**II-7-1) Aimantation**

L'aimantation d'un matériau magnétique est obtenue en le soumettant à l'influence d'un champ magnétique. L'intensité de ce champ doit être suffisamment élevée pour que l'on atteigne la disparition des parois des domaines et l'alignement convenable des moments magnétiques élémentaires. Pour les substances anisotropes, la direction du champ doit être celle de l'axe d'anisotropie. Le respect de ces conditions est nécessaire pour trouver les caractéristiques de base fournies par le fabricant d'aimants [16].

II-7-2) Désaimantation

La désaimantation est parfois nécessaire pour rendre l'aimant plus aisément manipulable ou transportable. Dans certaines applications ou dans un entrefer relativement faible, peut se déplacer une bobine (appareille de mesureetc.). Il est indispensable de démagnétiser l'aimant aussi complètement que possible des particules ferreuses qui seraient difficiles à éliminer après montages. Une désaimantation thermique partielle ou totale reste déconseillée car elle risque toujours d'entraîner des modifications incontrôlées, de nature physico-chimique ou tout simplement une oxydation dans le cas des aimants de terre rares. L'application d'un champ démagnétisant suffisant ne permet pas de contrôler finement la désaimantation, en particulier dans les aimants modernes les plus performants [16].

II-8) Stabilité des aimants

Lorsqu'un aimant est placé dans un circuit magnétique, le flux décroît au fil du temps sous l'influence des contraintes thermiques, magnétiques, mécaniques, etc...., [7].

A température ambiante, l'aimantation tend à décroître en fonction du temps. Cette décroissance est d'autant plus faible que le champ coercitif est important, ce qui attribue aux ferrites et aux aimants de terres rares des pertes négligeables [10,16].

La stabilisation des aimants dépend du type d'application et des conditions dans lesquelles ils évolueront. Dans le cas d'un convertisseur électromagnétique où l'aimant devrait subir une variation de la perméance du circuit magnétique et un champ extérieur de réactions magnétiques d'induit, on ne prendra des précautions spéciales que si d'excellentes performances sont exigées.

Pour cela, on devra placer les aimants dans leurs conditions de fonctionnement les plus défavorables (perméance minimale, réaction maximale, température maximale).

II-9) Importance des aimants permanents en électrotechnique

Malgré d'intenses activités de recherche, le confinement initial des dispositifs à aimants permanents dans la gamme des faibles densités d'énergie à persisté pendant un demi-siècle. Depuis l'utilisation en 1917 d'aciers au cobalt d'énergie spécifique de (12 KJ.m^{-3}) jusqu'à l'avènement des alliages à base de terres rares en 1965 [17].

Ce n'est qu'à partir du milieu des années soixante qu'a pu se concrétiser l'espoir de caractérisation d'alliages plus performants. Découverte en 1983, a substance a plus prometteuse (Fe Nd B) évolue de manière spectaculaire à raison de $30\text{KJ.m}^{-3}/\text{an}$ en moyenne, et à ouvert des horizons nouveaux à de multiples application, notamment dans le type de dispositif qui fera l'objet de notre étude.

La quasi-totalité des aimants produits dans le monde sont utilisés par des constructeurs électriciens dans la fabrication de convertisseurs d'énergie des moteurs électriques variés, des hauts parleurs, des capteurs de déplacement, des serrures magnétiques, des démarreurs, etc.... [17].

Le regain d'intérêt pour l'amélioration des aimants par a nécessité de recourir à des densités d'énergie électromagnétiques plus importantes permet d'espérer voir arriver sur e marché dans la prochaine décade des alliages offrant des densités d'énergie importantes. Une des conséquences en sera l'élargissement du champ d'application des machines à aimants aux puissances industrielles.

II-10) Les applications des aimants permanents

Les premières applications des aimants permanents sont [10] :

- La boussole.
- Le compas magnétique.
- Le galvanomètre.

Les principales applications obtenues avec les aimants modernes sont les suivantes :

- Le moteur et génératrice électrique.
- Les appareils de transmission de mouvement et de couple.

- Les appareils électrostatiques.
- Les appareils de mesure.
- Les appareils d'enregistrement magnétique.
- Les dispositifs d'attraction, de fixation et de répulsion.
- Les dispositifs d'action sur les électrons libres ou les ions.

II-11) Conclusion

Nous avons cité brièvement, dans ce chapitre, les différents types d'aimants permanents, tout en donnant leurs principales propriétés. Nous avons rappelé, en outre, dans quelles circonstances peuvent évoluer celles-ci, en mettant l'accent sur le côté électromagnétique implique la prise en considération de toutes les contraintes, afin d'assurer un fonctionnement durable et optimale de cet aimant.

Plusieurs types d'aimants permanents sont utilisés actuellement dans la technologie. Cependant, les alliages à bases de terres rares possèdent une très grande valeur d'aimantation avec une grande rigidité. Ils présentent ainsi la solution adéquate pour les machines à large entrefer.

CHAPITRE III

DÉFÉRENTS TYPES
DE DÉFAUTS DANS
LES MACHINES
ÉLECTRIQUES

III-1) Introduction

Les machines électriques, sont diverses configurations existantes et quelque soit la transformation énergétique qu'elles doivent accomplir, font encore l'objet de nombreux travaux de recherche visant à améliorer leurs performances et optimiser leurs conception.

Autrefois limités à quelques applications, les aimants permanents dont de nouveaux types sont découverts, synthétisée et industrialisés suscitent, à l'heure utilisation englobe plusieurs domaines de l'industrie [18].

III-2) Type de défaut dans les machines électriques tournantes

III-2-1) Balourd

Un balourd est un défaut d'équilibrage d'une pièce tournante autour d'un axe. En pratique, il est impossible d'obtenir un centrage parfait de tous les éléments d'un rotor, il existe toujours un déséquilibre provenant de la perte d'un bout d'ailette, de l'érosion, encrassement. Ce déséquilibre appelé balourd va générer une vibration dû à la force centrifuge [19] :

$$F = m_b \cdot \omega^2 \cdot r_b \quad (\text{III-1})$$

F : force centrifuge [N].

m_b : masse théorique de balourd [Kg].

r_b : rayon théorique de balourd [m].

W : pulsation [rd/s].

Il existe trois types de balourd

a) Balourd statique

Un balourd statique apparaît lorsque le centre de gravité d'un rotor ne coïncide pas avec le centre géométrique de la machine.

Il apparaît alors des forces centrifuges qui se traduisent par une vibration sinusoïdale mesurée sur la machine.

A vitesse minimale, les deux paliers supportant le rotor vont subir, en même temps, l'effort centrifuge de balourd. Il n'y a pas de déphasage entre la mesure prise aux mêmes angles sur les deux paliers [19].

b) Balourd couple

Le centre de gravité coïncide avec l'axe géométrique, mais les vibrations sont causées par un couple résultant de masses excentriques mais diamétralement opposées.

Les causes possible d'un balourd peuvent provenir d'un mauvais assemblage de la machine, d'une accumulation de matière sur le rotor, d'une usure, d'une flexion d'arbre, ...etc.

A vitesse nominale, le rotor tangue et les deux paliers supportant le rotor subissent les efforts centrifuges de façon alternée dû au couple radial exercé par les deux balourds opposés ; le déphasage proche de 180° observé entre les mesures effectuées aux mêmes angles sur les deux paliers est révélateur d'un balourd couple [19].

c) Balourd dynamique

C'est la combinaison des deux balourds cités précédemment, ainsi les formes les plus courantes de balourd sont représentées dans la Fig. (III-1)

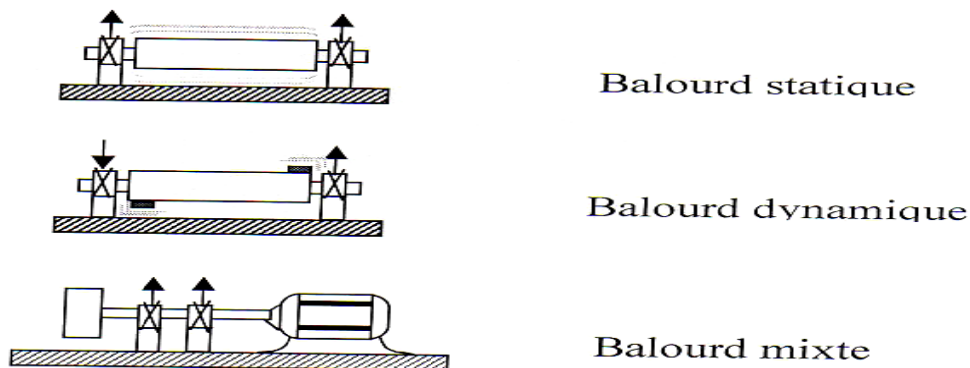


Fig. (III.1) les différents types de balourd.

III-2-2) Défaut roulement

Les roulements sont les organes les plus sensibles dans une machine tournante. La rotation des billes ou le passage de celles-ci sur un chemin de roulement endommagé, produit des chocs.

Ces chocs engendrent une vibration du type impulsionnel. L'endommagement d'un palier constitue le problème le plus grave sur une machine. Les paliers soutiennent une effet l'arbre du rotor.

Quand un roulement se casse, c'est la machine entière qui tombe en panne. C'est pourquoi il est important de pouvoir suivre l'évolution d'un défaut de roulement.

Un défaut de roulement apparaît quand des efforts importants sont transmis au palier. Les forces dynamiques causées par un autre défaut peuvent donc avoir une influence sur la durée de vie de roulement.

Dans un roulement, quatre(4) composantes peuvent poser des problèmes : la cage, la bague interne, la bague externe et les billes. La Fig. (III-2) définit les éléments d'un roulement standard.

Quand une fissuration se forme dans une bague extérieure, des signaux extérieurs de hautes fréquences sont générées à chaque passage d'une bille dans le défaut de la bague. Ces micros fissures vont s'élargir suite au passage répétitif des billes. Ces petits creux provoqueront à chaque passage un choc ou un impact [19].

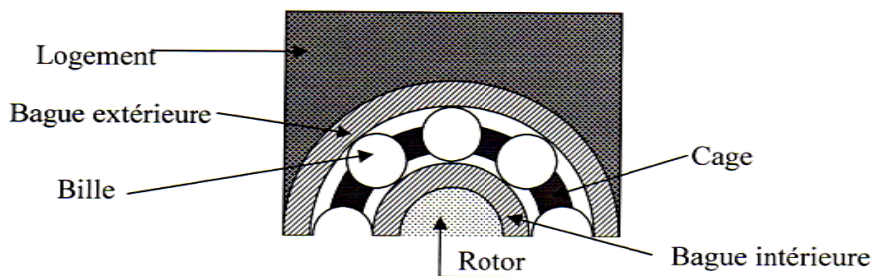


Fig. (III.2) les éléments d'un roulement standard

III-2-3) Défaut engrenage

Des engrenages peuvent être disposés entre deux machines tournantes Fig. (III-3) ; ils définissent un rapport entre leurs vitesses de rotation ; ils transmettent un couple. L'usure des dents, voire leur détérioration, se manifestent en général par des variations de l'état vibratoire des machines dont l'analyse peut permettre des identifications.

Les incidents caractéristiques des engrenages sont liés aux dégradations de la denture (denture cassée, abîmée, usure uniforme, mauvais centrage) [19].

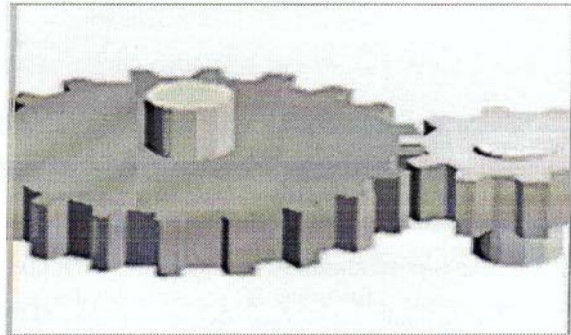


Fig. (III.3) transmission par engrenage.

III-2-4) Défauts d'alignement

Il est possible de mettre en évidence deux types de défauts d'alignement :

Un déalignement parallèle où les axes accouplés sont parallèles, sans que ces axes ne coïncident, et un déalignement angulaire dans lequel les axes forment un angle entre eux. La Fig. (III-4) montre ces deux types de défauts [19].

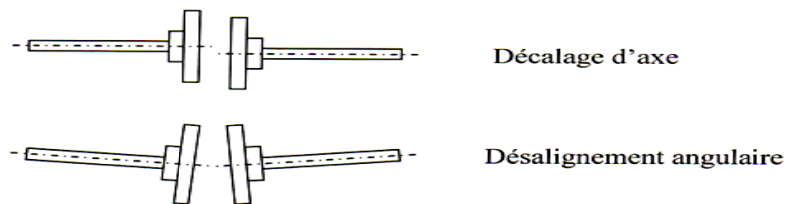


Fig. (III.4) défauts d'alignement.

La cause de ces défauts d'alignement provient principalement de mauvais alignements lors du montage de la machine, ou d'un déplacement des axes pendant le fonctionnement.

III-2-5) Jeu ou desserrage

Le mauvais serrage de la structure de la machine génère un certain bruit. Ce bruit peut être détecté par des mesures de vibration.

Les causes d'un jeu sont principalement l'usure ou un mauvais montage, comme exemple de jeu, on a un accouplement dont le caoutchouc est usé ; un palier nous donne un défaut semblable en jeu amplifié.

On entend par desserrage, la situation dans laquelle un palier n'est pas monté d'une façon rigide sur la structure.

Par contre, le jeu se trouve presque toujours dans les roulements, cela peut être entre la bague externe et le palier, ou entre la bague interne et le palier. Pour les paliers lisses, le jeu signifie un espace excessif entre l'arbre et le palier. A Fig. (III-5) montre deux exemples de desserrage [19].

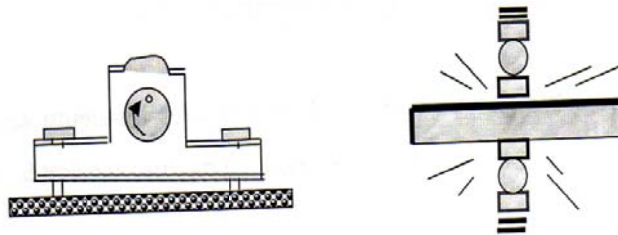


Fig. (III.5) Exemple de desserrage

III-2-6) Résonance

La résonance est l'état dans lequel se trouve un système mécanique, en réponse à une force appliquée, vibre à une fréquence voisine ou égale à la fréquence naturelle du système.

La fréquence naturelle, ou fréquence de résonance, est celle à laquelle le système vibrerait s'il était excité ponctuellement, puis laissé libre de ses mouvements. Si par l'application continue de forces extérieures un système est excité à sa fréquence de résonance, l'amplitude de l'oscillation augmente, ce qui peut dégrader le dispositif ou la structure.

En revanche, si elles ne sont pas à la fréquence de résonance ou à l'une de ses harmoniques (multiples de la fréquence de résonance), les vibrations d'un système ont tendance à diminuer rapidement et finissent par disparaître (amortissement).

Les constructeurs essaient de déterminer la vitesse de fonctionnement dans un domaine où il n'y a pas de résonance [19].

Remarquons également qu'on ne trouve pas la résonance uniquement proche de la vitesse de rotation, mais à n'importe quelle fréquence ; la force qui existe alors à la fréquence de résonance ne sera plus le balourd du rotor mais par exemple la fréquence de défaut de roulement, courroie, ...etc.

▪ Types, Origine et Symptômes des défauts dans les machines asynchrones

A) Différentes types de défaut

1-Défaillances au stator

- Les courts-circuits internes
- Défaut d'isolant
- Décharges partielles

2-Défaillance au rotor

- Rupture de barres
- Ruptures de portions d'anneaux de court-circuit
- Excentricité statique et dynamique

3-Défaillance d'ordre mécanique

- Défaillance de l'arbre
- Défaillance des roulements à billes
- Défaillance des flasques

B) Origine des défauts

-mécaniques : mauvaise fabrication, vibration de la machine, force électromagnétiques [20].

-électriques : dégradation d'isolement, décharges partielles, étincelles.

-thermiques : perte dans le cuivre, manque de refroidissement général ou localisé.

-environnementales : humidité, ozone, poussière.

C°) Symptômes des défauts

-un déséquilibre des courants de lignes et des tensions.

-une augmentation des oscillations de couple.

-une diminution du couple moyen.

-une augmentation des pertes.

-un échauffement excessif et donc un vieillissement accéléré.

L'utilisation d'aimants permanents qui peut être considéré comme une source d'excitation, permet de remédier à l'un des problèmes majeur de la machine linéaire qui est sont large entrefer, qui se traduit par une atténuation de son champ magnétique. Sans provoquer une augmentation des pertes et de l'échauffement [20].Mais les aimants permanents peuvent présentées de différents défauts.

III-3) Défauts des aimants permanents

Le flux produit dans un circuit magnétique par un aimant n'est pas rigoureusement stable. Il décroît dans le temps et varie sous l'influence de contraintes extérieures d'origine thermique, magnétique, mécanique, etc.

Cette partie de se chapitre à pour objet l'étude de ces variations. Il montre comment un processus de stabilisation postérieur à l'aimantation permet d'en imiter les effets. Les aimants modernes convenablement utilisés restent d'une constance remarquable et l'on peut dire que toutes les origines d'une désaimantation ont pour cause un usage incorrect des aimants [21].

III-3-1) Origine et nature des variations de l'aimantation

Les variations de l'induction peuvent avoir pour origine les modifications de la structure de l'alliage qui constitue le matériau magnétique : soit, cette structure est instable (aciers martensitiques), soit, les phénomènes de diffusion dans l'état solide provoquent un réarrangement des atomes, soit enfin des phénomènes d'oxydation changent la composition. Ces modifications sont d'autant plus importantes que la température est élevée et que la durée d'exposition à cette température est prolongée [21].

III-3-2) Changements de structure, et limites thermiques de stabilité

Le changement structural du matériau magnétique est pratiquement l'unique cause de pertes irréversibles définitives. Cet effet était particulièrement marqué sur les premiers aimants en acier martensitique dont la structure est instable à la température ambiante.

Ce fait, associé à une faible valeur du champ coercitif, est encore, de nos jours, à l'origine de certaines réticences concernant l'emploi des aimants. Cependant, avec les matériaux actuels, cet effet est négligeable si la température n'excède pas certaines limites fixées par les traitements thermiques effectués pendant la fabrication.

Les Alnico restent stables jusqu'à 450°C, et les alliages Fer-Chrome-Cobalt se comportent sensiblement comme les Alnico avec une température d'utilisation limitée à 480°C [21].

III-3-3) Vieillessement à la température ambiante

L'aimantation tend à décroître en fonction du temps par suite de phénomènes de diffusion (« trainage magnétique » par diffusion) ou par suite de fluctuations thermiques. Des contrôles effectués sur de très longues périodes avec les matériaux modernes, ont permis de vérifier que la diminution relative $\Delta B/B$ de l'induction suit sensiblement, après les toutes premières heures, la loi logarithmique proposée (1951) à la suite des travaux de Néel

$$(\Delta B/B = a \cdot \log t) \quad \text{(III-2)}$$

Où t est le temps de vieillissement [21].

III-3-4) Influence des variations de température

L'aimantation intrinsèque décroît depuis la température correspondant au zéro absolu jusqu'à la température de Curie où elle disparaît. L'augmentation de la température se traduit par des pertes réversibles liées à la variation de l'induction à la saturation de la matière. Il apparaît

également des pertes irréversibles dues au réarrangement de la structure des domaines avec déplacement irréversible des parois.

Les pertes irréversibles d'aimantation croissent de façon quasi-linéaire avec la température et sont d'autant plus importantes que le point de fonctionnement de l'aimant est placé plus bas sur la courbe caractéristique (zone de nucléation des domaines). Ce phénomène n'est pas instantané et il est nécessaire de pratiquer plusieurs cycles de fonctionnement (en général, trois sont suffisants) dans l'intervalle des températures d'utilisation pour le stabiliser et obtenir la perte irréversible définitive. Dans l'intervalle de températures considéré, il n'apparaît plus alors que les pertes réversibles [21].

Les pertes réversibles d'aimantation croissent avec la température suivant une loi de la forme suivante [21]

$$\Delta B/B = \alpha \cdot \Delta\Theta + \beta \cdot (\Delta\Theta)^2 \quad (\text{III-3})$$

Où $\Delta\Theta$ est l'échauffement au-dessus de la température ambiante. Pour des échauffements modérés, la variation peut être considérée comme linéaire. Ces pertes sont moins influencées par la position du point de fonctionnement avec toutefois une tendance à croître lorsque ce point est placé plus haut.

Les variations du champ coercitif dépendent de la nature des forces d'anisotropie et des traitements thermique de stabilisation.

III-3-5) Influence des chocs et vibrations

Les aciers martensitiques dont la force coercitive était due aux tensions internes bloquant les déplacements de parois étaient très sensibles aux chocs qui provoquaient des réductions importantes de l'aimantation. Toutefois l'effet allait en décroissant avec le nombre de chocs, ce qui permettait de les stabiliser quand ils devaient travailler dans ces conditions.

Les aimants modernes sont pratiquement insensibles aux actions mécaniques. De nombreux essais (P.Assayag 1962) [21].

-chocs mécaniques donnant des accélérations de forme demi-sinusoïdale d'amplitude de crête 150 à 500 g (de durée 1ms);

-accélération de 10 à 2000 Hz puis, jusqu'à 5000 Hz, avec accélération de crête à 20 g ;

III-3-6) Influence de l'irradiation neutronique

Les expériences effectuées sur des aimants travaillant à température élevée dans des réacteurs nucléaires ont montré que les Alnico sont peu sensibles aux irradiations par les neutrons.

