



HAL
open science

Dimensionnement d'une machine à double excitation de structure innovante pour une application alternateur automobile : comparaison à des structures classiques

Azeddine Takorabet

► **To cite this version:**

Azeddine Takorabet. Dimensionnement d'une machine à double excitation de structure innovante pour une application alternateur automobile : comparaison à des structures classiques. Automatique / Robotique. École normale supérieure de Cachan - ENS Cachan, 2008. Français. NNT: . tel-00505148

HAL Id: tel-00505148

<https://theses.hal.science/tel-00505148>

Submitted on 22 Jul 2010

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



ENSC-2008-92

**THESE DE DOCTORAT
DE L'ECOLE NORMALE SUPERIEURE DE CACHAN**

Présentée par

Monsieur Azeddine TAKORABET

**pour obtenir le grade de
DOCTEUR DE L'ECOLE NORMALE SUPERIEURE DE CACHAN**

Domaine :
ELECTRONIQUE –ELECTROTECHNIQUE-AUTOMATIQUE

Sujet de la thèse :

**Dimensionnement d'une machine à double excitation de structure
innovante pour une application alternateur automobile.
Comparaison à des structures classiques**

Thèse présentée et soutenue à Cachan le 08/01/2008 devant le jury composé de :

J.P.YONNET	Directeur de recherche, CNRS	Président
M.HECQUET	Maître de conférences, HDR	Rapporteur
G.BARAKAT	Professeur des universités	Rapporteur
G.FRIEDRICH	Professeur des universités	Examineur
A.MIRAQUI	Professeur des universités	Examineur
M.GABSI	Maître de conférences, HDR	Directeur de thèse

Laboratoire SATIE
ENS CACHAN/CNRS/UMR 8029
61, avenue du Président Wilson, 94235 CACHAN CEDEX (France)

Remerciements

Les travaux de recherche présentés dans ce mémoire sont issus d'une convention CIFRE entre le laboratoire Systèmes et Application des Technologies de l'Information et de l'Energie (*SATIE*) de l'Ecole Normale Supérieure de Cachan et le centre de Recherche et de Développement de la société Valeo Systèmes Electriques (*VES*). Je remercie ces deux organismes pour leur accueil et pour leur support matériel et financier.

Je tiens à remercier du fond du cœur M. Antoine Akemakou qui est à l'origine de cette thèse et pour m'avoir aidé et motivé à réaliser ce travail.

Je voudrais remercier particulièrement M. Mohamed Gabsi pour l'honneur qu'il m'a fait en encadrant cette thèse avec beaucoup d'attention et en me laissant une grande liberté dans l'organisation de mon travail. Son soutien, sa gentillesse et son sens critique m'ont beaucoup aidé à réaliser ces travaux.

Je remercie également les rapporteurs de ces travaux M. Michel HECQUET et M. Georges BARAKAT pour l'intérêt qu'ils ont porté à cette thèse et pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant la lourde tâche de rapporteurs.

Je tiens aussi à remercier M. Jean Claude MIPO qui a assuré le relais après le départ de M. A. Akemakou. Je le remercie beaucoup pour avoir veillé au bon déroulement de ma thèse au sein de Valeo et les conseils qu'il m'a prodigués durant ces années.

Mes remerciements vont aussi à M. Mamy Rakotovoao et M. Lionel Vido pour leur soutien moral et scientifique tout au long de ma thèse.

Que M. Georges Tranchon, M. Cédric Plasse trouvent ici ma gratitude pour m'avoir accueilli dans leurs équipes et qui, avec beaucoup de compréhension, m'ont laissé la latitude d'allier mes travaux de thèse et mes responsabilités d'Ingénieur Etudes à Valeo.

Ma gratitude va aussi à toute l'équipe Projet FG_T de Valeo à laquelle j'appartiens, à leur tête M. Dirk Schulte, pour tout le soutien moral qu'ils m'ont assuré pendant la rédaction de ma thèse.

Je voudrais aussi remercier tout le personnel de Valeo pour leur accueil et leur sympathie. J'ai vécu des moments agréables avec eux et j'espère retrouver toujours ce climat sympathique durant mes années Valeo à venir.

Je tiens à remercier mes frères, mes soeurs et mes parents pour leur soutien tout au long de ces années. Je tiens à remercier particulièrement mon frère Khélil, pour m'avoir accueilli en France. Pour m'avoir soutenu, épaulé et encouragé dans les moments les plus difficiles. J'admire son courage et son sens de la fraternité.

Je tiens enfin à remercier ma femme et mon 'ange' Kahina qui m'a supporté et beaucoup soutenu. Elle a fait preuve de beaucoup de patience, de dévouement et de compréhension pour me permettre de finaliser et de réussir mon travail.

SOMMAIRE

CHAPITRE I : Contexte général de l'étude

- I.1 - Besoin en énergie électrique à bord des véhicules
- I.2 - Pollution par les transports et solutions adoptées
- I.3 - Influence de l'alternateur sur la consommation de carburant et les émissions de CO₂
- I.4 - Conclusion

CHAPITRE II : Etat de la l'art des structures à double excitation

- II.1 - Introduction
- II.2 - Intérêt de la double excitation
- II.3 - Les différents types de double excitation
 - II.3.1 - La double excitation série
 - II.3.2 - La double excitation parallèle
 - II.3.2.1 - La machine à double excitation parallèle (structure 1)
 - II.3.2.2 - La machine à double excitation parallèle (structure 2)
 - II.3.2.3 - La machine à double excitation parallèle (structure 3)
 - II.3.2.4 - La machine à double excitation parallèle (structure 4)
- II.4 - Conclusion