On doit noter que les aimants contenant du cobalt doivent être considérés comme très dangereux après leur exposition aux radiations.

Des essais effectués sur les ferrites conduisent à estimer que, si pertes il y a, elles sont de l'ordre des erreurs de mesure [21].

III-3-7) Résistance à la corrosion

La résistance à la corrosion des Alnico est assez voisine de celle des aciers inoxydables et donc satisfaisante dans les conditions normales d'environnement et jusqu'à des températures élevées. Ils sont attaqués par les acides et les solutions fortement alcalines.

Contrairement aux autres, quelques aimants très sensibles à l'environnement en particulier à l'humidité de l'air, comme le Néodyme-Fer-Bore, ne peuvent être utilisés que protégés par des traitements appropriés sinon ils présentent de grandes pertes magnétiques dans le temps. L'excellente résistance offerte par les ferrites quant à l'oxydation et aux acides et bases dilués, reste insuffisante face aux attaques des acides concentrés d'autant plus agressifs que la température est élevée [21].

III-3-8) Influence des champs magnétiques

L'influence d'un champ magnétique extérieur parallèle à la direction de l'aimantation se détermine aisément par le calcul à partir de la connaissance de la caractéristique $B = f(H)$ et de la perméabilité de recul [21].

Tout système à base de matériaux magnétiques soumis à un champ d'excitation extérieur variable subit des pertes énergétiques appelées pertes fer. On distingue deux phénomènes physiques qui sont à l'origine de ces pertes :

- Les pertes par hystérésis.
- Les pertes par courants de Foucault.
- Pertes supplémentaires.

III-3-9) Influence des masses ferromagnétiques

La présence d'un corps ferromagnétique, tel qu'une masse de fer, au voisinage ou en contact d'un aimant placé ou non dans son circuit magnétique, peut être une cause sérieuse de désaimantation irréversible lorsque cette masse est latérale à l'aimant. La perte d'induction est due à une modification de l'arrangement des domaines dans la partie de l'aimant proche du corps magnétique extérieur [21].

III-4) Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons donné un aperçu sur les différents types de défauts qu'on peut rencontrer soit dans les machines électriques, et ceux qui sont liées aux aimants permanents.

L'insertion d'un aimant permanent dans une machine électrique à puissance donnée n'implique pas seulement la connaissance de ses propriétés, plus particulièrement sa capacité à diffuser un flux magnétique, mais la prise en compte de toute les contraintes extérieures afin d'assurer à la fois un fonctionnement optimal et une large durée de vie. Les propriétés que possèdent les terres rares (B_r et H_c élevés), leur confèrent de nombreuses utilisations et sont notamment la solution adéquate dans la fabrication des machines à large entrefer.

CHAPITRE IV

EQUATIONS DE MAXWELL ET MODÈLES ÉLECTROMAGNÉTIQUES

IV-1) Introduction

Les équations de Maxwell, sont des lois fondamentales de la physique. Elles constituent les postulats de base de l'électromagnétique avec l'expression de la force électromagnétique de Lorentz. Les équations de Maxwell traduisent sous forme locale, les différents théorèmes (Gauss, Ampère, Faraday) qui régissent l'électromagnétisme sous forme de relations intégrales. Elles donnent ainsi un cadre mathématique précis au concept fondamental de champ introduit en physique par Faraday.

Sur la base des équations de Maxwell, on construira les modèles électromagnétiques en régime statique et en régime dynamique (magnétostatique et magnétodynamique) en coordonnées cartésienne et cylindrique sous forme d'équation aux dérivées partielles [22].

IV-2) Les équation de Maxwell

La première étape dans l'étude des problèmes physiques c'est l'établissement des équations qui le régissent. Pour établir ces équations, on fait appel aux équations de Maxwell. En effet, en démarrant des relations fondamentales de l'électricité et du magnétisme, Maxwell est arrivé à mettre en place quatre équations qui regroupent les deux domaines, c'est l'électromagnétisme.

Ces quatre équation gouvernent d'une manière très efficace avec les relations relatives à la constitution des milieux du dispositif à étudier et la loi d'Ohm généralise tous les phénomènes électromagnétiques du moment qu'elles sont utiles de toute analyse de ce genre [5].

IV-2-1) Première équation de Maxwell

$$\overrightarrow{\text{div}}\vec{D} = \rho \quad (\text{IV-1})$$

Avec :

\vec{D} : Vecteur de déplacement ou excitation électrique [C/m^2].

ρ : Densité de charge volumique [C/m^3].

Cette relation correspond à un «terme de source» : la densité de charge électrique est une source de champ électrique. Pour le vecteur d'induction électrique, il représente la façon dont le champ électrique influe sur l'organisation de ces charges dans un matériau donné [31].

IV-2-2) Deuxième équation de Maxwell

Cette équation caractérise le couplage entre les phénomènes magnétiques et les phénomènes électriques :

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

Avec :

\vec{B} : Vecteur induction magnétique [T].

\vec{E} : Vecteur champ magnétique [V/m].

IV-2-3) Troisième équation de Maxwell

$$\overrightarrow{\text{div}}\vec{B} = 0 \quad (\text{IV-3})$$

Le flux du champ magnétique à travers une surface fermée est toujours nul (caractère conservatif)

IV-2-4) Quatrième équation de Maxwell

Cette équation est basée sur la loi d'Ampère qui considère que la circulation d'un champ magnétique le long d'un contour est proportionnelle à la somme des courants traversant la surface délimitée par le contour.

D'après le théorème d'Ampère :

$$\oint_{\Gamma} \vec{H} \cdot d\vec{l} = \sum_{i=1}^n I_i \quad (\text{IV-4})$$

Donc:

$$\oint_{\Gamma} \frac{\vec{B}}{\mu} \cdot d\vec{l} = I \quad (\text{IV-5})$$

Or:

$$I = \iint_S \vec{J} \cdot d\vec{s} \quad (\text{IV-6})$$

D'après le théorème de Stokes :

$$\oint_{\Gamma} \vec{B} \cdot d\vec{l} = \iint_S \text{rot } \vec{B} \cdot d\vec{s} \quad (\text{IV-7})$$

Donc on aura :

$$\iint_S \text{rot } \vec{B} \cdot d\vec{s} = \mu_0 \iint_S \vec{J} \cdot d\vec{s} \quad (\text{IV-8})$$

$$\iint_S \text{rot } \vec{H} \cdot d\vec{s} = \iint_S \vec{J} \cdot d\vec{s} \quad (\text{IV-9})$$

$$\Rightarrow \text{rot } \vec{H} = \vec{J} \quad (\text{IV-10})$$

Tel que :

$$\vec{J} = \vec{J}_c + \vec{J}_D \tag{IV-11}$$

$$\vec{J}_D = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \tag{IV-12}$$

Donc :

$$\text{rot } \vec{H} = \vec{J}_c + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \tag{IV-13}$$

Ou bien

$$\text{rot } \vec{H} = \vec{j}_c + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \tag{IV-14}$$

Avec :

- \vec{H} : Vecteur champ magnétique [A/m] ;
- \vec{J}_c : Densité de courant de conduction [A/m²] ;
- $\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$: Densité de courant de déplacement [A/m²].

Le champ magnétique rend compte du déplacement des charges électriques. Autrement, la circulation des courants électriques est à l'origine de la production de l'excitation magnétique.

Cette équation exprime que le champ magnétique peut être crée non seulement par un courant Le tableau suivant résume les équations de Maxwell sous leurs formes intégrales et différentielles :

	Forme intégrale	Forme locale
Théorème de Maxwell Gauss	$\oiint_S \vec{E} \cdot \vec{ds} = \frac{1}{\epsilon} \iiint_V \rho \cdot dv$	$\text{div } \vec{D} = \rho$
Théorème de Maxwell Faraday	$\oint_\Gamma \vec{E} \cdot \vec{dl} = - \iint_S \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot \vec{ds}$	$\text{rot } \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$
Conservation du flux magnétique	$\oiint_S \vec{B} \cdot \vec{ds} = 0$	$\text{div } \vec{B} = 0$
Théorème de Maxwell Ampère	$\oint_\Gamma \vec{H} \cdot \vec{dl} = \iint_S \left(\vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \right) \cdot \vec{ds}$	$\text{rot } \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$

Le système des équations de Maxwell généralisées ne suffit pas à lui seul pour déterminer les grandeurs électriques. Donc de nouvelles relations doivent venir compléter les équations de Maxwell qui constituent ce qu'on appelle les relations constitutives du milieu étudié et la loi d'Ohm. [23].

IV-3) Loi D'ohm et relation du milieu

IV-3-1) Relation du milieu

- **Pour un milieu magnétique**

$$\text{On a : } \vec{B} = \mu \cdot \vec{H} + \vec{B}_r \quad (\text{IV-15})$$

La relation (VI-15) exprime le lien existant entre le champ magnétique \vec{H} et l'induction magnétique \vec{B} , à travers la perméabilité magnétique μ .

- **Pour un milieu diélectrique :**

$$\text{On a : } \vec{D} = \varepsilon \cdot \vec{E} \quad (\text{IV-16})$$

La relation (VI-16) exprime le lien existant entre l'induction électrique \vec{D} et le champ électrique \vec{E} à travers la perméabilité électrique ε .

IV-3-2) Loi D'ohm

La densité de courant est liée au champ électrique par la relation suivante :

- **Dans un milieu quelconque :**

$$\text{On a : } \vec{J} = \sigma \cdot \vec{E} + \vec{J}_s \quad (\text{IV-17})$$

- **Dans un milieu en mouvement :**

$$\text{On a : } \vec{J} = \sigma(\vec{E} + (\vec{V} \wedge \vec{B})) + \vec{J}_s \quad (\text{IV-18})$$

Avec :

μ : Perméabilité magnétique [H/m] ;

ε : Perméabilité diélectrique [F/m] ;

σ : Conductivité électrique [S/m] ;

\vec{J}_s : Densité de courant source [A/m] ;

\vec{V} : Vitesse de déplacement du milieu [m/s].

IV-4) Equation de conservation de la charge électrique

En appliquant la divergence à la quatrième de Maxwell, on aura :

$$\operatorname{div}(\operatorname{rot} \vec{H}) = \operatorname{div} \left(\vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \right) \quad (\text{IV-19})$$

Et d'après la première équation de Maxwell :

$$\operatorname{div} \vec{D} = \rho$$

Or :
$$\operatorname{div}(\operatorname{rot} \vec{H}) = 0$$

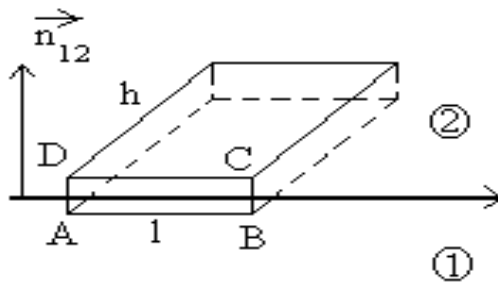
On aura alors :

$$\operatorname{div} \vec{J} + \frac{\partial \rho}{\partial t} = 0 \quad (\text{IV-20})$$

Cette équation s'appelle également équation de continuité.

II- 5-Condition de passage à la surface de séparation de deux milieux

Pour définir les relations entre les grandeurs des deux milieux électriquement et magnétiquement différents, on intègre les équations de Maxwell entre deux points très voisins de part et d'autre d'une surface séparant ces deux milieux [24]



IV-1-Interface entre les milieux 1 et 2 avec des propriétés différentes

- La relation de continuité de la composante tangentielle du vecteur champ électrique :

$$\iint_S \operatorname{rot} \vec{E} \cdot d\vec{s} = \oint_{\Gamma} \vec{E} \cdot d\vec{l} = (E_{t1} - E_{t2})l = -\frac{\partial}{\partial t} \iint_S \vec{B} \cdot d\vec{s} = 0 \quad (\text{IV-21})$$

Puisque la surface ABCD tend vers 0.

Soit :
$$E_{t1} = E_{t2} \quad (\text{IV-22})$$



- **La relation de discontinuité de la composante normale de l'induction électrique \vec{D} due aux charges surfaciques**

$$\int_{\tau} \vec{D} \cdot \vec{n} d\tau = \int_{\tau} \rho_{sl} d\tau \quad (VI-23)$$

soit $\int_{\tau} \vec{D} \cdot \vec{n} d\tau = \int_{\tau} \rho_{sl} d\tau$ où ρ_{sl} est le courant surfacique.

Nous envisageons le parallélogramme de base ABCD de profondeur h ; Nous appelons τ qui tend vers 0 si A et D, B et C tendent l'un vers l'autre.

$$\int_{\tau} \vec{D} \cdot \vec{n} d\tau = \int_{\tau} \rho_{sl} d\tau = (B_{n2} - B_{n1})lh \quad (VI-24)$$

$$B_{n2} = B_{n1} \quad (VI-25)$$

$$\int_{\tau} \vec{D} \cdot \vec{n} d\tau = \int_{\tau} \rho_{sl} d\tau = (D_{n2} - D_{n1})lh \quad (VI-26)$$

$$\int_{\tau} \vec{D} \cdot \vec{n} d\tau = \int_{\tau} \rho_{sl} d\tau = (B_{n2} - B_{n1})lh \quad (VI-27)$$

$$\text{Soit } D_{n2} - D_{n1} = \sigma \quad (VI-28)$$

Où σ est la densité superficielle de charge, a ces équations, il convient d'ajouter la continuité du potentiel.

IV-6) Condition aux limites

La résolution des équations de maxwell en particulier, ainsi que des équations aux dérivées partielles de manière générale nécessitent l'ajout des conditions aux limites associées aux problèmes étudiés [25].

On distingue trois types de conditions aux limites :

IV-6-1) Condition de Dirichlet

Dans ce cas, le vecteur potentiel magnétique est constant sur la frontière, ce qui veut dire que l'induction magnétique est parallèle à ce contour qui présente alors une équipotentielle.

On rencontre cette condition lorsqu'une partie ou tout le contour se trouve suffisamment éloigné des sources d'excitation pour pouvoir négliger les valeurs de potentiel vecteur magnétique sur la frontière par rapport aux valeurs de ce même potentiel à l'intérieur du domaine [25].

La condition de Dirichlet s'écrit sous la forme suivante :

$$G(\mu) = g_0 = \text{Constante} \quad (\text{VI-29})$$

Avec :

G : Opérateur différentiel.

μ : Fonction de l'inconnue.

IV-6-2) Condition de Neumann

On la trouve sur les plans ou les axes d'antisymétries magnétiques par exemple les axes inter polaires, sur cette frontière les lignes de l'induction magnétique sont normales de même lorsque ce type de condition aux limites apparaît sur des axes d'anisotropies le maillage est limité à une portion du domaine.

La condition de Neumann s'écrit sous la forme suivante :

$$\frac{\partial G(\mu)}{\partial n} = g_0 = \text{Constante} \quad (\text{VI-30})$$

IV-6-3) Condition de type mixte

On l'appelle condition mixte car elle est combinaison des deux types de conditions Dirichlet et Neumann.

Ce type de condition est donné comme suit :

$$\alpha. G(\mu) + \beta. \frac{\partial G(\mu)}{\partial n} = g \quad (\text{VI-31})$$

Avec :

G : Opérateur différentiel

μ : Fonction de l'inconnue.

g : Valeur de l'inconnue sur la frontière considérée

α, β : Coefficient définis sur le domaine d'étude.

IV-7) Formulation potentiel vecteur magnétique des modèles électromagnétiques

Toutes les grandeurs ont une écriture en forme d'équation aux dérivées partielles dite aussi équation de diffusion de la grandeur. La discontinuité de certaines grandeurs aux interfaces et particulièrement aux coins présente un inconvénient majeur. De plus, les vecteurs ont généralement trois composantes, augmentant par-là le nombre d'inconnues ce qui rend le temps de résolution plus grand. Pour palier à ces problèmes, on fait appel à une entité mathématique connue sous le nom (potentiel) qui n'a aucun sens physique, mais une signification réelle quant à la nature de sa variation [18].

En ce qui concerne notre travail, la formulation à utiliser sera exprimée en potentiel vecteur magnétique \vec{A}

$$\overrightarrow{\text{div}}\vec{B}=0 \Rightarrow \exists \vec{A}/\vec{B} = \overrightarrow{\text{rot}}\vec{A} \quad (\text{IV-32})$$

Imposer la condition de jauge ($\overrightarrow{\text{div}}\vec{A}=0$) va garantir l'unicité de la solution pour ce système.

IV-7-1) Modèle magnétostatique

Pour les phénomènes statiques, les variations des grandeurs par rapport au temps sont nulles

$$\left(\frac{\partial}{\partial t}=0\right).$$

D'après l'équation ($\vec{B} = \mu\vec{H} + \vec{B}_r$) on aura :

$$\vec{H} = \frac{\vec{B} - \mu_0\vec{M}}{\mu} \quad (\text{IV-33})$$

D'après :



$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{H} = \vec{J}_c \quad (\text{IV-34})$$

$$\overrightarrow{\text{div}} \vec{B} = 0 \Rightarrow \exists \vec{A} / \vec{B} = \overrightarrow{\text{rot}} \vec{A} \quad (\text{IV-35})$$

$$\vec{H} = \frac{\vec{B} - \mu_0 \vec{M}}{\mu} \quad (\text{IV-36})$$

On trouve

$$\overrightarrow{\text{rot}} \left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{\text{rot}} \vec{A} \right) = \vec{J}_s + \frac{\mu_0}{\mu} \overrightarrow{\text{rot}} \vec{M} \quad (\text{IV-37})$$

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

Rappelons l'existence de deux

Types de systèmes de représentation des problèmes magnétiques :

- Ceux infiniment longs alimentés suivant une direction Oz «cartésiennes».
- Ceux à symétrie de révolution alimentés suivant l'angle (φ) «axisymétrique».

a) En coordonnées cartésiennes

Le problème est à priori tridimensionnel (3D), nous nous limitons à un problème bidimensionnel (2D). On suppose que la machine est suffisamment longue pour considérer que le champ magnétique \vec{H} est invariant suivant Oz.

Sous cette hypothèse, le potentiel vecteur magnétique \vec{A} et la densité de courant \vec{J} n'ont plus qu'une seule composante suivant l'axe Oz.

$$\vec{A} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ A_z = A(x, y) \end{bmatrix} \quad \vec{J}_s = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ J_{sz}(x, y) \end{bmatrix}$$

L'induction magnétique ainsi que l'aimantation du matériau évoluent dans le plan d'étude c'est-à-dire suivant (x, y).



$$\vec{B} = \text{rot} \vec{A} = \begin{bmatrix} \frac{\partial A_z}{\partial y} \\ -\frac{\partial A_z}{\partial x} \\ 0 \end{bmatrix} \quad \vec{M} = \begin{bmatrix} M_x \\ M_y \\ 0 \end{bmatrix}$$

Alors l'équation (IV-37) s'écrit :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(-\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(-\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) = J_{sz} + \frac{\mu_0}{\mu} \left(\left(\frac{\partial M_y}{\partial x} \right) + \left(\frac{\partial M_x}{\partial y} \right) \right) \quad (\text{IV-38})$$

Cette équation représente l'équation aux dérivées partielles en coordonnées cartésiennes d'un modèle magnétostatique bidimensionnel.

En considérant les propriétés physiques linéaires, l'équation (IV-38) devient :

$$\frac{1}{\mu} \left(\left(-\frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} \right) + \left(-\frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} \right) \right) = J_{sz} + \frac{\mu_0}{\mu} \left(\left(\frac{\partial M_y}{\partial x} \right) + \left(\frac{\partial M_x}{\partial y} \right) \right) \quad (\text{IV-39})$$

b) En coordonnées axisymétriques

Dans ce cas, la densité de courant \vec{J}_c est dirigée suivant l'angle φ du système cylindrique (r, φ, z). Le champ magnétique \vec{H} possède alors deux composantes dans le plan (r, z). Ce qui est traduit par la condition $\frac{\partial}{\partial \varphi} = 0$.

$$\vec{A} = \begin{bmatrix} 0 \\ A_\varphi = A(r, z) \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{Sachant que :} \quad \vec{J}_s = \begin{bmatrix} 0 \\ J_{s\varphi}(r, z) \\ 0 \end{bmatrix}$$

Sachant que :

$$\text{rot} \vec{A} = \left(\frac{1}{r} \frac{\partial A_z}{\partial \varphi} - \frac{\partial A_\varphi}{\partial z} \right) \cdot \vec{\mu}_r + \left(\frac{\partial A_r}{\partial z} - \frac{\partial A_z}{\partial r} \right) \cdot \vec{\mu}_\varphi + \left(\frac{1}{r} \frac{\partial(r A_\varphi)}{\partial r} - \frac{1}{r} \frac{\partial A_r}{\partial \varphi} \right) \cdot \vec{\mu}_z \quad (\text{IV-40})$$

Il vient alors

$$\text{rot} \vec{A} = \left(-\frac{\partial A_\varphi}{\partial z} \right) \cdot \vec{\mu}_r + \left(\frac{1}{r} \frac{\partial(r A_\varphi)}{\partial r} \right) \cdot \vec{\mu}_z \quad (\text{IV-41})$$

$$\overrightarrow{\text{rot}} \left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{\text{rot}} \vec{A} \right) = \left\{ -\frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_\varphi}{\partial z} \right) - \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{r \cdot \mu} \frac{\partial (r \cdot A_\varphi)}{\partial r} \right) \right\} \cdot \overrightarrow{\mu}_\varphi \quad (\text{IV-42})$$

(IV-37) et (IV-42) donnent :

$$-\frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_\varphi}{\partial z} \right) - \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{r \cdot \mu} \frac{\partial (r \cdot A_\varphi)}{\partial r} \right) = \frac{\mu_0}{\mu} \left(\left(\frac{\partial M_z}{\partial r} \right) + \left(\frac{\partial M_r}{\partial z} \right) \right) \quad (\text{IV-43})$$

Cette équation représente l'équation aux dérivées partielles en coordonnées axisymétriques d'un modèle magnétostatique bidimensionnel.

IV-7-2) Modèle magnétodynamique

Contrairement aux phénomènes statiques, les variations des grandeurs par rapport au temps sont différentes de zéro $\left(\frac{\partial}{\partial t} \neq 0 \right)$. Vu la fréquence usuelle en électrotechnique, on négligera les courants de déplacement $\left(\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = 0 \right)$.

$$\vec{J}_c = \vec{J}_s - \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \quad (\text{IV-44})$$

\vec{J}_c : Densité de courant de conduction

\vec{J}_s : Densité de courant (source)

$\sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t}$: Densité de courant (induit)

En combinant les deux équations (IV-15) et (IV-22) on obtient :

$$\overrightarrow{\text{rot}} \left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{\text{rot}} \vec{A} \right) + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = \vec{J}_s + \frac{\mu_0}{\mu} \overrightarrow{\text{rot}} \vec{M} \quad (\text{IV-45})$$

C'est l'équation magnétodynamique en régime transitoire en terme de potentiel vecteur magnétique avec terme source et tenant compte des courants induits.

En régime harmonique :

$$\overrightarrow{\text{rot}} \left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{\text{rot}} \vec{A} \right) + j\sigma\omega \vec{A} = \vec{J}_s + \frac{\mu_0}{\mu} \overrightarrow{\text{rot}} \vec{M} \quad (\text{IV-46})$$

a) En coordonnées cartésiennes

La seule différence réside en la présence des courants induits engendrés par le mouvement du dispositif.

De l'équation (IV-46), on obtient la variation du potentiel vecteur magnétique sur le plan d'étude (x, y).

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(-\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(-\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) + \sigma \frac{\partial A_z}{\partial t} = J_{sz} + \frac{\mu_0}{\mu} \left(\left(\frac{\partial M_y}{\partial x} \right) + \left(\frac{\partial M_x}{\partial y} \right) \right) \quad (\text{IV-47})$$

En régime harmonique, le modèle magnétodynamique s'exprime comme suit :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(-\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(-\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) + j\sigma\omega A_z = J_{sz} + \frac{\mu_0}{\mu} \left(\left(\frac{\partial M_y}{\partial x} \right) + \left(\frac{\partial M_x}{\partial y} \right) \right) \quad (\text{IV-48})$$

Cette équation représente l'équation aux dérivées partielles en coordonnées cartésiennes d'un modèle magnétodynamique bidimensionnel.

En considérant les propriétés physiques linéaires, (IV-47) peut s'exprimer comme :

$$\frac{1}{\mu} \left(\left(-\frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} \right) + \left(-\frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} \right) \right) + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = J_{sz} + \frac{\mu_0}{\mu} \left(\left(\frac{\partial M_y}{\partial x} \right) + \left(\frac{\partial M_x}{\partial y} \right) \right) \quad (\text{IV-49})$$

b) En coordonnées axisymétriques

$$-\frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_\varphi}{\partial z} \right) - \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{r\mu} \frac{\partial (rA_\varphi)}{\partial r} \right) + \sigma \frac{\partial A_\varphi}{\partial t} = J_{sz} + \frac{\mu_0}{\mu} \left(\left(\frac{\partial M_z}{\partial r} \right) + \left(\frac{\partial M_r}{\partial z} \right) \right) \quad (\text{IV-50})$$

En régime harmonique, l'équation (IV-49) s'exprime par :

$$-\frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_\varphi}{\partial z} \right) - \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{r\mu} \frac{\partial (rA_\varphi)}{\partial r} \right) + j\sigma\omega A_\varphi = J_{sz} + \frac{\mu_0}{\mu} \left(\left(\frac{\partial M_z}{\partial r} \right) + \left(\frac{\partial M_r}{\partial z} \right) \right) \quad (\text{IV-51})$$

Cette équation représente l'équation aux dérivées partielles en coordonnées axisymétriques d'un modèle magnétodynamique bidimensionnel.

Ce sont ces deux principaux modèles (magnétostatique, magnétodynamique) extraits à partir des combinaisons des équations de Maxwell et relations des milieux, qui sont les plus adaptés

à l'étude de la machine linéaire à aimants permanents. Dans le chapitre qui suit, nous allons sélectionner dans un premier temps la méthode théorique de résolution de ces modèles en l'occurrence la méthode des éléments finis (MEF). Puis, le logiciel CAO qui va mettre en œuvre cette méthode sera présenté.

CHAPITRE V

DISCRÉTISATIONS
PAR ÉLÉMENTS
FINIS ET CALCUL
DES FORCES
MAGNÉTIQUE

V-1) Introduction

Il existe plusieurs méthodes de résolutions des EDP, parmi ces méthodes on pourrait utiliser la méthode des différences finis, qui consiste à discrétiser le domaine à étudier par un réseau de points à maille rectangulaire et à remplacer les opérateurs différentiels par des différences entre les valeurs de l'inconnu en différents points voisins. Bien que cette méthode soit simple à programmer, elle nécessite un maillage régulier qui s'adapte difficilement à des géométries complexes.

La méthode des éléments finis est sans doute la plus utilisée, son efficacité est prouvée dans une large mesure, elle est mieux adaptée pour traiter les géométries complexes et problèmes à phénomènes non-linéaire. Mais elle reste tout de même limitée. Elle est parfois imprécise et aboutit à des tailles énormes de systèmes algébriques. Comme dans le cas des phénomènes à effet de peau important, et des dispositifs présentant une géométrie très complexe et elle devienne très coûteuse en termes de temps de résolution quand il s'agit de simuler les pièces en mouvements dans les machines électriques.

Enfin, la méthode des éléments finis dite méthode "universelle" est donc de loin la méthode la plus utilisée et la plus puissante des méthodes numériques. Mise au point par les mécaniciens, elle est mise en œuvre, par exemple, par O. Sienkiewics. Elle fut introduite en électromagnétisme par P. Sylvester et M. V. K. Chari vers les années 1970.

C'est cette méthode pour laquelle nous avons opté. Nous nous proposons donc dans ce chapitre une étude de plus près de la méthode des éléments finis. En suite, on présente les différentes méthodes utilisées dans le calcul des forces électromagnétiques en terminant avec la présentation du logiciel de travail (FEMM).

V-2) Présentation de la méthode des éléments finis

Afin de résoudre un problème électromagnétique par la méthode des éléments finis, on procède par les étapes suivantes :

1-On se pose un problème physique traduit sous forme des équations aux dérivées partielles à satisfaire en tout point d'un domaine V , nécessaires et suffisantes pour l'unicité de la solution.

2-On construit une formulation intégrale du système différentielle à résoudre et de ces conditions aux limites.

3-On fait un maillage du domaine en le subdivisant en sous domaines V_e .

4-On choisit la famille des champs locaux : c'est-à-dire à la fois la position des nœuds dans les sous domaines et les fonctions qui définissent le champ local en fonction des valeurs aux nœuds. La maille complétée par ces informations est appelée élément.

5-En ramène le problème à un problème discret : c'est la discrétisation. En effet, toute solution approchée est complètement déterminée par les valeurs aux nœuds des éléments. Il suffit donc de trouver les valeurs attribuées aux nœuds pour décrire une solution approchée.

6-En résout le système discret.

7-On construit la solution approchée à partir des valeurs trouvées aux nœuds et on en déduit d'autres grandeurs.

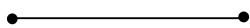
8-On visualise et on exploite le résultat pour juger leurs qualités et leur satisfaction de cahier de charge [22].

V-3) Le maillage

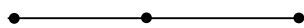
En premier lieu on choisit un ensemble de n points sur le domaine V qui sert à définir la géométrie, puis on subdivise le domaine V en sous domaines V_e doit être défini analytiquement de manière unique en fonction des coordonnées des nœuds géométriques qui appartient à cet élément, c'est-à-dire qu'ils sont situés sur V et sur la frontière. On note que deux éléments distincts ne peuvent avoir en commun que des points situés sur leurs frontières communes, les frontières entre éléments peuvent être des points, des courbes ou des surfaces, et l'ensemble de tout es éléments V_e doit constituer le domaine V.

Les formes d'éléments classiques correspondant à des domaines à une ou deux dimensions sont présentées comme suit [22].

1.élément à une dimension



Linéaire (deux nœuds)

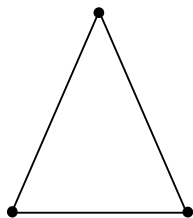


Quadratique (trois nœuds)

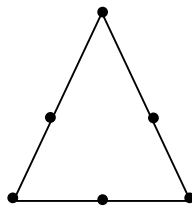


Cubique (quatre nœuds)

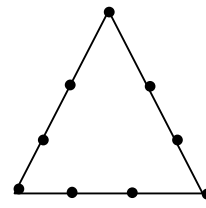
2-éléments à deux dimensions



Linéaire (trois nœuds)

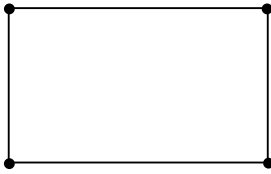


Quadratique (six nœuds)

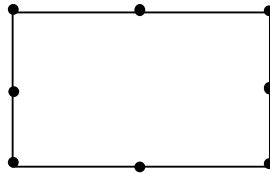


Cubique (neuf nœuds)

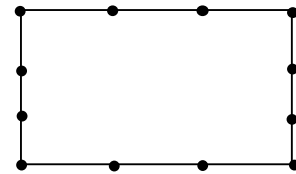
Les éléments carrés sont :



Linéaire (quatre nœuds)



Quadratique (huit nœuds)



Cubique (douze nœuds)

V-4) Principe de la méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis est un outil de résolution numérique des EDP de la physique mathématique et de leurs conditions aux limites. Ces équations peuvent être :

- Elliptiques :
$$\frac{\partial^2 \phi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \phi}{\partial y^2} = 0$$
- Paraboliques :
$$\frac{\partial^2 \phi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \phi}{\partial y^2} - \frac{\partial \phi}{\partial t} = 0$$
- Hyperboliques :
$$\frac{\partial^2 \phi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \phi}{\partial y^2} - \frac{\partial^2 \phi}{\partial t^2} = 0$$

Cette méthode consiste à discrétiser le domaine d'étude (V) en sous domaines (V_e) appelés élément finis en respectant les frontières et es interfaces du domaine initial complet (V) tel que l'ensemble de sous domaines donne le domaine complet.

Le maillage par éléments finis se fait généralement en subdivisant le domaine d'étude en plusieurs éléments tout en prenant en considération la satisfaction des conditions suivantes :

-L'intersection de deux éléments doit être soit nulle, ou soit égale à l'un de leur cotés ou encore égale à l'un de leurs sommets.

-La limite de séparation entre deux milieux de propriétés différentes doit coïncider avec le coté d'un élément.

-La déformation d'un élément doit être maintenue dans certaine limite [1].

a) Approximation par éléments finis (fonction d'approximation)

Sur le domaine d'étude complet (V), après le maillage, on obtient un ensemble de nœuds d'interpolations (de coordonnées X_i). Sur chaque élément (V_e), on applique la méthode d'approximation nodale pour simplifier la construction de la fonction approchée, cette méthode s'adapte très bien au calcul sur ordinateur. Elle consiste à :

- Identifier un ensemble de sous domaines (éléments) (V_e) dont l'union représente le domaine (V).
- Définir une fonction approchée U_e(X) différente sur chaque sous domaines (V_e) par a méthode d'approximation nodale.

L'approximation par éléments finis est une méthode qui peut représenter les particularités suivantes :

- L'approximation nodale sur chaque sous domaine (V_e) ne fait intervenir que les variables nodales attachées à des nœuds situées sur (V_e) et sur les frontières.
- Les fonctions approchées $U_e(X)$ sur chaque sous domaine (V_e) sont construites de manière à être continues sur (V_e) et à satisfaire des conditions de continuité entre les différents sous domaines (V_e).

b) Définition

- Les sous domaines (V_e) sont appelés des éléments finis.
- Les points en lesquels les fonctions approchées $U_e(X)$ coïncident avec la fonction $U(X)$ sont les nœuds d'interpolations ou points nodaux.

L'approximation par élément finis présente deux aspects différents :

- Il faut d'abord définir la géométrie de tous les éléments, ce qui est plus ou moins compliqué selon leurs formes.
- Il faut ensuite construire les fonctions d'interpolations $N_i(X)$ correspondant à chaque élément et qui vérifient la continuité entre les éléments.

On a :

$$F(X) = [\alpha_1(X), \alpha_2(X), \alpha_3(X), \dots, \alpha_n(X)] \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \\ \vdots \\ U_n \end{bmatrix} = [\alpha_n(X)] \cdot [U_n(X)] \quad (V-1)$$

Tel que :

$F(X)$: est la fonction exacte.

$U(X)$: est la fonction d'approximation.

X appartient à (V_e)

$U_1, U_2, U_3, \dots, U_n$: sont les valeurs de $F(X)$, aux nœuds d'interpolation de l'élément ou des variables nodales.

$\alpha_1(X), \alpha_2(X), \alpha_3(X), \dots, \alpha_n(X)$: Sont les fonctions de forme ou d'interpolation sur l'élément réel.

c) Calcul de la fonction d'approximation

Dans cette étude on calcul la fonction d'approximation d'une grandeur $A(X, Y)$ sur un domaine V . les éléments choisis sont de type triangulaire (deux dimensions).

On choisit une approximation sous forme d'un polynôme du premier degré (linéaire) :

$$A(X, Y) = a.X + b.Y + c \tag{V-2}$$

$$A(X, Y) = [X \ Y \ 1] \cdot \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \tag{V-3}$$

Soient $A_1, A_2,$ et A_3 les valeurs de la fonction d'interpolation aux nœuds 1, 2 et 3 comme le montre la figure (V-1)

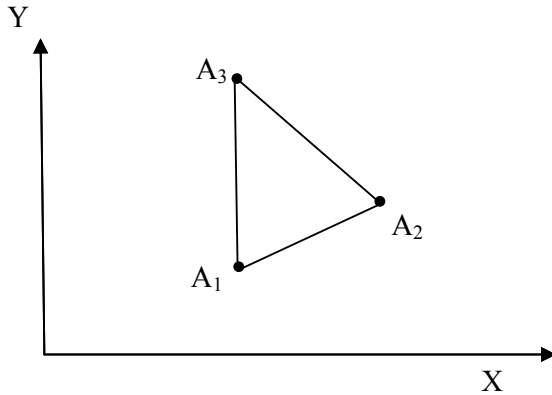


Fig. (V-1) Fonction d'approximation

Sachant que : $A_1 = (X_1, Y_1)$ $A_2 = (X_2, Y_2)$ et $A_3 = (X_3, Y_3)$ donc :

$$\begin{cases} A_1 = (X_1, Y_1) = a.X_1 + b.Y_1 + c \\ A_2 = (X_2, Y_2) = a.X_2 + b.Y_2 + c \\ A_3 = (X_3, Y_3) = a.X_3 + b.Y_3 + c \end{cases} \tag{V-4}$$

Le système matriciel correspondant est le suivant :

$$\begin{bmatrix} X_1 & Y_1 & 1 \\ X_2 & Y_2 & 1 \\ X_3 & Y_3 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \end{bmatrix} \tag{V-5}$$

Les coefficients a, b et c se déduisent alors comme suit :

$$\begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_1 & Y_1 & 1 \\ X_2 & Y_2 & 1 \\ X_3 & Y_3 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \end{bmatrix} \tag{V-6}$$

On aura :

$$A(X, Y) = [X \ Y \ 1] \begin{bmatrix} X_1 & Y_1 & 1 \\ X_2 & Y_2 & 1 \\ X_3 & Y_3 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \end{bmatrix} \tag{V-7}$$

Pour chaque élément e, on aura :

$$A^e(X, Y) = [\alpha_1^e(X, Y) \ \alpha_2^e(X, Y) \ \alpha_3^e(X, Y)] \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \end{bmatrix} \tag{V-8}$$

Avec : $\alpha_i^e(X, Y) = \frac{1}{2D^e} [\sigma_i^e + \beta_i^e X + \omega_i^e Y] \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \end{bmatrix}$ Où $i = 1, 2, 3$

$$\begin{cases} \sigma_1^e = X_3 - X_2 \\ \sigma_2^e = X_1 - X_3 \\ \sigma_3^e = X_2 - X_1 \end{cases} \quad \begin{cases} \beta_1^e = Y_2 - Y_3 \\ \beta_2^e = Y_3 - Y_1 \\ \beta_3^e = Y_1 - Y_2 \end{cases} \quad \begin{cases} \omega_1^e = X_2 Y_3 - X_3 Y_2 \\ \omega_2^e = X_3 Y_1 - X_1 Y_3 \\ \omega_3^e = X_1 Y_2 - X_2 Y_1 \end{cases}$$

Et :

$$2D^e = \begin{vmatrix} 1 & X_1 & Y_1 \\ 1 & X_2 & Y_2 \\ 1 & X_3 & Y_3 \end{vmatrix} = \text{deux fois l'aire de 'élément e}$$

Cette interpolation nous permet d'obtenir un système algébrique à résoudre le but d'obtenir des solutions physiquement significatives [22].

V-5) Formulation éléments finis des équations électromagnétiques

La méthode des éléments finis est basée sur la substitution de la forme différentielle que représente l'équation aux dérivées partielle et les conditions aux limites associées de la formulation intégrale du problème à étudier.

Cette formulation intégrale peut être :

- Projective.
- Variationnelle.
- Résidus pondérés.

V-5-1) Formulation projective

La formulation projective est plus utilisée que le type variationnelle, elle est dite de GALERKINE. Le principe fondamental des méthodes projectives est basé sur un théorème applicable dans un espace de HELBERT qui stipule que seul le vecteur nul est orthogonal à tous les vecteurs de l'espace.

Soit (fig.) dans U^2 , l'orthogonalité des fonctions f et g se traduit par : $\int_V (f.g).dV$

La résolution d'un problème aux dérivées partielles peut alors se traduire par la recherche d'une fonction μ telle que les opérateurs L et B sur les domaines Vet B sur la frontière Γ vérifient :

$$\begin{cases} L(\mu) - f = 0 \\ B(\mu) - g = 0 \end{cases}$$

En générale l'opérateur différentiel $B(\mu)$ est d'ordre (n-1) par rapport à l'opérateur $L(\mu)$.

V-5-2) Formulation variationnelle

L'utilisation de la méthode variationnelle exige la connaissance au préalable de la fonctionnelle d'énergie à étudier, cette dernière est déterminée à partir du principe de l'action Hamiltonienne qui stipule l'existence d'une fonctionnelle de type intégral défini par :

$$F(A) = \int_V L \cdot dV \tag{V-9}$$

L : Fonction de Lagrange qui résulte de la co-énergie du système de type cinétique et son énergie potentielle.

V : domaine de résolution.

Dans le cas magnétostatique cette fonction L pourra s'exprimer par :

$$L = \int_0^B v \cdot b \cdot db - JA \tag{V-10}$$

D'où la fonction d'énergie suivante

$$F(A) = \int_V \left[\int_0^B v \cdot b \cdot db - JA \right] dV \tag{V-11}$$

v : réflectivité magnétique.

B : module de l'induction magnétique.

J : densité de courant.

A : potentiel vecteur magnétique.

Résoudre le problème variationnelle défini par la fonctionnelle d'énergie F(A) revient à minimiser cette même fonctionnelle, la minimisation est effectuée en utilisant le principe de

RAYLEIGHRIZ qui consiste à écrire $\frac{\partial F(A)}{\partial A_i} = 0$ (V-12)

Ou bien : $\frac{\partial F(A)}{\partial A_1} = \frac{\partial F(A)}{\partial A_2} = \frac{\partial F(A)}{\partial A_3} = \dots = \frac{\partial F(A)}{\partial A_i} = \frac{\partial F(A)}{\partial A_N}$ (V-13)

Avec :

N : nombre de nœuds du domaine.

A_i : Inconnue du nœud i du domaine.

L'utilisation de la méthode des éléments finis consiste à poser :

$$F(A) = \sum_{e=1}^{Ne} \frac{\partial F_e(A^e)}{\partial A_i} = 0$$

Avec : $A^e = \sum_{K=1}^n \phi_K^e A_K^e$

$F_e(A^e)$: Fonction d'énergie de l'élément.

A_K^e : Inconnue de l'élément (e) au nœud (i).

ϕ_K^e : Fonction au nœud (j) de l'élément (e).

Ne : Nombre de subdivisions en sous domaines du domaine l'étude.

A^e : Fonction d'approximation de l'élément (e).

Donc on a résoudre N systèmes algébriques à N inconnues $A_1, A_2, A_3, \dots, A_n$.

V-5-3) Formulation résidus pondérés

Le principe de la méthode résidus pondérés consiste à rechercher des fonctions de projections satisfaisantes les conditions aux limites et qui minimisent l'intégral résidu de l'approximation.

$$\int_V R \cdot \phi_i dv = 0 \quad (V-17)$$

$$\text{Avec : } R = L(A) - f \quad (V-18)$$

R : résidu de l'approximation.