CHAPITRE III : Etude de la structure à double excitation (structure 4)

- V.1 - Introduction
- V.2 - Cahier des charges et problématique de l'étude
 - III. 2.1 - Cahier des charges de l'automobile dans notre étude
 - III. 2.2 - Problématique de l'encombrement radial et contraintes de dimensionnement
- V.3 - Etude de la machine à double excitation
 - III. 3.1 - Modélisation et dimensionnement par éléments finis
 - III. 3.1.1 - Flux et fem à vide
 - III. 3.1.2 - Contrôle du flux par la double excitation
 - III. 3.1.3 - Etude paramétrique
 - III.3.1.3.1 - Influence de l'épaisseur de l'aimant
 - III.3.1.3.2 - Influence de la largeur du pôle bobiné
 - III.3.1.3.3 - Machine répondant au cahier des charges
 - III. 3.2 - Essai et validation des résultats de calcul
 - III. 3.2.1 - Essai à vide
 - III. 3.2.2 - Essai en charge
 - III. 3.2.3 - Décomposition de pertes de la machine
 - III.3.2.3.1 - Pertes mécaniques et aérauliques
 - III.3.2.3.2 - Pertes par effet Joule au stator
 - III.3.2.3.3 - Pertes dans le pont redresseur
 - III.3.2.3.4 - Pertes dans l'excitation
 - III.3.2.3.5 - Pertes fer dans le rotor et le stator
 - III. 3.2.4 - Evaluation des différentes pertes
- V.4 - Voie d'amélioration du débit : traitement thermique de la tôle retenant l'aimant
- V.5 - Conclusion

CHAPITRE IV : Comparaison avec des machines classiques

- IV. 1 - Introduction
- IV. 2 - La machine à pôles saillants bobinés
 - IV. 2.1 - Généralités
 - IV. 2.2 - Calcul éléments finis et optimisation.
 - IV. 2.2.1 - Flux à vide et comparaison avec la machine à double excitation
 - IV. 2.2.2 - Calculs en charge et comparaison avec la machine à double excitation
- IV. 3 - La machine à griffes
 - IV. 3.1 - Généralités sur la machine à griffes
 - IV. 3.2 - Démarche de comparaison
 - IV. 3.3 - Démarche de dimensionnement du rotor à griffes et modèle adopté:
 - IV. 3.4 - Modélisation du circuit magnétique
 - IV. 3.4.1 - Introduction
 - IV. 3.4.2 - Construction du réseau de reluctance pour la machine à griffes
 - IV. 3.4.3 - Calcul des différentes reluctances
 - IV.3.4.3.1 - Reluctance du noyau
 - IV.3.4.3.2 - Reluctance du plateau
 - IV.3.4.3.3 - Reluctance du coude
 - IV.3.4.3.4 - Reluctance de la griffe
 - IV.3.4.3.5 - Reluctance des dents stator
 - IV.3.4.3.6 - Reluctance de la culasse
 - IV.3.4.3.7 - Reluctance d'entrefer
 - IV.3.4.3.8 - Reluctance de fuite griffe-griffe
 - IV. 3.4.4 - Introduction des aimants dans le modèle
 - IV. 3.4.5 - Caractéristique magnétique des matériaux utilisés
 - IV. 3.4.6 - Etude paramétrique et recherche du rotor optimal
 - IV. 3.5 - Essais à vide
 - IV. 3.6 - Essais en charge
 - IV. 3.7 - Influence de l'introduction des aimants sur le rendement
- IV. 4 - Comparaison à la machine à double excitation
 - IV. 4.1 - Fem à vide
 - IV. 4.2 - Débit en charge
 - IV. 4.3 - Rendements des machines et pertes
- IV. 5 - Conclusion

CHAPITRE V : Identification des besoins en machines électriques de fortes puissances dans le but de l'hybridation

- V.1 - Introduction
- V.2 - Hybridation dans le but de la réduction de consommation
- V.3 - Pré-dimensionnement de la machines à double excitation pour l'hybridation et comparaison à la machine à griffes
- V.4 - Conclusion

Conclusion générale et perspective

Introduction générale

Le secteur de l'automobile est un monde en constante évolution. Les constructeurs automobiles ne cessent d'innover en matière de confort, de sécurité et d'agrément de conduite pour satisfaire leurs clients. Plusieurs dispositifs essentiellement électriques sont de plus en plus intégrés dans les véhicules afin de satisfaire ces trois critères. Nous assistons par exemple à l'amélioration fulgurante de l'habitacle des véhicules en y intégrant des équipements électroniques tels que l'ordinateur de bord et le GPS et des systèmes ouvrants automatiques. La sécurité a eu aussi sa part d'innovation avec tous les systèmes d'aide à la conduite intelligents permettant un meilleur contrôle du véhicule. Le groupe motopropulseur est également de la partie et voit une multitude d'actionneurs électriques remplacer les liaisons mécaniques habituelles.

L'augmentation de ces dispositifs électriques embarqués se traduit nécessairement par une croissance de la demande en énergie électrique. Tout cela dans une dynamique mondiale de réduction d'émissions de gaz à effet de serre, donc de réduction de consommation en carburant des véhicules.

L'organe de génération de cette énergie dans le véhicule est l'alternateur. Celui-ci est appelé de ce fait à produire plus d'énergie avec plus de rendement et souvent dans des encombrements de plus en plus restreints.