L : Opérateur différentiel

f : Fonction définie par le domaine V.

ϕ_i : Fonction de projection.

A : inconnu.

Les valeurs de l'inconnu A qui peuvent annuler l'intégrale représentent la solution du système algébrique.

Pour cette méthode, le choix des fonctions ϕ introduit une erreur de méthode, mais elle présente un important avantage par rapport à la méthode variationnelle, c'est qu'elle ne nécessite pas la connaissance au préalable de l'expression énergétique du système.

Un choix adéquat des fonctions ϕ permet d'avoir une précision équivalente à celle obtenue en utilisant la méthode variationnelle à condition que les fonctions de pondérations doivent être linéairement indépendantes.

Selon le choix convenable des fonctions de pondérations ϕ_i , on arrive à définir plusieurs méthodes qui découlent de la méthode des résidus pondérés :

-la méthode de collocation par points.

-la méthode des moindres carrés.

-la méthode de GALERKINE.

On s'intéresse beaucoup plus à la méthode projective de GALERKINE car cette méthode ne nécessite pas la connaissance au préalable de l'expression du système et les fonctions de pondération sont identiques aux fonctions de forme (ceci permet d'aboutir à un système matriciel symétrique) [22].

V-6) Les avantages et les inconvénients de la méthode des éléments finis

a) Avantage de la méthode

-Adaptation aux géométries complexes.

-Prise en compte des non linéaires.

-Temps de calcul relativement avantageux.

b) Inconvénients de la méthode

-Mise en œuvre relativement difficile.

-Prise en considération des domaines infinis.

-Présence de singularités dans le domaine d'étude.

V-7) Discrétisation des équations aux dérivées partielles (système algébrique)

Pour discrétiser les équations aux dérivées partielles a fin d'obtenir des systèmes algébriques à résoudre numériquement on va procéder par la formulation éléments finis des différents modèles électromagnétiques.

V-7-1) Modèle magnétostatique

A-En coordonnées cartésiennes

Pour la formulation en élément finis du modèle magnétostatique en coordonnées cartésiennes (2D) donnée par l'équation (IV-22) on utilise la méthode projective de GALERKINE :

$$\iint_{\Omega} \phi_i \left[\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) \right] dx dy = - \iint_{\Omega} J_{sz} \cdot \phi_i \cdot dx dy - \iint_V \phi_i \left[\frac{\mu_0}{\mu} \frac{\partial M_y}{\partial x} - \frac{1}{\mu} \frac{\partial M_x}{\partial y} \right] dx dy \tag{V-19}$$

On applique le théorème de Green et on aura :

$$\begin{aligned} \iint_{\Omega} \phi_i \left[\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) \right] dx dy &= \iint_{\Omega} \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial \phi_i}{\partial x} \frac{\partial A_z}{\partial x} + \frac{\partial \phi_i}{\partial y} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) dx dy - \int_{\Gamma} \frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial n} \phi_i d\Gamma \\ - \iint_V \phi_i \frac{\mu_0}{\mu} \left[\frac{\partial M_y}{\partial x} - \frac{\partial M_x}{\partial y} \right] dx dy & \end{aligned} \tag{V-20}$$

Pour les conditions aux limites de type Dirichlet ou Newman homogènes, le terme qui tient compte de la frontière s'annule dans les équations.

$$\int_{\Gamma} \frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial n} \phi_i d\Gamma = 0.$$

On aura donc :

$$\iint_{\Omega} \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial \phi_i}{\partial x} \frac{\partial A_z}{\partial x} + \frac{\partial \phi_i}{\partial y} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) dx dy = + \iint_{\Omega} J_{sz} \phi_i dx dy + \iint_{\Omega} \frac{\mu_0}{\mu} \phi_i \left(\frac{\partial M_y}{\partial x} - \frac{\partial M_x}{\partial y} \right) dx dy \tag{V-21}$$

Avec ϕ_i fonction de projection ou de pondération.

Sur chaque nœud du maillage, le potentiel vecteur magnétique A est représenté sous la forme suivante :

$$A = \sum_{K=1}^n \phi_K \cdot A_K \tag{V-22}$$

ϕ_K : Fonction de forme associée au nœud (K) du domaine.

n : Nombre totale de nœuds de domaine.

k : Entier naturel variant de 1 Jusqu'à n .

On remplace l'expression (V-23) dans l'équation (V-22) et on obtient :

$$\iint_{\Omega} \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial \phi_i}{\partial x} \frac{\partial \phi_k}{\partial x} + \frac{\partial \phi_i}{\partial y} \frac{\partial \phi_k}{\partial y} \right) A_K dx dy = + \iint_{\Omega} \phi_i J_{sz} dx dy + \iint_{\Omega} \frac{\mu_0}{\mu} \left(\frac{\partial M_y}{\partial x} \phi_i - \frac{\partial M_x}{\partial y} \phi_i \right) dx dy \quad (V-23)$$

Pour résoudre cette équation, il faut la transformer de sa forme différentielle en une forme matricielle. On aura donc le système algébrique suivant :

$$[M][A] = [K][G]$$

Tel que :

$$M_{ik} = \iint_{\Omega} \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial \phi_i}{\partial x} \frac{\partial \phi_k}{\partial x} + \frac{\partial \phi_i}{\partial y} \frac{\partial \phi_k}{\partial y} \right) dx dy$$

$$K_i = \iint_{\Omega} \phi_i J_{sz} dx dy$$

$$G_i = \iint_{\Omega} \frac{\mu_0}{\mu} \left(\frac{\partial M_y}{\partial x} \phi_i - \frac{\partial M_x}{\partial y} \phi_i \right) dx dy$$

$[A]$: Vecteur des inconnues.

b- En coordonnées axisymétriques

la variable considérée pour ce cas est $A=r.A_{\phi}$, le modèle magnétostatique dans ce système axisymétrique décrit au chapitre précédent, devient alors :

$$-\frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{\mu r} \frac{\partial A}{\partial r} \right) - \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{\mu r} \frac{\partial A}{\partial z} \right) = J_{s\phi} + \frac{\mu_0}{\mu} \left(\frac{\partial M_z}{\partial r} - \frac{\partial M_r}{\partial z} \right) \quad (V-24)$$

L'application de la méthode projective à cette équation nous donnera :

$$-\iint_{\Omega} \phi_i \left[-\frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{\mu r} \frac{\partial A}{\partial z} \right) - \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{\mu r} \frac{\partial A}{\partial r} \right) \right] dr dz = \iint_{\Omega} \phi_i J_{s\phi} dr dz + \iint_{\Omega} \phi_i \left[\frac{\mu_0}{\mu} \left(\frac{\partial M_z}{\partial r} - \frac{\partial M_r}{\partial z} \right) \right] dr dz \quad (V-25)$$

Le théorème de Green permet la transformation du premier terme de l'équation

$$-\iint_{\Omega} \phi_i \left[\frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{\mu r} \frac{\partial A}{\partial z} \right) + \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{\mu r} \frac{\partial A}{\partial r} \right) \right] dr dz = \iint_{\Omega} \frac{1}{\mu r} \left(\frac{\partial \phi_i}{\partial z} \frac{\partial A}{\partial z} + \frac{\partial \phi_i}{\partial r} \frac{\partial A}{\partial r} \right) dr dz - \int_{\Gamma} \frac{1}{\mu r} \frac{\partial A}{\partial n} \phi_i d\Gamma \quad (V-26)$$

La considération des conditions aux limites citées dans le cas cartésien annule le terme sur la frontière d'où l'écriture suivante :

$$\iint_{\Omega} \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial \phi_i}{\partial z} \frac{\partial A}{\partial z} + \frac{\partial \phi_i}{\partial r} \frac{\partial A}{\partial r} \right) \frac{dr dz}{r} = \iint_{\Omega} \phi_i J_{s\phi} dr dz + \iint_{\Omega} \phi_i \left[\frac{\mu_0}{\mu} \left(\frac{\partial M_z}{\partial r} - \frac{\partial M_r}{\partial z} \right) \right] dr dz \quad (V-27)$$

La fonction d'approximation s'exprimera sous forme discrétisée par :

$$A = \sum_{K=1}^n \phi_K \cdot A_K \quad (V-28)$$

$\phi_K (r, z)$: Fonction de forme associée au nœud (K) du domaine.

A_K : Inconnu au nœud k du domaine indépendant de r et z.

L'équation (V-28) devient alors :

$$\iint_{\Omega} \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial \phi_i}{\partial r} \frac{\partial \phi_k}{\partial r} + \frac{\partial \phi_i}{\partial z} \frac{\partial \phi_k}{\partial z} \right) A_K \frac{drdz}{r} = + \iint_{\Omega} \phi_i J_{s\phi} drdz + \iint_{\Omega} \frac{\mu_0}{\mu} \left(\frac{\partial M_z}{\partial r} \phi_i - \frac{\partial M_r}{\partial z} \phi_i \right) drdz \quad (V-29)$$

Ceci conduit à la forme matricielle suivante :

$$[M][A] = [K] + [G]$$

Avec :

$$M_{ik} = \iint_{\Omega} \frac{1}{\mu r} \left(\frac{\partial \phi_i}{\partial r} \frac{\partial \phi_k}{\partial r} + \frac{\partial \phi_i}{\partial z} \frac{\partial \phi_k}{\partial z} \right) drdz$$

$$K_i = \iint_{\Omega} \phi_i J_{s\phi} drdz$$

$$G_i = \iint_{\Omega} \frac{\mu_0}{\mu} \left(\frac{\partial M_z}{\partial r} \phi_i - \frac{\partial M_r}{\partial z} \phi_i \right) drdz$$

V-7-2) Modèle magnétodynamique

a) En coordonnées cartésiennes

C'est le même raisonnement que le précédent à l'exception que le terme $\frac{\partial \vec{A}}{\partial t}$ n'est pas nul.

En utilisant la méthode projective de GALERKINE, et on appliquant Green pour l'équation (IV-30) on aura :

- En régime transitoire

$$\iint_{\Omega} \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial \phi_i}{\partial x} \frac{\partial A_z}{\partial x} + \frac{\partial \phi_i}{\partial y} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) A_K dx dy - \iint_{\Omega} \sigma \phi_i \frac{\partial A_z}{\partial t} dx dy = + \iint_{\Omega} \phi_i J_{sz} dx dy - \iint_{\Omega} \frac{\mu_0}{\mu} \phi_i \left(\frac{\partial M_y}{\partial x} \phi_i - \frac{\partial M_x}{\partial y} \phi_i \right) dx dy \quad (V-30)$$

- En régime harmonique

$$\iint_{\Omega} \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial \phi_i}{\partial x} \frac{\partial \phi_k}{\partial x} + \frac{\partial \phi_i}{\partial y} \frac{\partial \phi_k}{\partial y} \right) A_k dx dy - jw \iint_{\Omega} \sigma \phi_i \phi_k A_k dx dy = + \iint_{\Omega} \phi_i J_{sz} dx dy + \iint_{\Omega} \frac{\mu_0}{\mu} \left(\frac{\partial M_y}{\partial x} \phi_i - \frac{\partial M_x}{\partial y} \phi_i \right) dx dy \quad (V-31)$$

On obtient le système matriciel de la forme

$$[M][A] + jw[F][A] = [K] + [G]$$

Avec :

$$M_{ik} = \iint_{\Omega} \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial \phi_i}{\partial x} \frac{\partial \phi_k}{\partial x} + \frac{\partial \phi_i}{\partial y} \frac{\partial \phi_k}{\partial y} \right) dx dy$$

$$F_{ik} = \iint_{\Omega} \sigma \phi_i \phi_k A_k dx dy$$

$$K_i = \iint_{\Omega} \phi_i J_{sz} dx dy$$

$$G_i = \iint_{\Omega} \frac{\mu_0}{\mu} \left(\frac{\partial M_y}{\partial x} \phi_i - \frac{\partial M_x}{\partial y} \phi_i \right) dx dy$$

b) En coordonnées axisymétriques

Les vecteurs de champ magnétique et de densité de courant de source sont dirigés suivant l'axe orthogonal ($\vec{0}_\varphi$), d'où :

$$\vec{A}(0, A_\varphi, 0) \text{ ou bien } \vec{A} = r \vec{A}_\varphi \text{ et } J_s = (0, J_{s\varphi}, 0).$$

Après avoir passé sur la formulation intégrale de l'équation :

$$\frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{\mu r} \frac{\partial}{\partial r} (r A_\varphi) \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{\mu r} \frac{\partial}{\partial z} (r A_\varphi) \right) - \frac{\sigma}{r} \frac{\partial}{\partial t} (r A_\varphi) = -J_{s\varphi} - \frac{\mu_0}{\mu} \left(\frac{\partial M_z}{\partial r} - \frac{\partial M_r}{\partial z} \right) \quad (V-32)$$

En appliquant le théorème de Green on obtient en régime harmonique la relation suivante

$$\iint_{\Omega} \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial \phi_i}{\partial r} \frac{\partial \phi_k}{\partial r} + \frac{\partial \phi_i}{\partial z} \frac{\partial \phi_k}{\partial z} \right) \frac{A_K}{r} dr dz - jw \iint_{\Omega} \sigma \phi_i \phi_k A_K \frac{dr dz}{r} = + \iint_{\Omega} \phi_i J_{s\varphi} dr dz \quad (V-33)$$

$$+ \iint_{\Omega} \frac{\mu_0}{\mu} \left(\frac{\partial M_z}{\partial r} \phi_i - \frac{\partial M_r}{\partial z} \phi_i \right) dr dz \quad (V-34)$$

En généralise cette équation sur tous les nœuds du domaine, on aboutit au système matriciel à résoudre et qui est le suivant :

$$[M][A] + jw[F][A] = [K] + [G]$$

Avec :

$$M_{ik} = \iint_{\Omega} \nu \left(\frac{\partial \phi_i}{\partial r} \frac{\partial \phi_k}{\partial r} + \frac{\partial \phi_i}{\partial z} \frac{\partial \phi_k}{\partial z} \right) \frac{A_K}{r} dr dz$$

$$F_{ik} = \iint_{\Omega} \sigma \phi_i \phi_k A_K \frac{dr dz}{r}$$

$$K_i = \iint_{\Omega} \phi_i J_{s\varphi} dr dz$$

$$G_i = \iint_{\Omega} \frac{\mu_0}{\mu} \left(\frac{\partial M_z}{\partial r} \phi_i - \frac{\partial M_r}{\partial z} \phi_i \right) dr dz$$

V-8) Méthode de calcul de la force magnétique

Après avoir appliqué un champ électromagnétique pour un dispositif électrique comme les machines électriques, des forces seront générées sous forme d'effets mécaniques. Pour étudier ces efforts, plusieurs méthodes sont adaptées pour quantifier les forces responsables du mouvement [22] :

- Force de Lorentz
- Tenseur de Maxwell
- Travaux virtuels
- L'énergie magnétique
- La co-énergie magnétique

V-8-1) Notion d'énergie et de co-énergie magnétique

Pour représenter ces deux notions d'énergie, on trace la courbe de l'induction magnétique en fonction de champ magnétique $B=f(H)$.

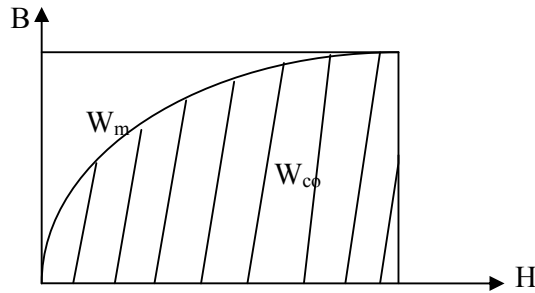


Fig. (V-2) Caractéristiques de $B=f(H)$.

- L'énergie est représentée par la surface délimitée par la courbe $B=f(H)$ et l'axe des ordonnées (B).
- La co-énergie est représentée par la surface délimitée par la courbe $B=f(H)$ et l'axe des abscisses (H).

La force magnétique peut être calculée par deux méthodes à travers la courbe $B=f(H)$:

- A courant constant, par la dérivation de la co-énergie magnétique W_{co} par rapport au déplacement.
- A flux constant, par la dérivation de l'énergie magnétique W_m par rapport au déplacement.

On peut quantifier les deux notions par les relations intégrales suivantes :

V-8-1) L'énergie magnétique W_m (J)

$$W_m = \int_V \left(\int_0^B H \cdot dB \right) dV \quad (V-35)$$

V : Domaine d'étude considéré.

V-8-1-2) La co-énergie magnétique W_{co} (J)

$$W_{co} = \int_V \left(\int_0^H B \cdot dH \right) dV \quad (V-36)$$

La force magnétique est calculée par les cinq méthodes suivantes :

V-8-2) Force de Lorentz (N)

La force électromagnétique de Lorentz, résulte de la co-existence d’une induction magnétique, résultant d’une source d’excitation et d’une densité de courant induite dans un milieu conducteur.

L’expression de cette force est donnée par :

$$F = \iiint_V (\vec{J} \wedge \vec{B}) dV \tag{V-37}$$

Le terme de $(\vec{J} \wedge \vec{B})$ représente la densité de force magnétique qui est souvent utilisée à la place de la force magnétique. Les composantes de la force de LORENTZ, dans le cas d’un système axisymétrique 2D. se déduisent à partir de :

$$F_r = 2\pi \iint_S J_\varphi B_r r dr dz$$

$$F_z = 2\pi \iint_S J_\varphi B_z r dr dz$$

Avec pour $\vec{A} = (0, A_\varphi, 0)$

$$B_r = \frac{1}{r} \frac{\partial(rA_\varphi)}{\partial z}$$

$$J_\varphi = \frac{\sigma}{r} \frac{\partial(rA_\varphi)}{\partial t}$$

$$B_z = \frac{1}{r} \frac{\partial(rA_\varphi)}{\partial r}$$

V-8-3) Méthode du tenseur de Maxwell

Dans les milieux non parcourus par des courants, les forces et les couple peuvent être calculés par l’application du tenseur de Maxwell. Ce dernier définit les forces directement en terme de champ magnétique.

$$\vec{F} = \iint_S \left[(\vec{B}_n \vec{H}_t) \vec{t} + \frac{1}{2} \left(\frac{1}{2\mu_0} B_n^2 - \mu_0 H_t^2 \right) \vec{n} \right] d\Omega \tag{V-38}$$

\vec{B}_n : Est la composante normale de l’induction magnétique.

\vec{H}_t : La composante tangentielle du champ magnétique.

\vec{n} : Est la normale extérieure à la même surface.

\vec{t} : Le vecteur unitaire tangent à la même surface.

S : La surface d’intégration contenant le milieu où la force doit être calculé.

Remarque

La surface (S) d’intégration doit contenir tout le milieu où la surface doit être calculée. Alors le choix de la surface est un critère essentiel pour la précision du calcul si les vecteurs \vec{B}_n et \vec{H}_t sont bien choisis.

V-8-4) Méthode des travaux virtuels

La méthode des éléments finis est utilisée pour le calcul de la force magnétique totale. Un domaine Ω_d déformé est subdivisé en sous domaines Ω_e sur les quels, toute intégrale est conduite en fonction des coordonnées locales (u, v, w). Le calcul de la force se fait en faisant appel à la co-énergie. L'expression de la force s'écrit comme suit :

$$F = \frac{\partial}{\partial x} \left(\int_V \left(\int_0^H B \cdot dH \right) dV \right) \quad (V-39)$$

$$F = \frac{\partial}{\partial x} \sum_{V_e} \left(\int_{V_e} \left(\int_0^H B \cdot dH \right) dV_e \right) \quad (V-40)$$

x : représente le déplacement.

(a) : la force est calculée par la dérivée d'une intégrale par rapport au volume entier.

(b) : la force est calculée par la dérivée d'une somme d'intégrales par rapport à l'élément selon leur nombre.

La méthode des travaux virtuels fournit une bonne précision et elle a l'avantage de s'adapter à la méthode des éléments finis.

V-8-5) Force calculée par l'énergie magnétique

Elle est parmi les méthodes les plus utilisée pour le calcul de a force, elle est basée sur la variation de l'énergie provoquée par un petit déplacement). Cette force est déduite par la relation suivante :

$$F = \frac{\partial}{\partial x} \left(\int_V \left(\int_0^B B \cdot dH \right) dV \right) \quad (V-41)$$

x : est la variation spatiale de la coordonnée.

V-8-6) Force calculée par la co-énergie magnétique

La force magnétique dans ce cas est calculée par la dérivée de la co-énergie magnétique par rapport au déplacement à courants constant. Cette force est donnée par la relation suivante :

$$F = \frac{\partial}{\partial x} \left(\int_V \left(\int_0^H B \cdot dH \right) dV \right) \quad (V-42)$$

Mise à partir des méthodes citées, il existe encore d'autres qui font apparaître seulement des densités surfaciques de forces dans des milieux linéaires et homogènes dont l'expression diffère d'une méthode à une autre.

V-9) Définition du logiciel F.M.M

Une programmation efficace de la méthode des éléments finis (MEF) nécessite une bonne expérience à la fois dans le domaine des éléments finis et dans le domaine de l'informatique.

Les programmes sont compliqués car ils doivent exécuter des opérateurs des opérations très diverses : organisation des données, intégration numérique, résolution des systèmes,...etc.

Les quantités des données manipulées par un programme des éléments finis peuvent être très importantes où il faut souvent avoir recours à des techniques informatique peu répandues en calculs scientifiques, la programmation doit être efficace pour minimiser les coûts de traitement sur ordinateur.

En vue de l'importance de la méthode des éléments finis (MEF) dans l'industrie, le critère économique s'impose pour l'ingénieur, la notion de temps minime dans l'étude et la réalisation des projets sont parmi ces critères. Cela a contribué de logiciels (Flux 2D, PDE-TOOL sous Matlab, Flux 3D, Flux Expert, FEMM.....) où on trouve la majorité des programmes utiles pour l'étude et la mise en œuvre de la MEF [25].

V-9-1) Présentation de FEMM (version 3.3)

FEMM est une suite des programmes pour résoudre des problèmes statique et de basse fréquence en magnétisme.

Les programmes actuels s'adressent aux problèmes bidimensionnels dans les domaines cartésiens et axisymétriques. FEMM est divisé en trois parties [25] :

a) Processeur (femme .Exe)

C'est un programme permettant de définir la géométrie de la structure à étudier et d'affecter les propriétés des matériaux dans chaque région et les conditions aux limites choisies, ainsi que le type de problème à résoudre (plan, axisymétrique).

b) Solutionneur (fkerne. Exe)

Le solutionneur prend en considération le problème complètement défini et résout les équations de Maxwell appropriées pour obtenir les résultats recherchés.

c) Post processeur (femmview.exe)

C'est une interface graphique qui permet de traiter le résultat fournis par le solutionneur dans les différentes régions, le programme permet aussi à l'utilisateur d'inspecter le champ dans n'importe quel point de la structure.

Deux programmes additionnels sont appelés pour accomplir des tâches spécialisées, qui sont les suivantes :

-Triangle.exe

C'est un programme qui décompose la région d'étude en un grand nombre de triangles, une partie essentielle du processus de la FEM.

-Femplot.exe

C'est un petit programme employé pour tracer les diverses courbes.

V-10) Conclusion

Dans ce chapitre, on a étudié le principe de la méthode des éléments finis d'une façon plus au moins détaillée de point de vue des étapes à suivre pour résoudre un problème électromagnétique et également, nous avons exposé la discrétisation des équations aux dérivées partielles qui sert à obtenir des systèmes algébriques prêts à être résolus numériquement, puis nous avons décrit les différentes méthodes de calcul de forces électromagnétiques dans les dispositifs électromagnétiques et on a terminé ce chapitre par la définition du logiciel FEMM qui sera à utiliser pour l'étude de notre application.

CHAPITRE VI

APPLICATION

VI-1) Introduction

Dans cette partie de travail, on présente l'étude de comportement d'une machine linéaire à aimants permanents (MLAP) en présence de défauts dus à la désaimantation. Les aimants qui seront utilisés sont de type Néodyme-Fer-Bore (Nd-Fe-B), la machine sera étudiée en considérant une disposition radiale de l'aimantation pour les Néodyme-Fer-Bore. L'étude concernera l'évaluation de la force électromagnétique par le tenseur de Maxwell ainsi que les inductions normales et tangentielles en fonction du déplacement à savoir la densité de courant d'alimentation. Une confrontation des forces électromagnétiques calculée pour différentes densités de courant d'alimentation est fournie. L'étude s'effectuera en utilisant la méthode des éléments finis dans le plan $[x, y]$, cette méthode est très utilisée et adaptée pour des géométries complexe ainsi que pour l'étude des différents phénomènes régissant les dispositifs électromagnétiques. L'étude est effectuée en établissant un programme LUA exécuté sous le logiciel FEMM. Le travail concernera l'étude de la machine à l'état sain et en présence de défauts. Le calcul portera essentiellement sur la détermination des grandeurs telles que les inductions magnétiques (normales et tangentielles) et les forces électromagnétique. Enfin, la confrontation des résultats obtenus dans le cas de la MLAP à l'état sain et ceux en présence de défauts pour différentes densité de courant d'alimentations.

VI-2) Présentation de la machine

La machine étudiée est une machine linéaire à aimants permanents de type Nd-Fe-B d'une aimantation disposée d'une manière radiale insérés au niveau du rotor. Le stator est constitué d'une culasse et d'enroulements inducteurs logés dans des encoches. Les enroulements inducteurs ont une perméabilité relative égale à celle de l'air, alimenté par une densité de courant J_s . Leur induction rémanente est de 1.2T et une perméabilité relative $\mu_{rpm}=1$.

Le dispositif géométrique de la machine linéaire à aimants permanents étudié [9] est représenté par la (fig.VI.1), les données géométriques sont données par le tableau (VI.1).

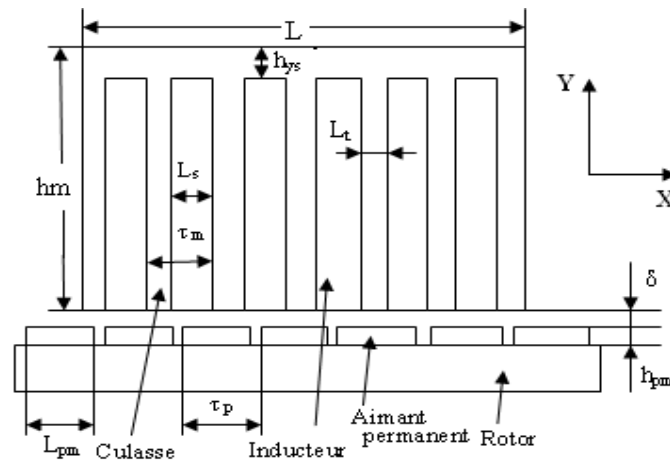


Fig. (VI-1) dispositif géométrique de la machine linéaire à induction permanents

Tableau (VI-1) Caractéristique géométrique du dispositif

L_s	0.014 m
h_m	0.0583 m
τ_m	0.023 m
L_{pm}	0.023 m
τ_p	0.025 m
δ	0.003 m
h_{pm}	0.005 m
L_t	0.0083 m
h_{ys}	0.0083 m
L	0.1421 m

VI-3) Expression de la force électromagnétique

La force magnétique statique agissant sur l'induit est obtenue par la méthode du tenseur de Maxwell, elle est donnée par la relation suivante :

$$F = \frac{1}{\mu_0} \oint_S \left((B_n \cdot n) B - \frac{1}{2} (B^2) \cdot n \right) dS \quad (VI-1)$$

VI-4) Procédures et étapes de calcul

L'ensemble du programme LUA exécuté sous le logiciel FEMM, qu'on a élaboré pour l'étude



de la MLAP peut être schématisé par l'organigramme suivant (Fig.VI.2) :

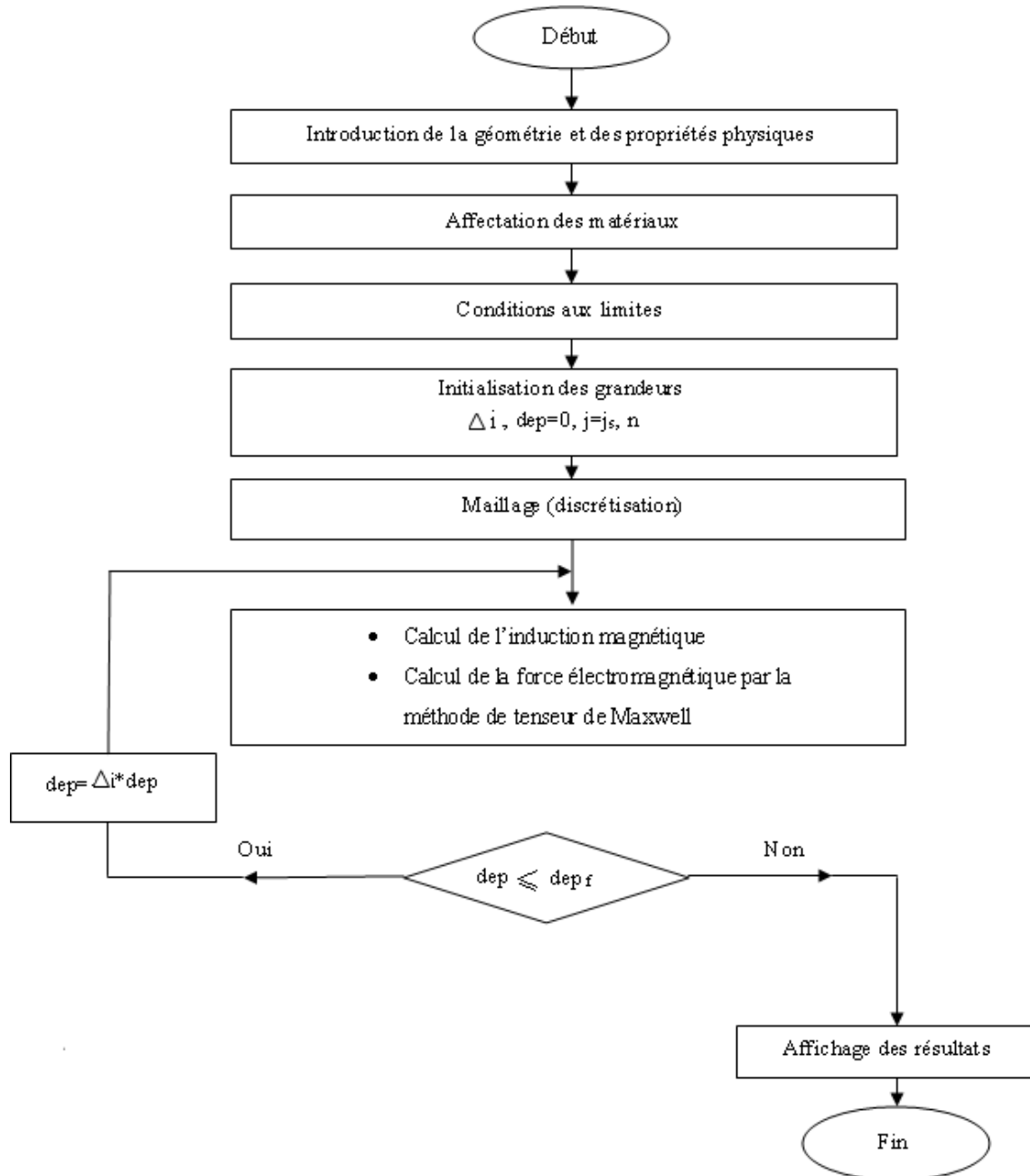


Fig. (VI-2) Organigramme de calcul

Tels que :

dep : Le déplacement.

dep_f : Le déplacement final.



J_s : La densité de courant de source.

Δi : Le pas.

n : Le nombre d'itérations.

VI-5) Etude de la machine linéaire à aimants permanents

Le domaine de résolution représentant la machine linéaire à aimants permanents associé aux conditions aux limites qui sont de type Dirichlet, est donné par la Fig. (VI-3) et le type de maillage éléments finis par la Fig. (VI-4):

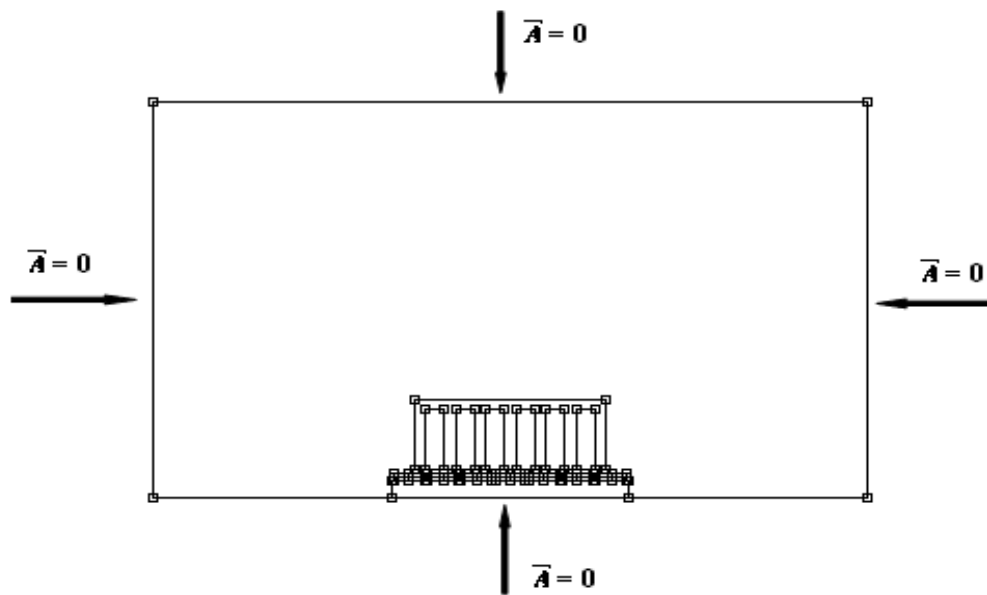


Fig. (VI-3) Domaine de résolution et conditions aux limites

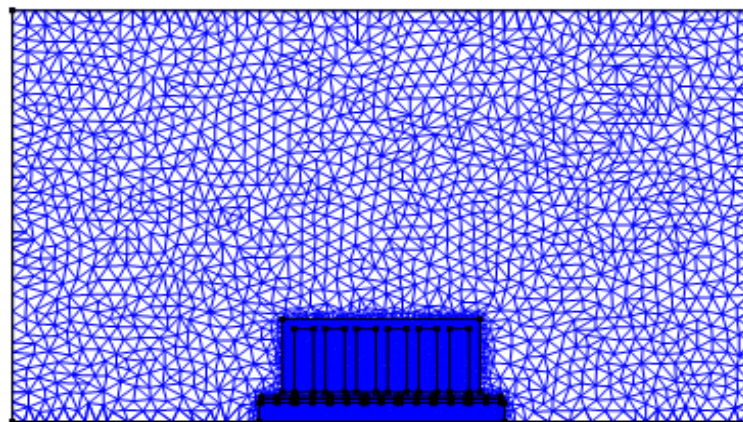


Fig.(VI-4) Maillage éléments finis du domaine d'étude



VI-6) Formes différentielles des équations associées aux différentes régions de la MLAP en régime statique

- Au niveau des tôles ferromagnétiques

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu_{fer}} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu_{fer}} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) = 0 \quad (VI-2)$$

- Au niveau de l'entrefer

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu_{air}} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu_{air}} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) = 0 \quad (VI-3)$$

- Au niveau des aimants permanents

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu_{pm}} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu_{pm}} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) = \frac{\mu_0}{\mu_{pm}} \left(\frac{\partial M_y}{\partial x} - \frac{\partial M_x}{\partial y} \right) \quad (VI-4)$$

- Au niveau des conducteurs satiriques

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu_{cuivre}} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu_{cuivre}} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) = J_s \quad (VI-5)$$

VI-7) Segmentation des aimants de la machine étudiée

Bien que la conception géométrique des aimants permanents influence sur les performances de la machine, l'opération de fragmentation de l'aimant en éléments élémentaires que nous avons réalisé maintient le niveau de l'induction relativement constant, du fait que les blocs restent toujours unis. L'objectif visé dans cette section étant d'introduire des défauts au niveau des aimants tout en gardant l'aimantation des blocs élémentaires parallèle. Nous procédons par la suite à la confrontation des résultats à ceux de la machine à l'état sain.

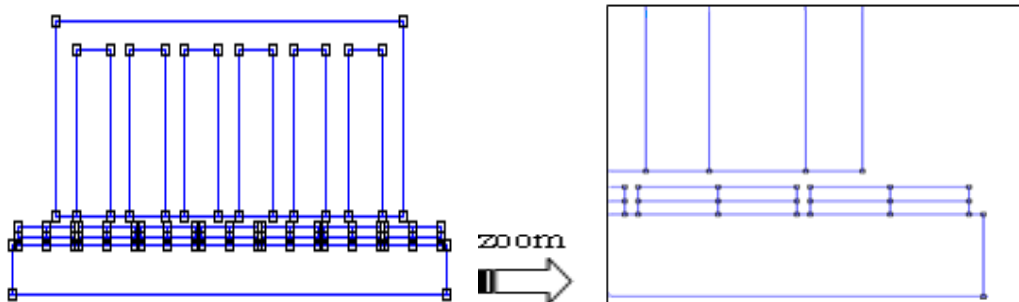


Fig. (VI-5) représentation des segmentations des aimants de la machine étudiée

VI-8) Introduction des défauts dans la machine

Nous avons déjà exposé au cours du troisième chapitre les causes des défauts relatifs aux aimants permanents et nous avons compris la nécessité de tenir compte d'une possible démagnétisation des aimants durant leurs dimensionnements. Nous allons introduire des défauts qui se traduisent par l'annulation de l'induction rémanente dans des régions bien définies (blocs mentionnés en couleur bleu) constituant l'aimant. Considérons deux types de défauts :

- Défauts symétriques
- Défauts asymétriques

La résolution numérique par éléments finis des équations électromagnétiques précédentes, en imposant une condition de type Dirichlet ($A=0$).

Sur tout le contour du domaine d'étude nous conduit à la connaissance de la distribution du potentiel vecteur magnétique, les inductions magnétique dans toute la structure ainsi que les forces électromagnétiques.

VI-9) Défauts dans les aimants permanents et allures des inductions normale et tangentielle et allures des forces électromagnétiques

On alimente les bobines statoriques par une densité de courants d'alimentation $J=0.5A/m^2$ en fonction du temps.

Le premier défaut concerne la désaimantation totale de deux hauts fragments radiaux des aimants 1, 4,7 comme suit :



Fig. (VI-6) Défaut (1) symétrique

Le deuxième défaut concerne la désaimantation totale de deux hauts fragments radiaux des aimants 3, 6 comme suit :

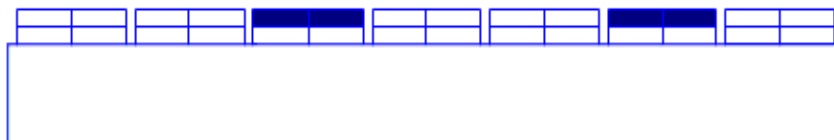
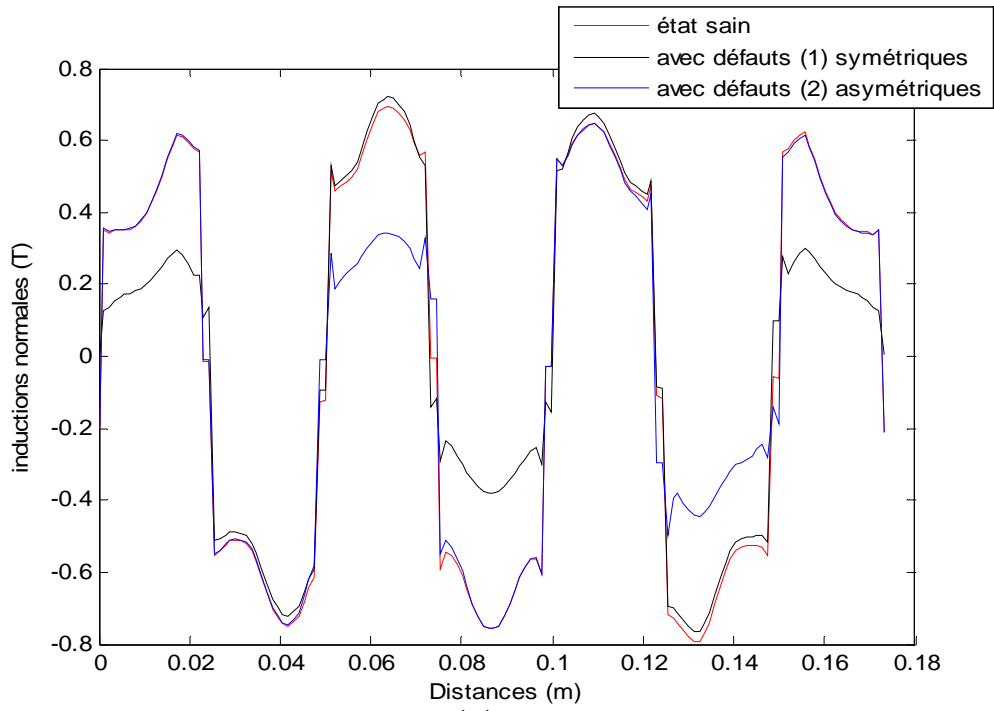
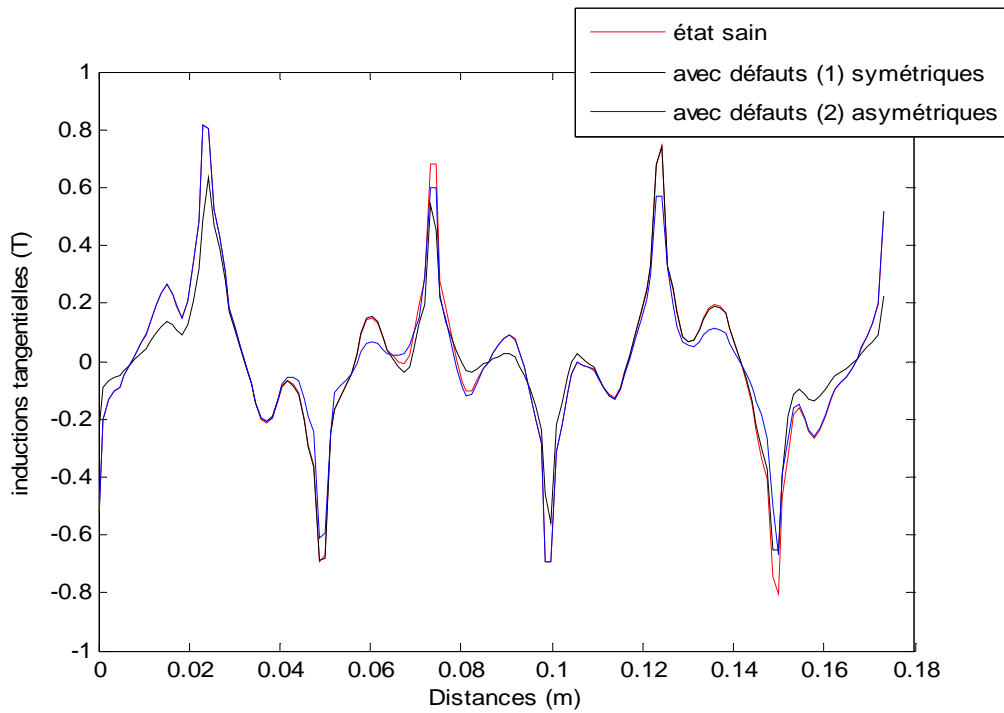