. Valeo en tant qu'équipementier automobile suit cette évolution avec beaucoup d'intérêt et joue un rôle important dans cette dynamique. L'alternateur qu'elle produit actuellement et qui est installé sur les véhicules est la légendaire machine à griffes. Celle-ci, tenant compte de l'augmentation des puissances électriques demandées, doit être constamment améliorée et surtout remise en cause. C'est dans cette optique de recherche de machines optimales que d'autres structures électrotechniques innovantes sont étudiées. Les travaux présentés dans cette thèse concernent l'étude d'une nouvelle structure à double excitation et de son dimensionnement pour le besoin électrique exprimé et la comparaison de celle-ci à la machine à griffes.

Cette thèse s'inscrit dans le cadre d'une convention CIFRE entre Valeo Systèmes Electriques et le laboratoire SATiE (CNRS). L'équipe 'conception d'actionneurs' est reconnue pour son expérience dans la conception de machines électriques innovantes.

Le premier chapitre présentera les évolutions enregistrées dans le secteur automobile et la demande en énergie électrique embarquée qui en résulte. Nous évoquerons l'influence que peut avoir un alternateur sur

l'augmentation de la consommation de carburant et d'émissions de CO₂ dans un contexte mondial de réduction de celles-ci.

Dans le second chapitre nous aborderons la notion de double excitation dans les machines électriques. Nous dresserons un tableau de l'état de l'art de la double excitation afin de situer notre nouvelle structure dans cette grande famille de machines. Nous expliquerons les différents types de double excitation par des schémas de base très simples donnant une idée assez claire du principe utilisé.

Dans le troisième chapitre nous réaliserons l'étude de notre structure. Une description du besoin électrique et une délimitation du cadre de l'étude sont réalisées au préalable. Nous verrons d'abord par une modélisation par éléments finis 2D la capacité de contrôle de flux dans une machine basée sur le principe décrit dans la cellule de base. Par ce même outil nous réaliserons une étude paramétrique dans le but de dimensionner une machine répondant au cahier des charges fixé. Une étude expérimentale s'en suivra pour valider les résultats de calcul et identifier les différentes pertes dans la machine.

Le quatrième chapitre sera consacré à la comparaison de la machine dimensionnée aux machines classiques. Nous avons choisi de commencer par une comparaison de celle-ci à une machine à pôles saillants bobinés pour mettre au clair l'intérêt de la double excitation. La deuxième comparaison sera faite par rapport à une structure à griffes à aimant inter-polaires. Cette dernière sera dimensionnée dans le même encombrement total de notre structure à double excitation. Nous utiliserons pour ce dimensionnement un modèle reluctant avec lequel nous optimiserons le flux à vide. Le but recherché étant de garantir le meilleur débit pour cette structure. La comparaison des ces deux machines portera sur le débit maximal de celles-ci ainsi que sur leur rendement en pleine charges et pour des charges partielles.

Le cinquième chapitre se veut une projection vers les futures attentes du monde automobiles de ce que seraient les machines électriques embarquées. Nous verrons que pour des raisons de réduction de consommation de carburant la machine électrique se verra attribuer d'autres fonctions. Dans des architectures automobiles différentes et variées, elle servira d'assistance au moteur thermique en plus de sa fonction de génération d'électricité. Les cahiers de charges des machines évolueront par conséquent, et les structures répondant à ces derniers probablement.

Chapitre I :

Contexte général de l'étude

I. 1. Demande d'énergie électrique à bord des véhicules

La consommation d'énergie électrique à bord des véhicules automobiles ne cesse d'augmenter ces dernières années, on estime son taux de croissance annuel à 5 % [M1]. On parle du concept de More Electric Cars (MEC) et on verra peut être à l'avenir le Cyber-car (voiture totalement robotisée). La figure I.1.1 montre l'évolution de la demande en énergie électrique depuis 1920 et l'estimation de celle-ci pour les années à venir.

La pénétration et la croissance de l'électronique embarquée, en moyenne 7% par an selon 'Strategy Analytics' [S1], et de la mécatronique dans le monde de l'automobile fait que de nombreux modules électroniques, de sous-systèmes et d'actionneurs électromécaniques [P2] voient le jour constamment. Un mouvement qui sera tiré vers le haut par la généralisation des technologies « X-By-Wire », c'est-à-dire par le remplacement des traditionnelles liaisons mécaniques et hydrauliques entre le conducteur et les mécanismes par des commandes purement électriques vers des actionneurs électromécaniques. La puissance des auxiliaires électriques, est ainsi, en croissance régulière estimée à 150W par an [F].

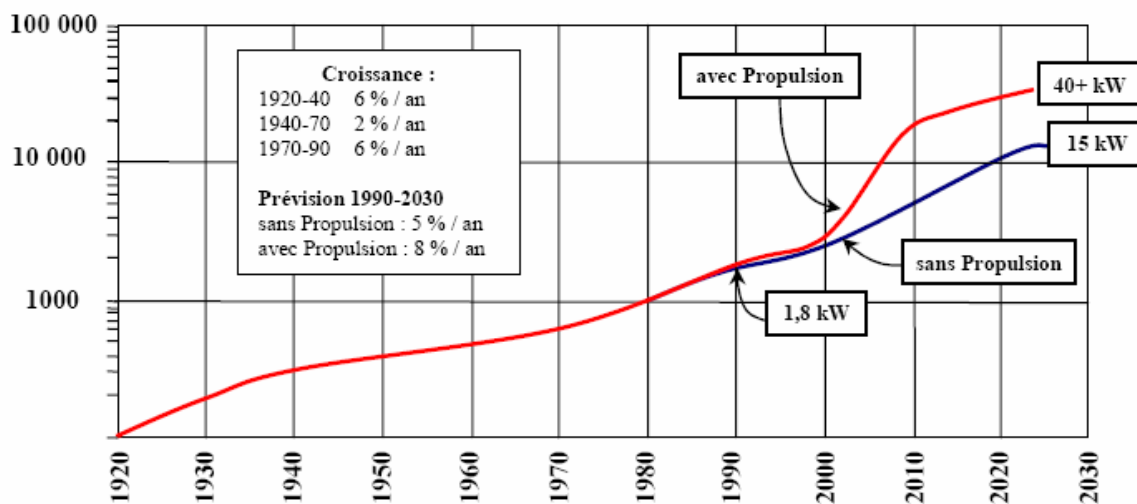


Fig. I.1.1 : Evolution de la consommation électrique à bord des véhicules
(Source SAE: Society of Automotive Engineers)

Cette augmentation incessante répond à des besoins de sécurité, d'aide à la conduite, d'amélioration du confort et d'efficacité du groupe motopulseur à bord des véhicules.

En terme de sécurité, notamment la sécurité active, de nombreux dispositifs électriques d'aide à la conduite intelligents sont mis ou vont être mis au point. Ils permettent un meilleur contrôle du véhicule, une surveillance de l'environnement de celui-ci et le déclenchement d'actions correctives. On appelle cela communément le e-safety. Parmi les dispositifs les plus connus on peut citer ; l'ABS (Antiblock Brake

System) permettant d'éviter le blocage des roues au freinage et plus récemment l'EBD (Electronic Brake force Distribution) assurant une distribution idéale de la force de freinage entre les roues, ou encore l'EMB (Electromechanical Brake)[P1] les freins électromécaniques, le BA (Brake Assist), un amplificateur de pression de freinage en cas de freinage d'urgence, l'ESP (Electronic stability program) ce dispositif électronique assure le contrôle de la trajectoire du véhicule. Et dans la technologie X-by-wire nous pouvons citer le freinage totalement électronique (Brake-by-wire) et le Steer-by-wire présent dans la plupart des véhicules démonstrateurs actuels, où la colonne de direction entre le volant et les roues est totalement supprimée. Certains moteurs comme celui de la direction assistée électrique EPS (Electric Power Steering) peuvent consommer jusqu'à 1 kW.

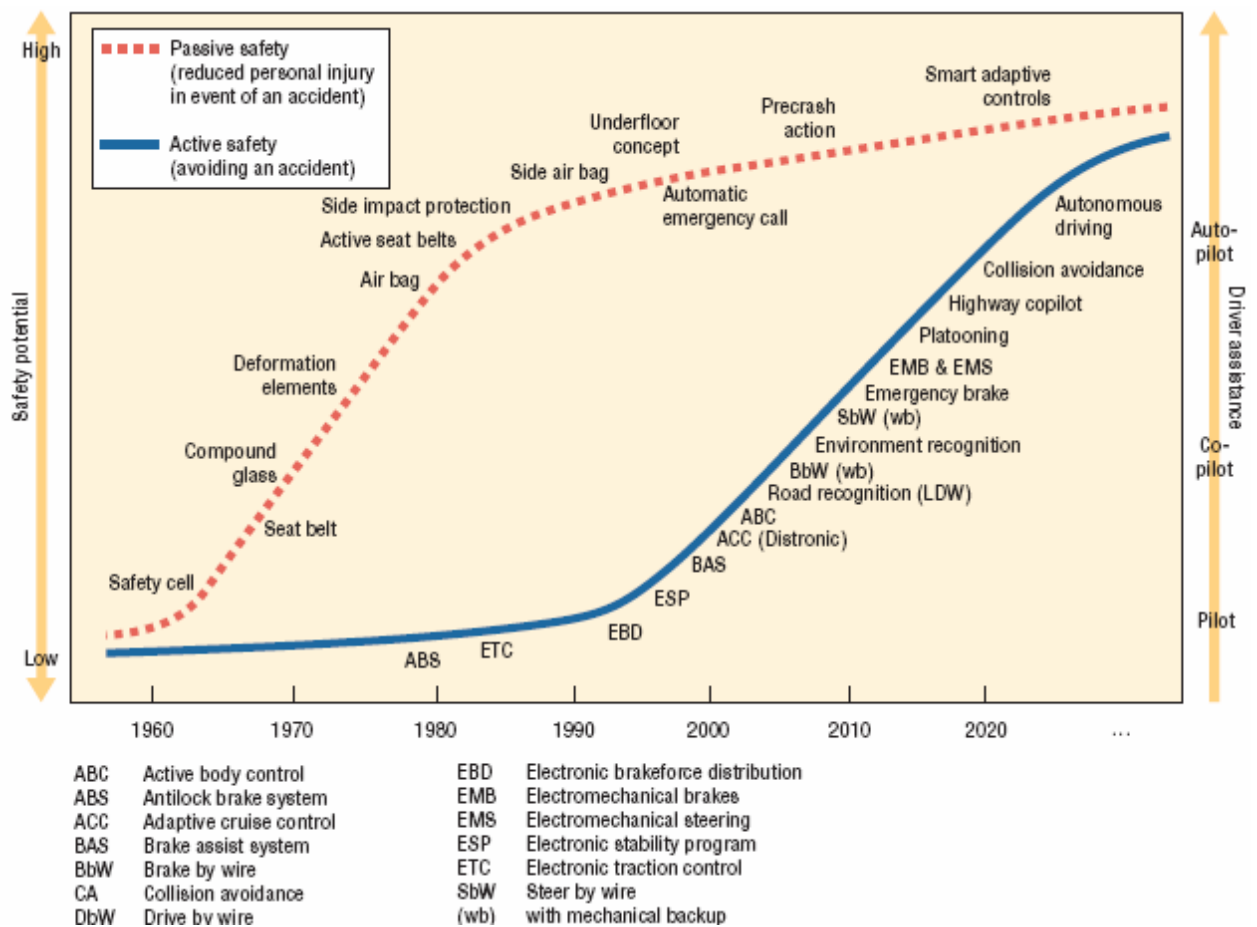


Fig.I.1.2 : Dispositifs Passés et futurs de sécurité active et passive sur un véhicule.