Fig. (VI-7) Défaut (2) asymétrique





a) l'induction normale



b) l'induction tangentielle

Fig. (VI-8) Allure de l'induction normale et tangentielle dans l'entrefer dans les états sain, avec défauts symétriques et avec défauts asymétriques



Le troisième défaut concerne la désaimantation totale de quatre fragments radiaux des aimants 1, 4, 7 comme suit :

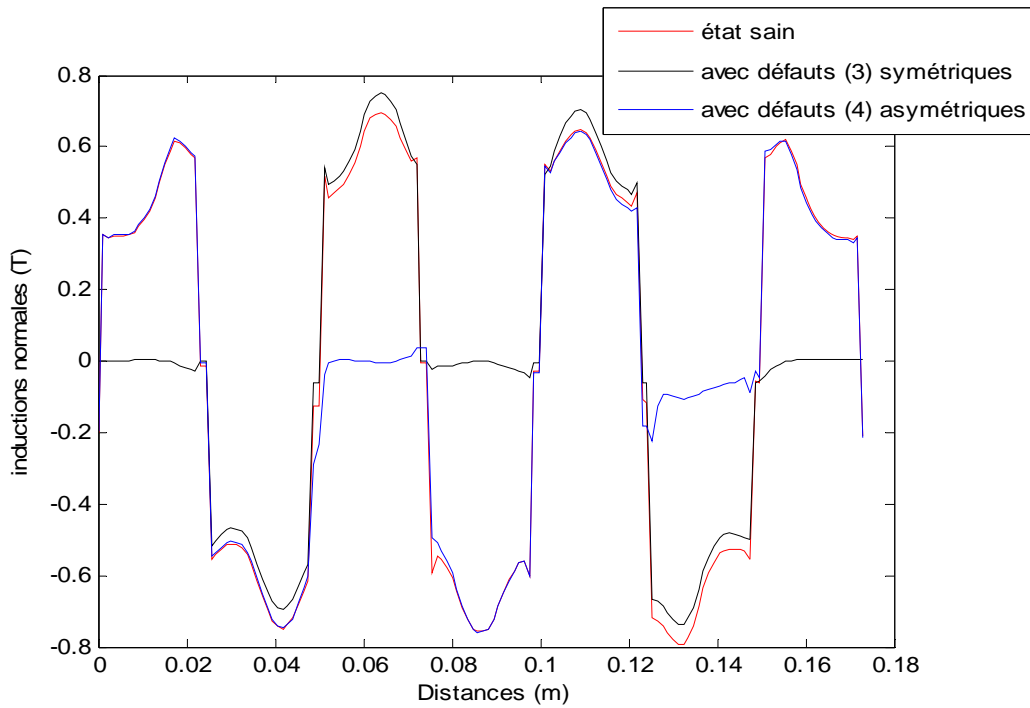


Fig. (VI-9) Défauts (3)

Le quatrième défaut concerne la désaimantation totale de quatre fragments radiaux des aimants 3, 6 comme suit :

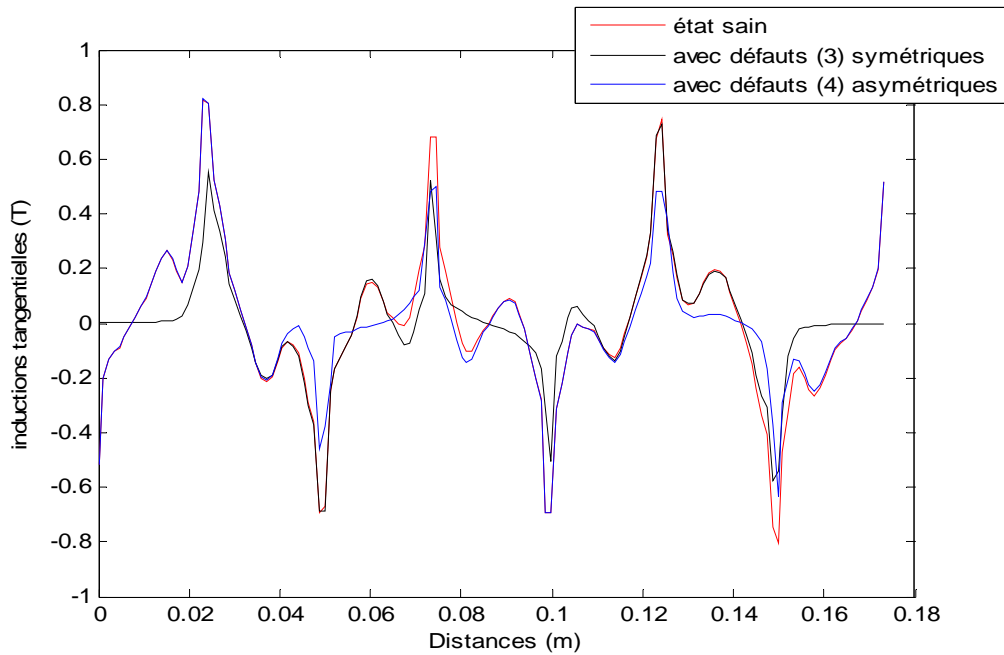


Fig. (VI-10) Défauts (4)



a) l'induction normale





b) l'induction tangentielle

Fig. (VI-11) Allures de l'induction normale et tangentielle dans l'entrefer dans les états sain, avec défauts symétriques et avec défauts asymétriques

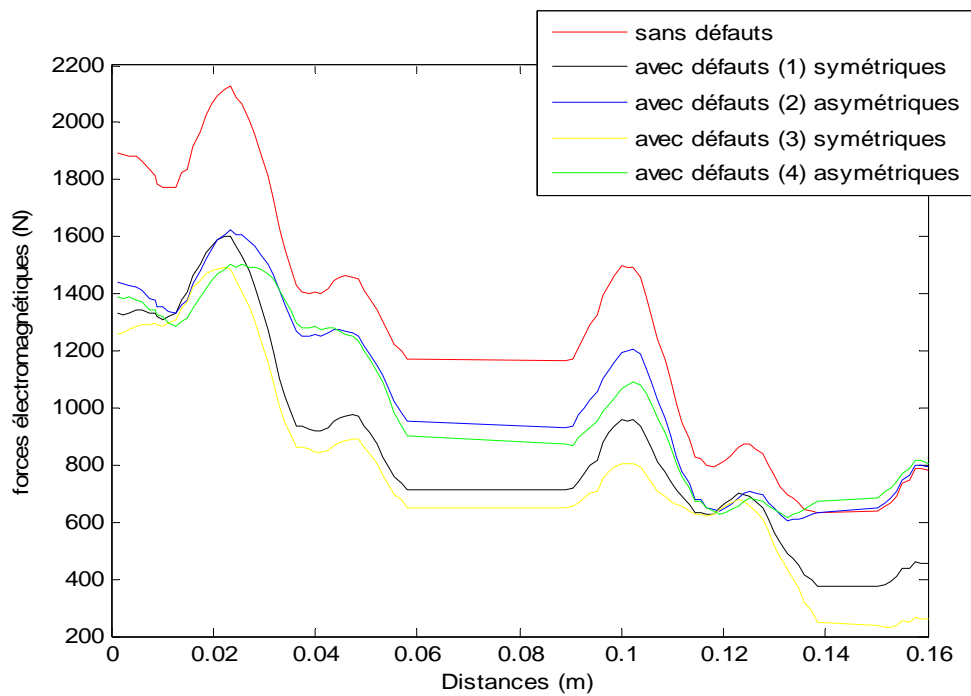


Fig. (VI-12) Allure des forces électromagnétiques à l'état sain et en présence de défauts symétriques et asymétrique



VI-9-1) Interprétation des graphes

La figure (Fig. (VI-8-a)) représente les allures des inductions normales de la disposition radiale des aimants à l'état sain et en présence de défauts symétrique et asymétrique en fonction de déplacement. Les allures de ces inductions est de forme sinusoïdale périodique, on remarque que l'amplitude des inductions normales (à l'état sain et avec défaut symétrique et asymétrique) ont presque la même forme mais d'amplitudes différents, On constate que L'annulation d'une manière distincte de l'aimantation pour les parties axiales des aimants généré une répartition non homogène de la composante normale de l'induction et nous avons relevé les valeurs maximales et minimales des inductions normales dans le tableau suivant

Tableau (VI-2) représentation des valeurs maximales et minimales des inductions normales

	Sans défauts	Avec défauts (1) symétriques	Avec défauts (2) asymétriques
Inductions normales maximales absolu (T)	0.6946	0.7210	0.6461
Inductions normales minimales absolu (T)	0.7931	0.4054	0.5174

La figure (Fig. (VI-8-b)) illustre les allures des inductions tangentielles dans l'entrefer à l'état sain et en présence de défauts symétrique et asymétrique en fonction de déplacement. Les allures de ces inductions est de forme sinusoïdale périodique, on remarque que l'amplitude des inductions tangentielles (à l'état sain et avec défaut symétrique et asymétrique) ont presque la même forme mais d'amplitudes différentes et nous avons relevé les valeurs maximales et minimales des inductions tangentielles dans le tableau suivant :

Tableau (VI-3) représentation des valeurs maximales et minimales des inductions tangentielles

	Sans défauts	Avec défauts (1) symétriques	Avec défauts (2) asymétriques
Inductions tangentielles maximales absolu(T)	0.8153	0.7372	0.8170
Inductions tangentielles minimales absolu (T)	0.8025	0.5675	0.6042

La figure (Fig. (VI-11-a)) représente les allures des inductions normales de la disposition radiale des aimants à l'état sain et en présence de défauts symétrique et asymétrique en fonction de déplacement. Les allures de ces inductions est de forme sinusoïdale périodique, on remarque que l'amplitude des inductions normales (à l'état sain et avec défaut symétrique et asymétrique) ont presque la même forme mais d'amplitudes différentes, et on remarque que l'amplitude de ces inductions normales sont diminuent par rapport aux inductions normales dans le graphes (Fig. (VI-8-a)) et on constate que la diminution de l'amplitude des inductions dépend de l'augmentation des défauts dans les aimants permanents, On constate que L'annulation d'une manière distincte de l'aimantation pour les parties axiales des aimants généré une répartition non homogène de la composante normale de l'induction et nous avons relevé les valeurs maximales et minimales des inductions normales dans le tableau suivant :

Tableau (VI-4) représentation des valeurs maximales et minimales des inductions normales

	Sans défauts	Avec défauts (3) symétriques	Avec défauts (4) asymétriques
Inductions normales maximales absolu (T)	0.6946	0.7488	0.6436
Inductions normales minimales absolu (T)	0.7931	0.0281	0.0481

La figure (Fig. (VI-11-b)) montre les allures des inductions tangentielles dans l'entrefer à l'état sain et en présence de défauts symétrique et asymétrique en fonction de déplacement. Les allures de ces inductions est de forme sinusoïdale périodique, on remarque que l'amplitude des inductions tangentielles (à l'état sain et avec défaut symétrique et asymétrique) ont presque la même forme mais d'amplitudes différentes, et on remarque aussi que l'amplitude de ces inductions tangentielles sont diminuent par rapport aux inductions tangentielles dans le graphes (Fig.VI-8-b) Et on constate que la diminution de l'amplitude des inductions dépend de l'augmentation des défauts dans les aimants permanents et nous avons relevé les valeurs maximales et minimales des inductions tangentielles dans le tableau suivant :

Tableau (VI-5) représentation des valeurs maximales et minimales des inductions tangentielles

	Sans défauts	Avec défauts (3) symétriques	Avec défauts (4) asymétriques
Inductions tangentielles maximales absolu(T)	0.8153	0.7297	0.8189
Inductions tangentielles minimales absolu (T)	0.8025	0.04247	0.5647

La figure (Fig. (VI-12)) représente les allures des forces électromagnétiques de la disposition radiale des aimants à l'état sain et en présence de défauts symétrique et asymétrique en fonction du déplacement, cette force augmente jusqu'à atteindre une valeur maximale, ensuite elle diminue progressivement. On remarque que l'amplitude de ces forces électromagnétiques a presque la même forme mais d'amplitudes différentes. Et on remarque que l'amplitude des forces électromagnétiques en présence de défauts symétrique et asymétrique sont diminuent par rapport a l'état sain, Et on constate que la diminution de l'amplitude des forces dépend de l'augmentation des défauts dans les aimants permanents et nous avons relevé les valeurs maximales et minimales des forces électromagnétiques dans le tableau suivant :

Tableau (VI-6) représentation des valeurs maximales et minimales des forces électromagnétiques

	sans défauts	Avec défauts (1) symétriques	Avec défauts (2) asymétriques	Avec défauts (3) symétriques	Avec défauts (4) asymétriques
Forces électromagnétiques maximales (N)	2.01263e+003	1.6028e+003	1.6231e+003	1.4902e+003	1.5041e+003
Forces électromagnétiques minimales (N)	630.3463	372.7674	605.9224	233.6579	615.4125

VI-10) Résultats et interprétations

On alimente les bobines statoriques par une densité de courants (J_a , J_b , J_c) sinusoïdales en fonction du temps, ces densités de courant sont représenté dans le graphe suivants comme suit :

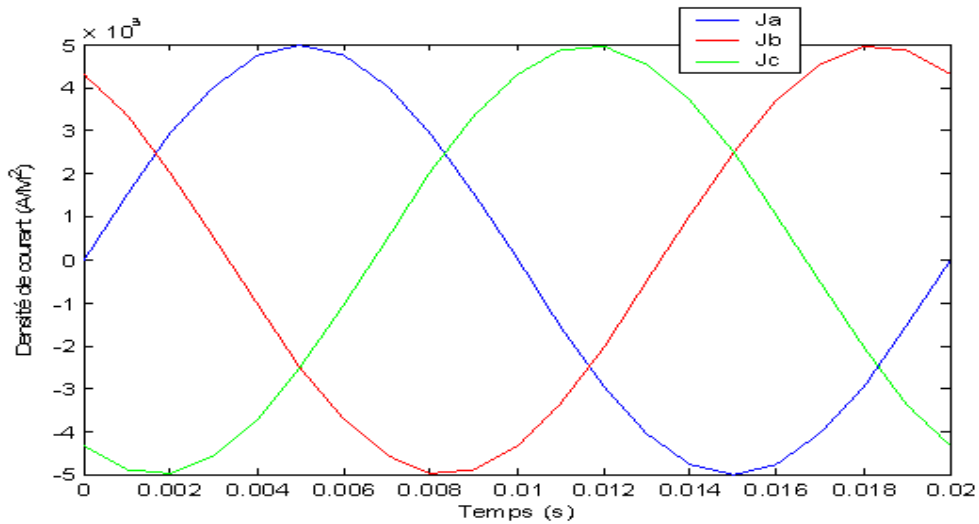


Fig. (VI-13) Allures des densités de courant (J_a , J_b , J_c) (A/m^2)



Tableau (VI-7) représentation des densités de courants d'alimentations pour différentes instants

	J_a (A/m ²)	J_b (A/m ²)	J_c (A/m ²)
t=0 (s)	0	4.33e ⁺⁰⁰³	-4.33 e ⁺⁰⁰³
t=0.004 (s)	4.755e ⁺⁰⁰³	-1.0396e ⁺⁰⁰³	-3.7157e ⁺⁰⁰³
t=0.01 (s)	-2.9389e ⁺⁰⁰³	-2.0337e ⁺⁰⁰³	4.9726e ⁺⁰⁰³

Dans le tableau précédent nous avons relevé les différentes valeurs des densités de courants d'alimentations pour différents instants

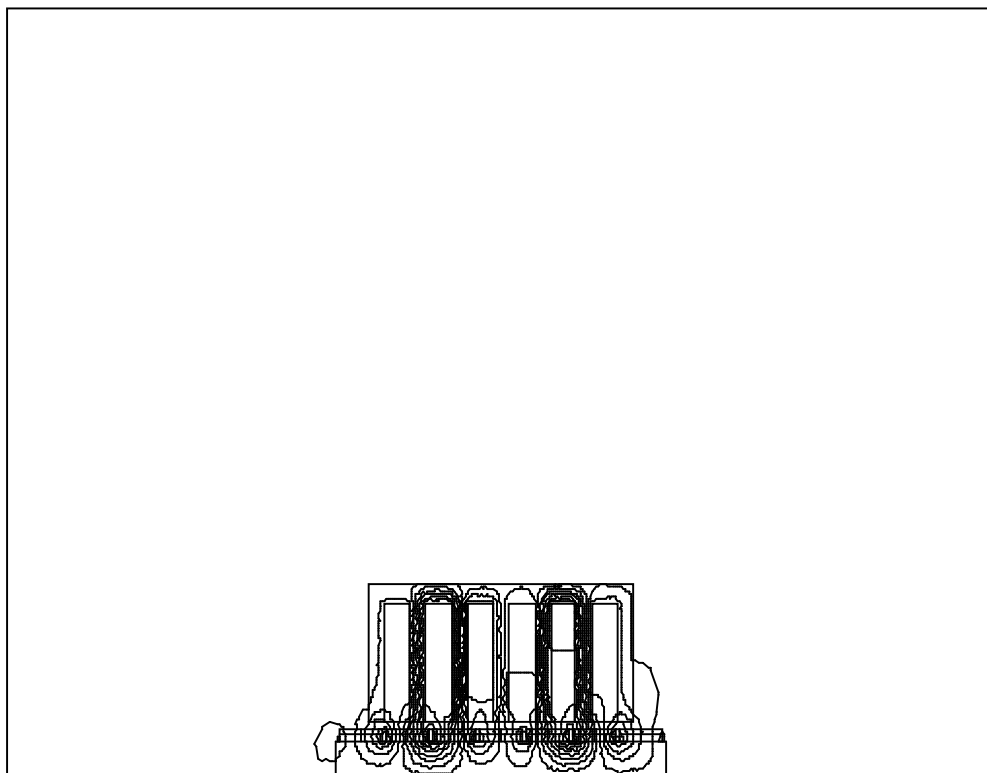


Fig. (VI-14) Isovaleurs du potentiel vecteur magnétique du aux aimants et courants d'alimentation à l'état sain