En matière de confort, L'habitacle des voitures s'est vu transformé ces dernières années en un véritable cockpit d'avion, tant sur le plan d'équipements électroniques (ordinateur de bord, multimédia et GPS) que sur le plan esthétique et ergonomique. Plusieurs actionneurs électriques de systèmes ouvrants sont installés dans le véhicule (lèves vitres, toit ouvrant électrique, coffre à ouverture automatique). Le réglage des sièges s'effectue de la même manière automatiquement par des petits actionneurs installés pour le besoin. Des

modules électriques basés sur les thermistances CTP (Coefficient de Température Positif) ont vu leur apparition pour chauffer rapidement, en début de journée ou lors des déplacements en ville, les sièges et le compartiment passager, ces modules sont gourmands en énergie électrique puisque leur puissance consommée atteint le kilowatt. On peut rajouter à cela les ventilateurs de climatisation qui ont besoin de 500 watts où encore le compresseur de climatisation électrique pour lequel il faut prévoir de 1 à 2 kW.

Le groupe motopropulseur a eu un intérêt particulier ces dernières années, des efforts y ont été consacrés en matière d'innovations pour améliorer son efficacité et réduire la consommation de carburant et les émissions de polluants. Le Clutch-by-wire, à été introduit par Valeo pour remplacer la liaison mécanique entre l'embrayage et la pédale, la pédale est ainsi contrôlée électroniquement par un calculateur (ECU) avec un actionneur faisant fonctionner l'embrayage. En plus des moteurs électriques (GMV) refroidissant le moteur thermique, un système de régulation thermique à contrôle électronique breveté par Valeo, marque une avancée dans le refroidissement moteur. Le système gère et optimise la température du moteur en fonction des différentes conditions de roulage et de charge du moteur. Cela permet un gain de consommation de carburant de 2 à 5%. L'électrification des accessoires de la face avant, notamment de la climatisation, ainsi que des soupapes, apporte un gain en consommation estimé à 13% dans certaines conditions. Les accessoires ainsi électrifiés peuvent être déplacés vers d'autres endroits du groupe motopropulseur et on pourra supprimer, de la sorte, la courroie (Beltless), ceci permettra d'optimiser l'espace sous le capot.

Les puissances citées plus haut ne s'additionnent pas en permanence, bien évidemment, néanmoins nous pensons arriver dans un proche avenir à des demandes de puissances embarquées de l'ordre de 3 à 3,5 kW et sur les véhicules de luxe à des puissances atteignant les 6kW. Nous nous rendons compte de toute l'importance qu'aura l'organe de génération d'énergie électrique qui est l'alternateur.

I. 2. Pollution par les transports et solutions adoptées :

L'opinion publique a pris conscience, ces dernières années, des problèmes liés à la pollution et à la consommation d'énergie, plusieurs conférences mondiales se sont tenues sur ce thème, la plus connue est celle de Kyoto (Japon) en 2000 qui a vu la participation de 160 pays. Le secteur des transports se voit, à chaque fois, pointé du doigt puisqu'il se taille une part considérable de la consommation énergétique (32% de la consommation mondiale) [C1] et contribue largement aux émissions des gaz à effet de serre «GES » (27% des émissions totales) [I3] [O]. Le développement considérable des transports routiers et l'augmentation incessante du parc automobile associés à la croissance du nombre de trajets et leurs distances font que les émissions de GES engendrées par le secteur des transports suivent une tendance

croissante. La figure I.3.1 donne une idée sur les émissions de CO₂ (exprimées en millions de tonnes) des différents secteurs et de leurs évolutions sur dix ans, nous remarquons que le secteur des transports est en nette progression et que d'autres, bien au contraire, ont réussi une sensible régression. Ces gaz ont un impact néfaste sur l'environnement planétaire, ils contribuent activement au réchauffement climatique.

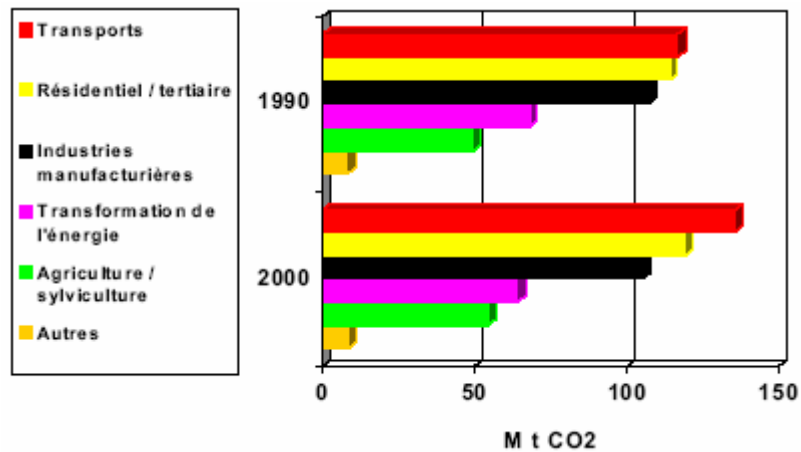


Figure I.2.1 : Evolution des émissions de CO₂ en France par secteur d'activité (Source CITEPA¹)

En plus des gaz à effet de serre, le trafic automobile génère, par la combustion des hydrocarbures, un certain nombre de polluants. Ceux-ci sont à l'origine de la pollution urbaine. Les deux photos de la figure I.3.1, prises dans la capitale parisienne en juin 2004, illustrent bien la pollution locale due aux gaz d'échappement des voitures [C2].



Paris, 14 juin 2004, 10 h, indice Atmo « Bon 3 », PM₁₀ : 20 µg/m³



Paris, 9 juin 2004, 10 h, indice Atmo « Mauvais 7 », PM10 : 80 $\mu\text{g}/\text{m}^3$

Figure I.2.2 : Illustration de la pollution urbaine
(Source Airparif)

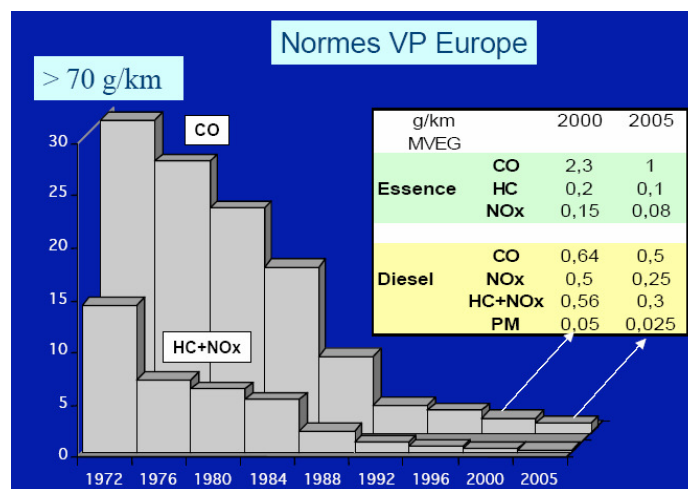


Figure I.2.3 : Evolution des normes anti-pollution européenne (limites d'émissions des véhicules automobiles)

Nombres de ces polluants font l'objet de réglementation : il s'agit en particuliers du monoxyde de carbone (CO), des oxydes d'azote (NO et NO_x), le dioxyde de soufre (SO₂), les hydrocarbures imbrûlés (HC ou COV) et les particules (PM). Le secteur des transports tient, là aussi, les premiers rôles puisque en France 64 % du CO, 69 % des NO_x, 49 % des émissions de COV (composés organiques volatiles) et 33% des particules en suspension lui sont imputables [A1]. Afin de résoudre ces problèmes, les normes anti-pollutions, en Europe et aux USA, ont connu des restrictions successives, ainsi les limites d'émissions des polluants (CO, NO_x, HC et PM) ont été réduites dans un facteur 10 à 100 en quelques décennies (figure I.3.3). Des progrès considérables ont été réalisés dans ce domaine, grâce notamment aux systèmes de post-traitement catalytique des polluants (catalyse trois voies) et au procédé de combustion diesel NADI (Narrow Angle Direct Injection) [P3]. On a effectivement assisté à une diminution des rejets de polluants atmosphériques au cours de la dernière décennie et les projections indiquent que les émissions vont encore continuer à baisser (figure I.3.4). De nouvelles techniques encore au stade exploratoire, particulièrement le

système de dépollution par plasma froid [P1],.

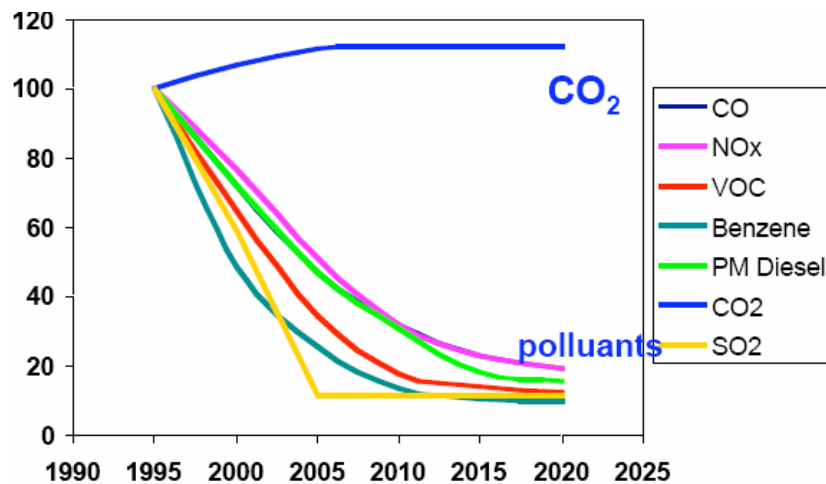


Figure I.2.4 : Emissions européennes de polluants, base 100 en 1995
(Source commission européenne)

La figure I.3.4 montre cependant que les émissions de CO₂ n'ont pas suivi la même tendance que celle des polluants. Le CO₂ est en effet un indicateur de la consommation de carburant. Celle-ci, comme nous l'avons vu, augmente globalement avec la croissance du parc automobile et du trafic routier et de manière intrinsèque avec l'augmentation de l'énergie électrique installée à bord des véhicules pour les besoins de confort et de sécurité.

Là aussi la commission européenne c'est engagée, dans le cadre de l'accord de Kyoto, à réduire les émissions de CO₂ de 8% entre 1990 et 2012. Ce qu'a conduit l'ACEA (Association des Constructeurs Européens d'Automobiles) à s'engager à réduire les émissions des véhicules commercialisés en Europe à 140 g/Km en 2008 soit une réduction de 25% par rapport à 1995 et une réduction supplémentaire à un niveau de 120 g/Km en 2012.