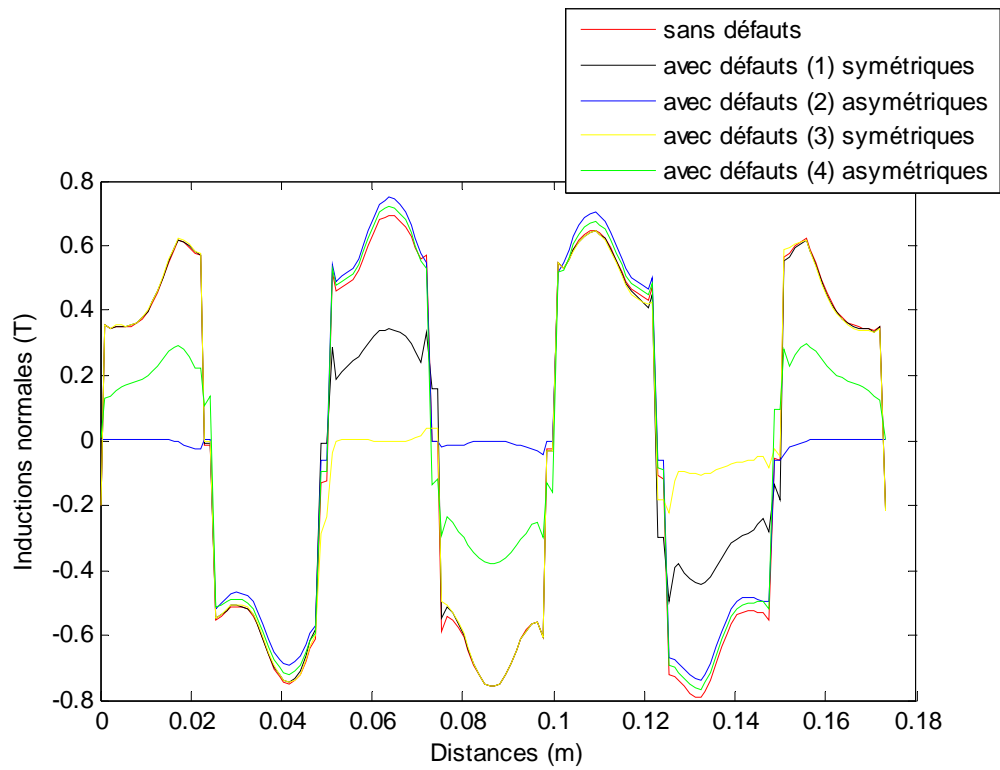


Fig. (VI-15) Allures des inductions normales à $t=0s$

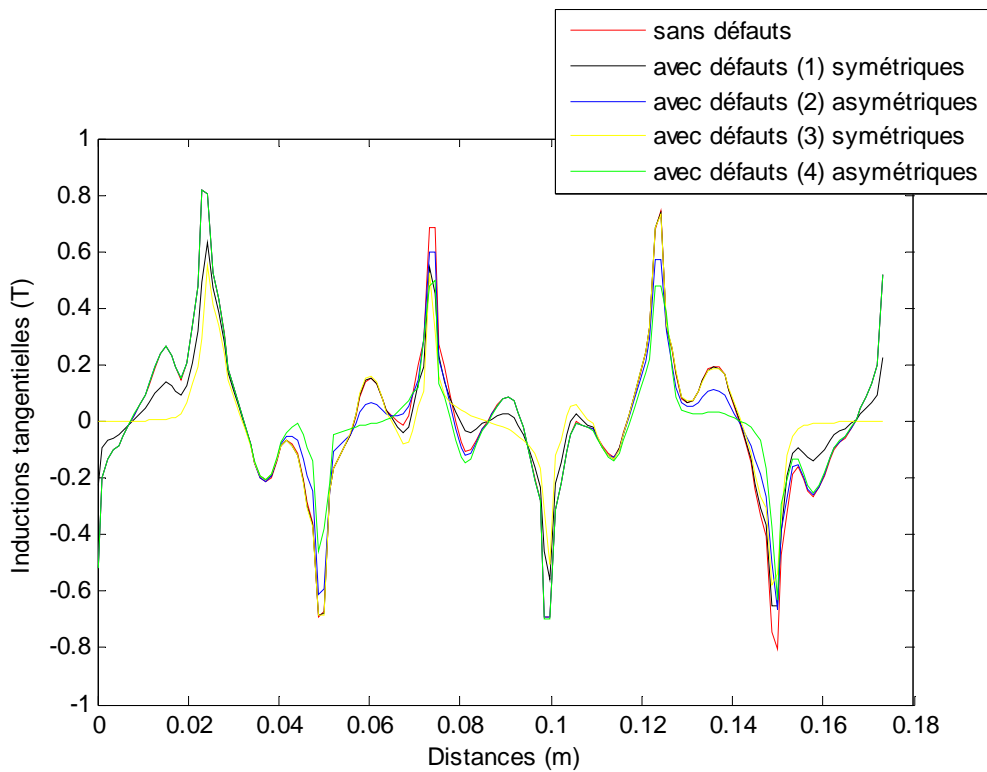


Fig. (VI-16) Allures des inductions tangentielles à $t=0s$



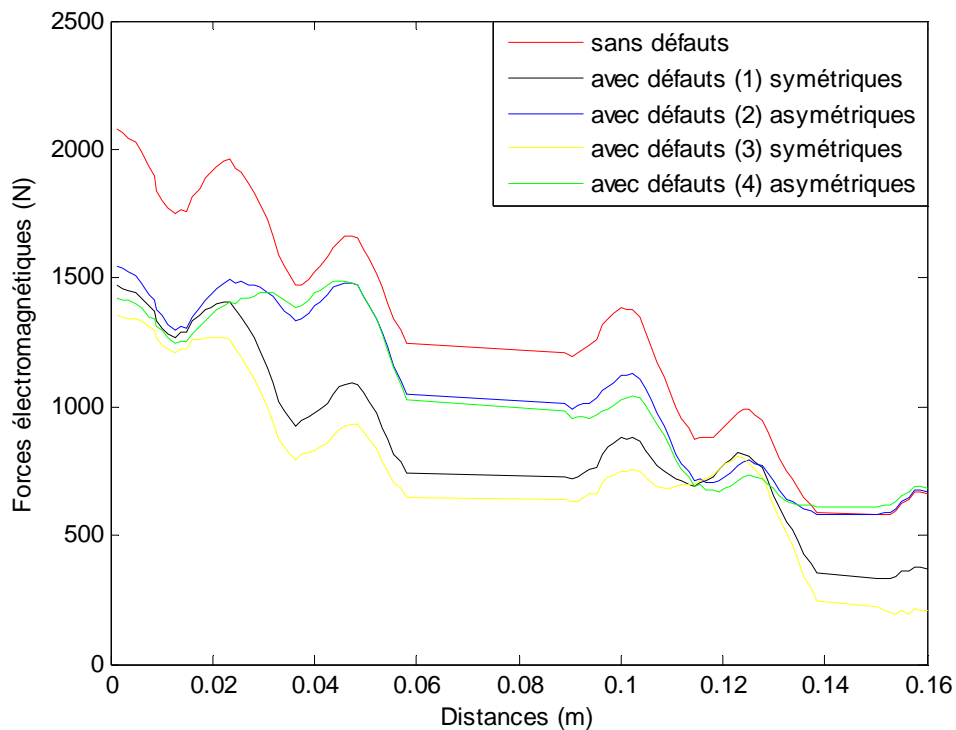


Fig. (VI-17) Allures des forces électromagnétiques à t=0s

VI-10-1) Interprétation des graphes à t=0s

La figure (Fig. (VI-14)) montre des isovalues du potentiel vecteur magnétique dus à l'effet combiné des aimants permanents et le courant d'alimentation à l'état sain. En effet, l'alimentation engendre à son tour un champ magnétique dont les lignes interagissent avec celles des aimants, ces lignes passent par la culasse statorique en suivant un chemin moins réactant, c'est-à-dire qu'elles évitent les parties caractérisées par une faible perméabilité magnétique

La figure (Fig. (VI-15)) représente les allures de la composante normales de l'induction dans l'entrefer à l'état sain et en présence de défauts symétrique et asymétrique en fonction de déplacement. Les allures de ces inductions est de forme sinusoïdale périodique, on remarque que l'amplitude des inductions normales (à l'état sain et avec défaut symétrique et asymétrique) ont presque la même forme mais d'amplitudes différentes et que La désaimantation des blocs élémentaires constituons les aimants perturbe la distribution régulière de l'induction normale. On constate que L'annulation d'une manière distincte de

l'aimantation pour les parties axiales des aimants généré une répartition non homogène de la composante normale de l'induction et que les amplitudes des inductions plus importante qu'on les densités de courant augmente et nous avons relevé les valeurs maximales et minimales des inductions normales dans le tableau suivant :

Tableau (VI-8) représentation des valeurs maximales et minimales des inductions normales

	Sans défauts	Avec défauts (1) symétriques	Avec défauts (2) asymétriques	Avec défauts (3) symétriques	Avec défauts (4) asymétriques
Inductions normales maximales absolu (T)	0.6946	0.6461	0.7488	0.6436	0.7210
Inductions normales minimales absolu (T)	0.7931	0.3874	0.0285	0.4025	0.0425

La figure (Fig. (VI-16)) illustre les allures des inductions tangentielles dans l'entrefer à l'état sain et en présence de défauts symétrique et asymétrique en fonction de déplacement. Les allures de ces inductions est de forme sinusoïdale périodique, on remarque que l'amplitude des inductions tangentielles (à l'état sain et avec défaut symétrique et asymétrique) ont presque la même forme mais d'amplitudes différentes, on dit que l'effet produit par le défaut sur l'allure de l'induction tangentielle est insignifiant et que les amplitudes des inductions plus importante qu'on les densités de courant augmente On remarque aussi que la composante tangentielle caractérisée par une amplitude de l'induction relativement moins importante que la composante normale et nous avons relevé les valeurs maximales et minimales des inductions tangentielles dans le tableau suivant :

Tableau (VI-9) représentation des valeurs maximales et minimales des inductions tangentielles

	Sans défauts	Avec défauts (1) symétriques	Avec défauts (2) asymétriques	Avec défauts (3) symétriques	Avec défauts (4) asymétriques
Inductions tangentielles maximales absolu (T)	0.8153	0.7372	0.8170	0.7297	0.8187
Inductions tangentielles minimales absolu (T)	0.8025	0.5875	0.6042	0.5847	0.5447

La figure (Fig. (VI-17)) représente les allures de la force électromagnétique des aimants, en fonction du déplacement pour différentes densités de courant d'alimentation (J_a , J_b , J_c), cette force augmente jusqu'à atteindre une valeur maximale, ensuite elle diminue progressivement. On remarque que l'amplitude de ces forces électromagnétiques a presque la même forme mais d'amplitudes différentes. Et on remarque que l'amplitude des forces électromagnétiques en présence de défauts symétrique et asymétrique sont diminuent par rapport à l'état sain, Et on constate que la diminution de l'amplitude des forces dépend de l'augmentation des défauts dans les aimants permanents et dépend aussi de l'augmentation des densités de courant. Les valeurs maximales et minimales relevé des forces électromagnétiques sont représenté dans les tableaux (VI-14) et (VI-15).

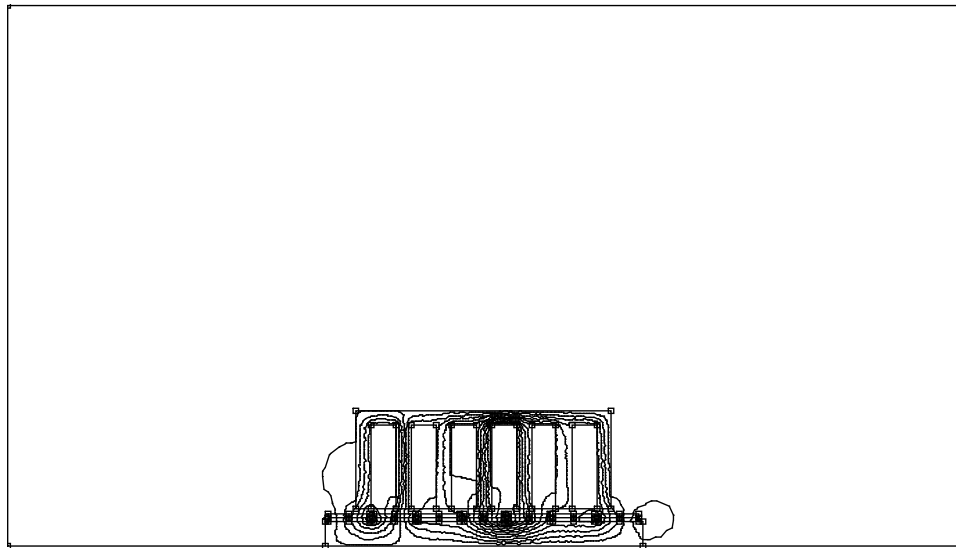


Fig. (VI-18) Isovaleurs du potentiel vecteur magnétique du aux aimants et courants d'alimentation à l'état sain

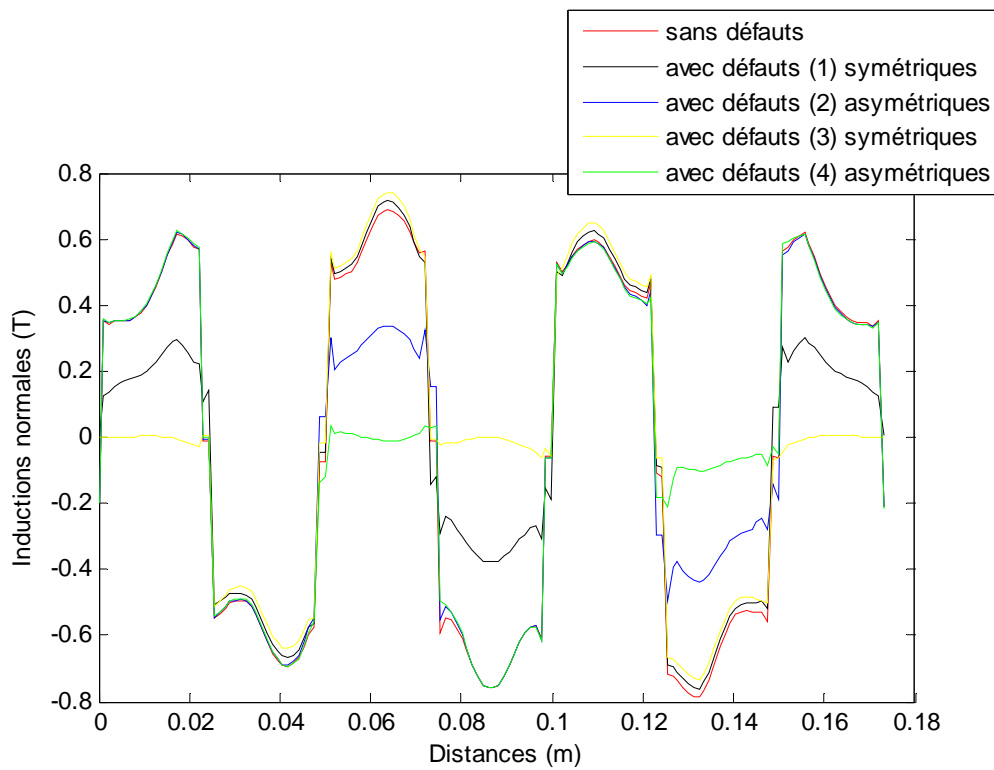


Fig. (VI-19) Allures des inductions normales à $t=0.004$ s



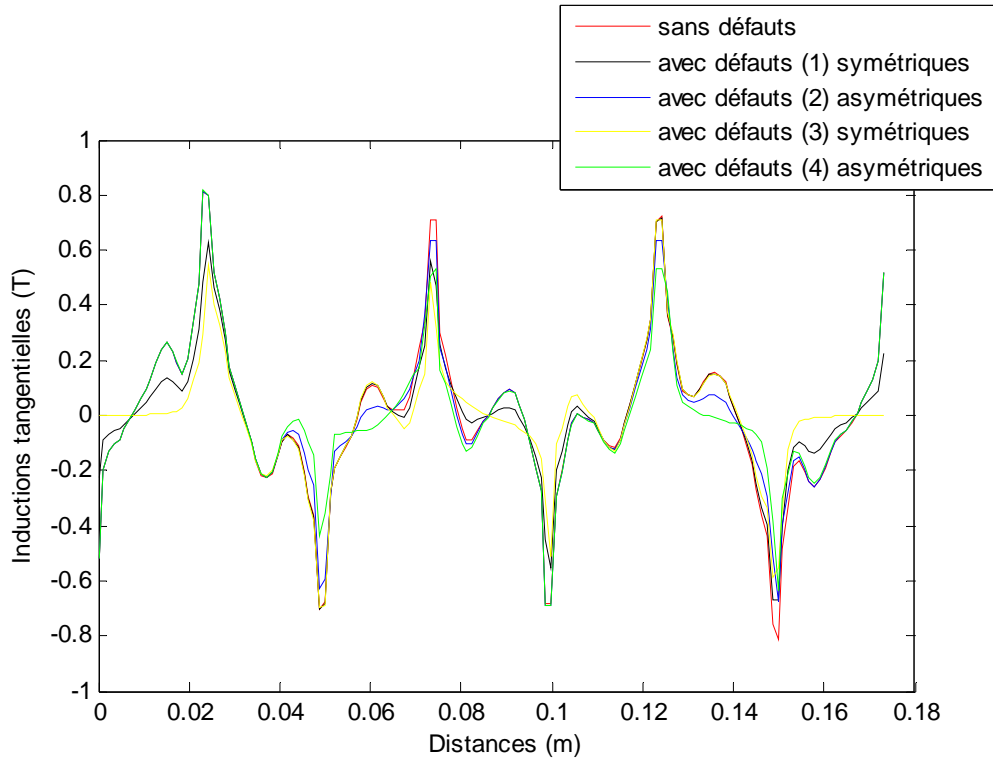


Fig. (VI-20) Allures des inductions tangentielles à $t=0.004$ s

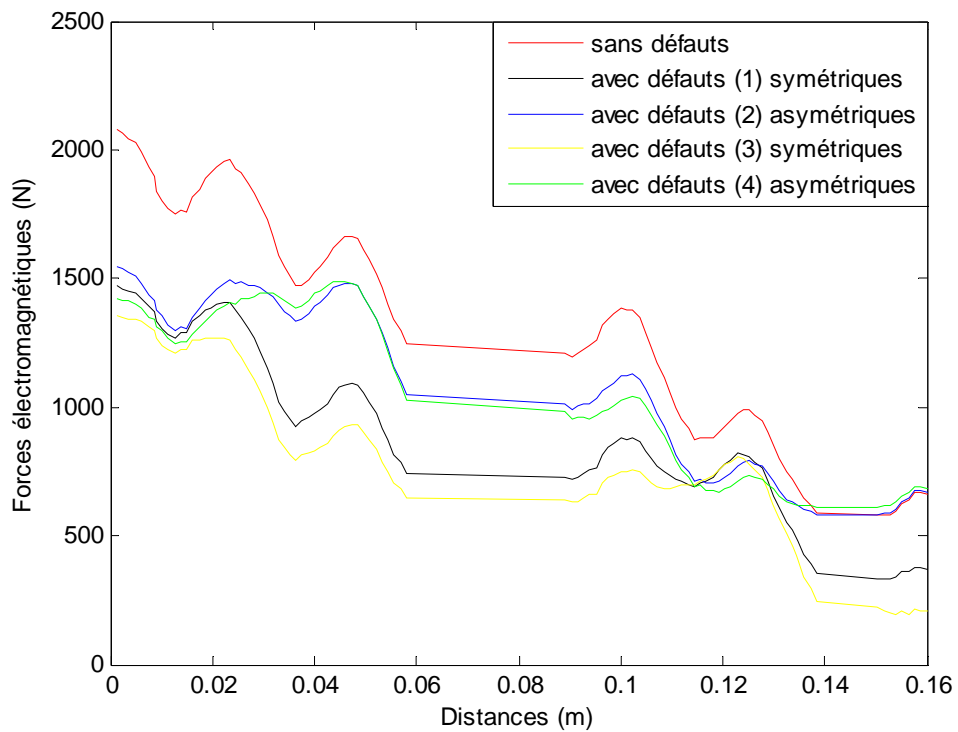


Fig. (VI-21) Allures des forces électromagnétiques à $t=0.004$ s



VI-10-2) Interprétation des graphes à $t=0.004s$

La figure (Fig. (VI-18)) représente des isovaleurs du potentiel vecteur magnétique du à l'effet combiné des aimants permanents et le courant d'alimentation .en effet, l'alimentation engendre à son tour un champ magnétique dont les lignes interagissent avec celles des aimants .ces lignes se concentrent vers les dents et passent par la culasse statorique en suivant un chemin moins réloquent, c'est-à-dire qu'elles évitent les parties caractérisées par une faible perméabilité magnétique

La figure (Fig. (VI-19)) montre les allures des inductions normales dans l'entrefer à l'état sain et en présence de défauts symétrique et asymétrique en fonction de déplacement. Les allures de ces inductions est de forme sinusoïdale périodique, on remarque que l'amplitude des inductions normales (à l'état sain et avec défaut symétrique et asymétrique) ont presque la même forme mais d'amplitudes différentes et que les amplitudes des inductions plus importante qu'on les densités de courant augmente, les valeurs relevé des inductions normales (maximales et minimales) sont représenté dans le tableau suivant

Tableau (VI-10) représentation des valeurs maximales et minimales des inductions normales

	Sans défauts	Avec défauts (1) symétriques	Avec défauts (2) asymétriques	Avec défauts (3) symétriques	Avec défauts (4) asymétriques
Inductions normales maximales absolu (T)	0.6886	0.7150	0.6198	0.7428	0.6236
Inductions normales minimales absolu (T)	0.7886	0.3908	0.0261	0.4369	0.0467

La figure (Fig. (VI-20)) montre les allures des inductions tangentielles dans l'entrefer à l'état sain et en présence de défauts symétrique et asymétrique en fonction de déplacement. de ces inductions est de forme sinusoïdale périodique, l'amplitude des inductions tangentielles (à

l'état sain et avec défaut symétrique et asymétrique) ont presque la même forme mais d'amplitudes différentes, on dit que l'effet produit par le défaut sur l'allure de l'induction tangentielle est insignifiant, les amplitudes des inductions plus importante qu'on les densités de courant est importantes, les valeurs relevé des inductions tangentielles (maximales et minimales) sont représenté dans le tableau suivant

Tableau (VI-11) représentation des valeurs maximales et minimales des inductions tangentielles

	Sans défauts	Avec défauts (1) symétriques	Avec défauts (2) asymétriques	Avec défauts (3) symétriques	Avec défauts (4) asymétriques
Inductions tangentielles maximales absolu (T)	0.8138	0.7171	0.8155	0.7085	0.8173
Inductions tangentielles absolu minimales (T)	0.8089	0.6010	0.6462	0.59985	0.5567

La figure (Fig. (VI-21)) représente les allures de la force électromagnétique de la disposition radiale des aimants, en fonction du déplacement pour différentes densités de courant d'alimentation (J_a , J_b , J_c), cette force augmente jusqu'à atteindre une valeur maximale, ensuite elle diminue progressivement. On remarque que l'amplitude de ces forces électromagnétiques a presque la même forme mais d'amplitudes différentes. Et on remarque aussi que l'amplitude des forces électromagnétiques en présence de défauts symétrique et asymétrique sont diminuent par rapport a l'état sain, Et on constate que la diminution de l'amplitude des forces dépend de l'augmentation des défauts dans les aimants permanents. Et on constate que la diminution de l'amplitude des forces dépend de l'augmentation des défauts dans les aimants permanents et dépend aussi de l'augmentation des densités de courant et nous avons relevé les valeurs maximales et minimales des forces électromagnétiques dans les tableaux (VI-14) et (VI-15).