Pour réduire dans de telles proportions les émissions de CO₂ deux voies sont possibles, la première passe par l'utilisation de carburants à faible teneur en carbone (le gaz naturel et les biocarburants), mais ceux-ci ne peuvent pas prétendre à un taux de substitution des carburants d'origine pétrolières supérieur à quelques pourcent. La seconde consiste en la diminution de la consommation de carburant elle-même. Des progrès ont été enregistrés dans ce domaine (figure I.3.5) grâce notamment à la « diésélisation » [J1] et à l'amélioration du rendement des moteurs à essence et diesel. Les objectifs tracés sont jusque là atteints, toutefois une crainte de ne pas honorer l'échéance de 2008 persiste si l'on se réfère aux derniers résultats enregistrés (2 grammes de réduction de 2001 à 2004 en France selon l'ADEME [N]).

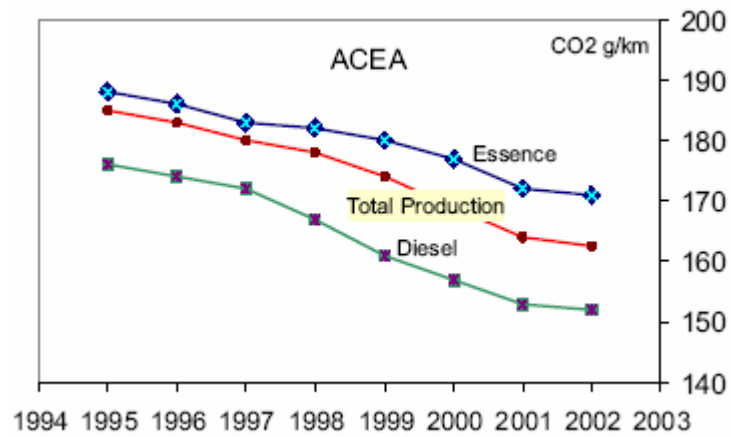


Figure I.2.5 : Evolution des émissions moyennes de CO₂ du parc automobile européen (Source ACEA)

D'autres voies sont explorées pour atteindre les objectifs préconisés. Outre la voiture électrique permettant un fonctionnement sans émissions (ZEV) présentant, néanmoins, un inconvénient majeur, celui de son autonomie réduite et en attendant le développement des véhicules à pile à combustibles [J3], les véhicules hybrides connaissent un gain d'intérêt prononcé ces dernières années [J2]. En attendant, ce qui est faisable dans l'urgence est l'amélioration du rendement des alternateurs, nous pouvons voir dans ce qui suit que l'amélioration du rendement de ces derniers peut réduire de manière significative la consommation de carburant, donc les émissions de CO

I. 3. Influence de l'alternateur sur la consommation de carburant et les émissions de CO₂

La consommation électrique à bord du véhicule se traduit directement par une consommation de puissance mécanique par l'alternateur sur le vilebrequin via la poulie. Il apparaît évident que la consommation de carburant du moteur thermique augmentera suite à cette demande croissante d'énergie électrique. La question qui se pose actuellement est de traduire la puissance électrique fournie par l'alternateur en litres d'essence brûlés dans les cylindres et de déterminer par là l'impact qu'aurait le rendement de l'alternateur sur cette consommation de carburant.

Une étude expérimentale suivie de calculs par simulations [I1] a été menée par l'INRETS (Institut National de Recherche sur les Transports et leur Sécurité) en collaboration avec Valeo pour déterminer l'influence de l'alternateur et de la climatisation sur la consommation de carburant et l'émission de CO₂.

Deux types de véhicules ont été équipés d'enregistreurs et expérimentés dans des conditions réelles selon des critères retenus (régions, saisons, profil d'usage des conducteurs). Des cycles de conduite, en tout 18 (9 pour chaque véhicule), intégrant l'usage des véhicules (vitesses, accélérations) et l'usage des auxiliaires, ont par conséquent été mis au point afin de calculer par simulations leur consommation de

carburant et l'émission de CO₂. Il a été constaté par ailleurs sur les données de cartographie des moteurs thermiques qu'il existe un rapport constant entre l'émission de CO₂ et la consommation de carburant, ce rapport nous rappelle un nombre bien connu :

$$\text{Masse de CO}_2 \approx 3,14 \times \text{Masse de carburant.}$$

Ainsi les émissions de CO₂ sont directement corrélées à la masse de carburant brûlé.

Cette étude a montré que les gains sur les rendements de l'alternateur autorisant une réduction de la puissance mécanique absorbée, de l'ordre 10 %, n'ont pas un impact considérable sur la consommation du véhicule. Les puissances mises en jeu sont en moyenne relativement faibles et l'impact de l'optimisation de l'alternateur sur la consommation et l'émission de CO₂ des voitures étudiées est par conséquent faible : 0,03 l/100 Km et 0,9 g/Km de CO₂ pour le véhicule diesel et 0,09 l/100 Km et 2,1 g/Km de CO₂ pour le véhicule essence. Mais cet impact pourrait aller en augmentant si l'on considère l'augmentation future de la demande en énergie électrique ou la diminution de la puissance des moteurs (downsizing).

Il est à préciser que durant cette campagne d'essais, la consommation moyenne en énergie électrique enregistrée était d'environ 400 W, c'est-à-dire 30 A sous 13,5 V.