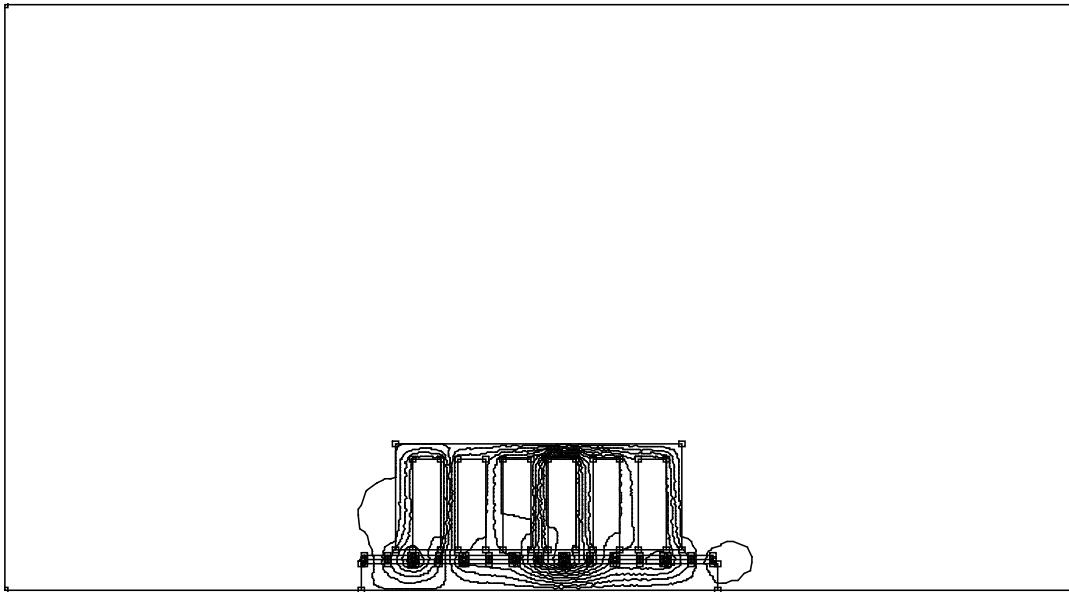


Fig. (VI-22) Isovaleurs du potentiel vecteur magnétique du aux aimants et courants d'alimentation

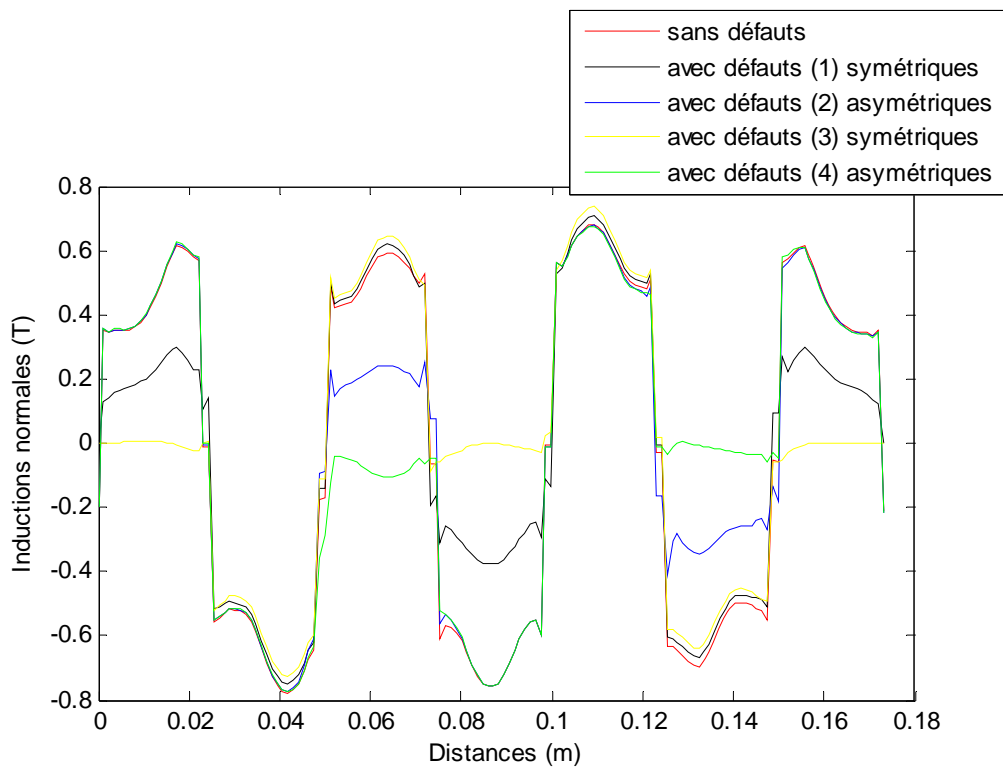


Fig. (VI-23) Allures des inductions normales à t=0.01 s



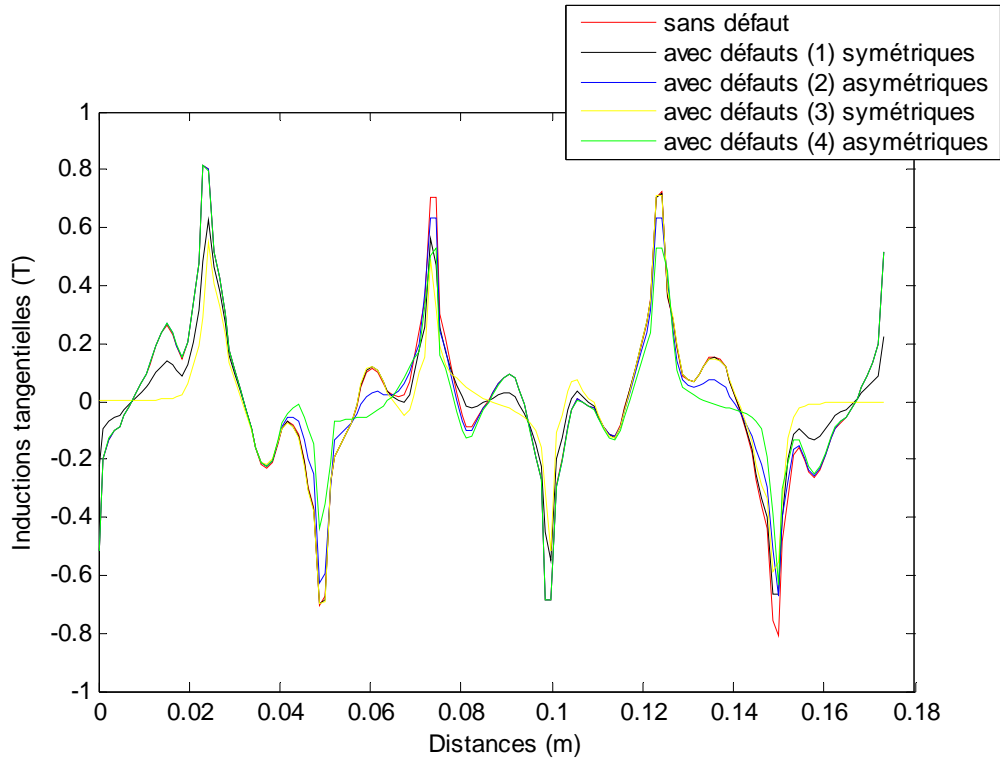


Fig. (VI-24) Allures des inductions tangentielles à $t=0.01$ s

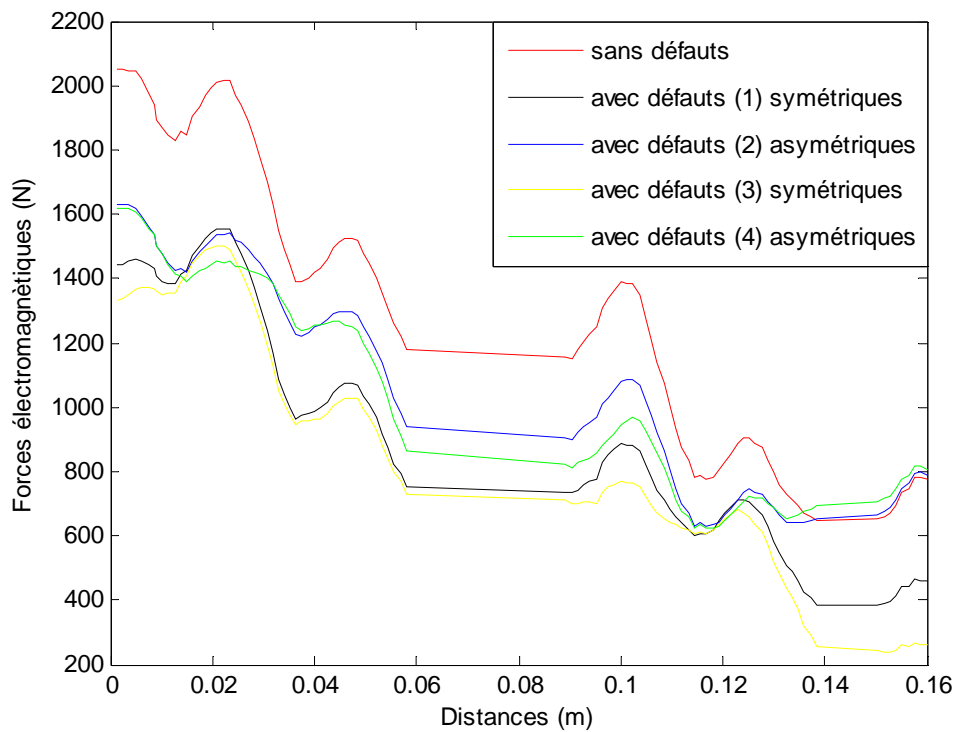


Fig. (VI-25) Allures des forces électromagnétiques à $t=0.01$ s



VI-10-3) Interprétation des graphes à $t=0.01s$

La figure (Fig. (VI-22)) représente des Isovaleurs du potentiel vecteur magnétique du à l'effet combiné des aimants permanents et le courant d'alimentation. En effet, l'alimentation engendre à son tour un champ magnétique dont les lignes interagissent avec celles des aimants, ces lignes passent par la culasse statorique en suivant un chemin moins réloquent, c'est-à-dire qu'elles évitent les parties caractérisées par une faible perméabilité magnétique

La figure (Fig. (VI-23)) montre les allures des inductions normales dans l'entrefer à l'état sain et en présence de défauts symétriques et asymétriques) en fonction de déplacement. Les allures de ces inductions est de forme sinusoïdale périodique, on remarque que l'amplitude des inductions normales (à l'état sain et avec défaut symétrique et asymétrique) ont presque la même forme mais d'amplitudes différentes. Les amplitudes des inductions plus importante qu'on les densités de courant augmente, les valeurs maximales et minimales de ces inductions à l'état sain et en présence des défauts symétriques (1), (3) et asymétriques (2), (4) sont les suivantes :

Tableau (VI-12) représentation des valeurs maximales et minimales des inductions normales

	Sans défauts	Avec défauts (1) symétriques	Avec défauts (2) asymétriques	Avec défauts (3) symétriques	Avec défauts (4) asymétriques
Inductions normales maximales absolu (T)	0.6819	0.7085	0.6790	0.7364	0.6766
Inductions normales minimales absolu (T)	0.7793	0.4162	0.02951	0.4424	0.0469

la figure (Fig. (VI-24)) montre les allures des inductions tangentielle dans l'entrefer à l'état sain et en présence de défauts symétrique et asymétrique en fonction de déplacement. Les allures de ces inductions est de forme sinusoïdale périodique, on remarque que l'amplitude

des inductions tangentielles (à l'état sain et avec défaut symétrique et asymétrique) ont presque la même forme mais d'amplitudes différentes. Les amplitudes des inductions plus importante qu'on les densités de courant est importantes, les valeurs maximales et minimales relevé des inductions tangentielles sont représenté dans le tableau suivant

Tableau (VI-13) représentation des valeurs maximales et minimales des inductions tangentielles

	Sans défauts	Avec défauts (1) symétriques	Avec défauts (2) asymétriques	Avec défauts (3) symétriques	Avec défauts (4) asymétriques
Inductions tangentielles maximales absolu (T)	0. 8138	0.7171	0.8155	0.7085	0.8173
Inductions tangentielles minimales absolu (T)	0.8089	0.6140	0.6662	0.6253	0.5867

La figure (Fig. (VI-25)) représente les allures de la force électromagnétique de la disposition radiale des aimants, en fonction du déplacement pour différentes densités de courant d'alimentation (J_a , J_b , J_c), cette force augmente jusqu'à atteindre une valeur maximale, ensuite elle diminue progressivement. On remarque que l'amplitude de ces forces électromagnétiques a presque la même forme mais d'amplitudes différentes. Et on remarque que l'amplitude des forces électromagnétiques en présence de défauts symétrique et asymétrique sont diminuent par rapport à l'état sain, Et on constate que la diminution de l'amplitude des forces dépend de l'augmentation des défauts dans les aimants permanents et des densités de courant d'alimentation et nous avons relevé les valeurs maximales et minimales des forces électromagnétiques dans le tableau (VI-14) et (VI-15).

Dans se tableau on a relevée la valeur maximale de chaque forces électromagnétiques à l'état sain et en présence de défauts à chaque instants

Tableau (VI-14) représentation des valeurs maximales des forces électromagnétiques en fonctions des différents instants

	F1 maximales (N) sans défauts	F2 maximales (N) Avec défauts (1) symétriques	F3 maximales (N) Avec défauts (2) asymétriques	F4 maximales (N) Avec défauts (3) symétriques	F5 maximales (N) Avec défauts (4) asymétriques
t=0 s	2.1778e+003	1.5797e+003	1.6372e+003	1.4714e+003	1.5088e+003
t=0.004 s	2.0797e+003	1.4695e+003	1.5464e+003	1.3567e+003	1.4908e+003
t=0.01 s	2.0533e+003	1.5549e+003	1.6323e+003	1.4993e+003	1.6174e+003

Tableau (VI-15) représentation des valeurs minimales des forces électromagnétiques en fonctions des différents instants

	F1 minimales (N) sans défauts	F2 minimales (N) Avec défauts (1) symétriques	F3 minimales (N) Avec défauts (2) asymétriques	F4 minimales (N) Avec défauts (3) symétriques	F5 minimales (N) Avec défauts (4) asymétriques
t=0 s	586.0278	340.4304	598.8540	203.8388	627.7380
t=0.004 s	578.2547	331.1988	583.4476	195.7001	611.5294
t=0.01 s	646.3944	382.1284	629.9494	239.2605	623.1274

VI-11) Conclusion

En visualisant les résultats obtenue sous forme de courbe que nous avons obtenus, nous avons constaté que la valeur de la densité de courant influent sur les grandeurs électromagnétiques de la machine à savoir la force électromagnétique et l'induction. En effet, les amplitudes de ces grandeurs électromagnétiques sont plus importantes lorsque la densité de courant d'alimentation est importante, et nous avons fait le constat sur l'état de la distorsion des formes des inductions magnétiques en considérant les défauts dus à la désaimantation.



**CONCLUSION
GÉNÉRALE**

Conclusion Générale

Dans ce travail nous nous sommes intéressés à l'étude du comportement d'une machine linéaire à aimants permanents fonctionnant en présence de défauts dus à la désaimantation.

Nous avons évoqué quelques généralités sur les différents types de machines linéaires, et nous avons donné un aperçu sur les différents types d'aimants permanents ainsi que leurs propriétés et caractéristiques, puis nous avons donné les différents types de défauts qu'on peut rencontrer dans les machines électriques et les différents types de défauts dans les aimants permanents.

Comme tous les problèmes électromagnétiques, il faut passer d'abord par la discrétisation des équations aux dérivés partiels obtenus à travers la combinaison des équations de Maxwell avant de les résoudre et aboutir aux solutions approchées.

Pour faciliter la tâche des calculs énormes, nous avons élaboré un programme LUA exécuté sous le logiciel FEMM qui nous a permis d'étudier l'évolution dans le plan $[x, y]$ des inductions magnétiques (normales et tangentielles) ainsi que les différentes forces électromagnétiques

Par la suite, une fragmentation des aimants est opérée dans le but d'introduire des défauts dus à la désaimantation. La confrontation des résultats relatifs aux défauts par rapport aux résultats obtenus à l'état sain nous ont permis de constater les impacts néfastes sur la répartition régulière des inductions magnétiques et la diminution de leurs amplitudes.

Nous avons constaté que les amplitudes de la force électromagnétique et les inductions sont plus importantes lorsque la densité de courant d'alimentation est importante, et nous avons pu avoir au terme de ce travail une idée quant aux phénomènes se déroulant dans les machines électriques particulièrement celles munies d'aimants permanents et comprendre que les aspects liés à l'étude des machines électriques à aimants permanents fonctionnant en présence de défauts sont multiples. Ces aspects doivent impliquer d'autres types de défaut, à l'instar des défauts électriques (court-circuit..), défauts thermiques (échauffement), défauts mécaniques (vibration)...

Bibliographie

- [1] Amimer Ratiba et Belhanafi Nouara, «prise en compte de l'alimentation magnétique dans la modélisation par éléments finis en régime dynamique d'une machine synchrone linéaire a aimants permanents», mémoire d'ingénieur, promotion 2002, Université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou.
- [2] I.Boldea, S.A.Nasar, «Hadbook of Electric machines, (Linear Electric machines)» mémoire d'ingénieur, école polytechnique, Fédérale de Lavane Juillet 2005.
- [3] B.Saint-Jeau, «Electrotechnique et machines électriques» ed.Eyrolles, 2002.
- [4] B.M.Kant et R.Bonnefille, «moteur linéaire à induction» techniques de l'ingénieur d551 1989, pp.1-11.
- [5] Yacine.S et Saoula.F «Etude d'une machine synchrone linéaire à aimant permanent», mémoire d'ingénieur, Promotion 2006, Université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou.
- [6] Halou Bahya, «Etude des caractéristiques électromagnétiques d'une machine linéaire à aimant permanent en intégrant le modèle d'hystérésis de Jiles Atherton», mémoire de magister, Promotion 2007, université Mouloud Mammeri Tizi-Ouzou.
- [7] P.Brissonneau, «Aimants permanents, matériaux et applications», Technique de l'ingénieur D2090, 1994, pp.1-20.
- [8] Jiabin Wang, Geraint W.Jewell, and David Howe, «A general frame work for the analysis and design of linear permanent magnetic machines», transactions on magnetic, vol.35, N°3, May 1999.
- [9] F.Leprince-Ringuet,«Aimants permanents, matériaux et applications», les techniques de l'ingénieur D187,1994.pp.1-24.
- [10] G.Nicoud, «Matériaux à aimants permanents pour l'électrotechnique», RGE, N°3, Mars1981, pp, 157-158.
- [11] L.Hadjout, «Analyse des performances électromagnétiques d'une machine synchrone autopilotée à aimants permanents et à rotor lisse», Mémoire de magister, institut d'électronique, U.S.T.H.B Alger, Algérie, Juin 1996.

- [12] Jacque Degauque, «matériaux a propriétés magnétiques dures notion de base», Technique de l'ingénieur M4600.
- [13] R.Lateb, «modalisation des machines asynchrone et synchrones à aimant avec prise en compte des harmonique d'espace et du temps : application à la pulsation marine par POD», thèse de doctorat. Institut national polytechnique de Lorraine Nancy, Octobre 2006.
- [14] P.Brissonneau, «Les aimants à base de terres rares, très performants mais coûteux», R.Q.E, N°3, MARS 1987, pp.21-27.
- [15] L.Neel, «aimants et magnétisme», site internet : ww.magnétosynergie.org, 2005.
- [16] M.Kant et R.Bonnefille, «Moteur linéaire à induction» technique de l'ingénieur D551, 1989, pp.1-11.
- [17] Samvel Chevailler, «Comparative study and sélection criteria of Motors», thèse de doctorat ÉS SCIENCES, école polytechnique, fédérale de lavsane Juillet 2006.
- [18] Belkessame.B, Saidi.D, Ould-Fella.M.O, «étude par la méthode des éléments finis d'une machine synchrone à aimants permanents en présence de défauts dus à la désaimantation», mémoire d'ingénieur, promotion 2009, université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou.
- [19] Aliouane.A et Belkacem.R, «utilisation des réseaux de neurones pour le détection et la reconnaissance des défauts sur les machines tournantes», mémoire d'ingénieur, promotion 2007 université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou.
- [20] Yassa.N, «modélisation des machines asynchrones dédiée au diagnostic des défaut de court-circuit inter-spores et des cassures de barres et d'anneaux», mémoire de magister, Mai 2009, université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou.
- [21] G.Lacroux, «Les aimants permanents», Edition Technique et documentation, 1989.
- [22] Rabia.Benramdane et Boualem.Meddane, «étude d'une machine électrique à mouvement linéaire par la méthode des éléments finis», mémoire d'ingénieur, promotion 2006, université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou.
- [23] Mazi.Mohand et Hamitouche.nourdine «analyse du régime transitoire d'une machine linéaire par la méthode des éléments finis avec prise en compte du couplage magnétique-

mécanique», mémoire d'ingénieur, promotion 2001, Ing.ETH.11, vol 1^{ème}, université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou.

[24] Zina.Larabi, «modélisation analytique-numérique de la machine asynchrone à encoches profondes», », mémoire d'ingénieur, promotion 2009, Ing.ETH.51, vol 1^{ème}, université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou.

[25] Benai.Djamila, Challal.Dehbia et Hamiti. Khalida, «étude comparative axisymétrique-cartésienne et analyse d'un lancer électromagnétique sous logiciel FEMM», mémoire d'ingénieur, promotion 2004, université Mouloud Mamerie de Tizi-Ouzou.