Pour avoir une projection sur l'évolution de la consommation de carburant et pour mener une étude théorique prévisionnelle, Valeo a développé un logiciel servant à estimer la consommation véhicule suivant différents types de configurations : différents cycles normalisés (MVEG, ARTEMIS,...), différents véhicules, prenant en compte les différents consommateurs (la climatisation, la pompe à eau, la pompe à l'huile, la direction assistée et la distribution) certains d'entre eux pouvant être mécaniques ou électriques.

A l'aide de ce logiciel nous tenterons d'approcher le rapport entre la puissance électrique consommée et le volume de carburant brûlé. Il est clair, on l'a vu plus haut, que plusieurs paramètres influent sur ce rapport (motorisation, vitesses, accélérations, rajout d'auxiliaires, ...) et il n'est pas aisé d'établir une relation unique entre les kW électriques et les litres de carburant associés.

Pour ce faire, prenons un alternateur sur lequel nous imposons un rendement constant de 60% sur toute la plage de vitesse et quel que soit son débit, choisissons un véhicule équipé, par exemple, d'un moteur 2,2L HDI, un cycle normalisé, dans notre cas le cycle MVEG, fixons une configuration d'utilisation des auxiliaires et faisons varier le courant électrique moyen demandé par le véhicule de 20A à 200A. Les simulations montrent que dans ce cas de figure le kW électrique se traduit en moyenne par une consommation de 2 l/100 Km de carburant ; le passage de 30 A consommé en moyenne actuellement [I1] à

100 A à l'avenir se payerait, si aucun changement n'est entrepris, par 2 litres de carburant en plus pour chaque centaine de kilomètres parcourus, soit une augmentation de 30 %. Et si l'on exprime ceci en émissions de CO₂, ça serait 51,2 g/Km de plus lâchés dans l'atmosphère.

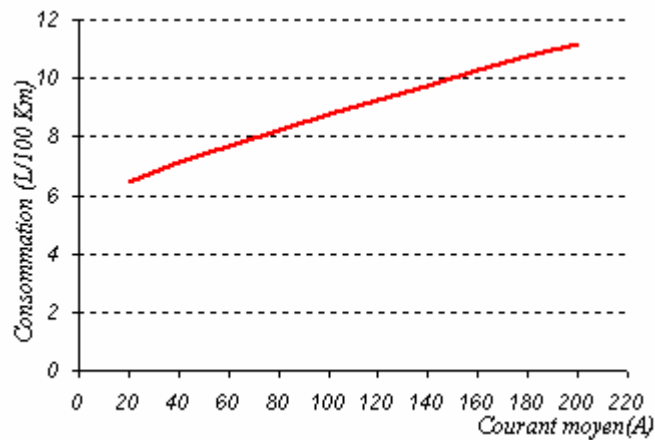


Figure I. 3.1 : Evolution de la consommation de carburant avec l'évolution de la demande en énergie électrique

La figure I.2.1 montre l'évolution croissante de la consommation de carburant suite à l'augmentation du courant demandé à bord du véhicule. La courbe présente une pente croissante de 0,026 l/ A.100 Km.

Etat	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
<i>I</i> moyen (A)	20	40	60	80	100	120	140	160	180	200
Consommation (l/100Km)	6,48	7,12	7,71	8,26	8,79	9,27	9,76	10,27	10,75	11,18
Δ consmmation: <i>Etat</i> (i+1)- <i>Etat</i> (i)	-	0,64	0,60	0,55	0,53	0,49	0,48	0,51	0,48	0,43

Tableau I.3.1 : Evolution de la consommation de carburant avec l'évolution de la demande en énergie électrique

Nous remarquons sur le tableau I.2.1 que la surconsommation de carburant suite à une demande de courant de 20 A de plus n'est pas toujours la même, elle se traduit par 0,64 l/100 Km si l'on passe de 20 A à 40 A, et par 0,53 l/100 Km si le passage est de 80 A à 100 A. Ceci s'explique par le fait que la puissance mécanique correspondante est prélevée dans des zones de rendements différents de l'espace couple/vitesse du moteur thermique.

Une étude plus large, avec le même logiciel, prenant en compte les cartographies réelles des alternateurs, sur plusieurs alternateurs de gammes et de rendements différents, montre aussi qu'en moyenne 2 litres/100 Km de carburant est le tarif nécessaire pour produire 1 kW d'énergie électrique sur le même cycle avec le même véhicule. Un rapport de l'INRETS [I2] montre également que la surconsommation engendrée par l'ajout d'auxiliaires consommant 1 kW électrique peut atteindre 1,9 l/100 Km sur le cycle Hyzemurbain

(Annexe B) avec un moteur sous dimensionné de 10 kW, les auxiliaires étant alimentés par un alternateur de rendement moyen égal à 50 %.

Il est à ce stade intéressant d'évaluer l'impact de l'amélioration du rendement des alternateurs sur la consommation de carburant, celle-ci devenant à notre avis très inquiétante.

Rendement	Demande de courant		
	I=30 A	I=105 A	I=150 A
60%	6,80	8,88	10,01
70%	6,66	8,50	9,48
80%	6,56	8,21	9,09
90%	6,48	7,97	8,78

	Demande de courant		
	I=30 A	I=105 A	I=150 A
60% ► 70%	0,14	0,38	0,53
70% ► 80%	0,10	0,30	0,39
80% ► 90%	0,08	0,24	0,31

Tableau I.3.2 : Consommation en l/100 Km

Tableau I.3.3 : Gain en consommation en l/100 Km

Prenons l'exemple précédent et faisons varier le rendement de l'alternateur en l'augmentant de 10 points à chaque fois. Les tableaux I.2.2 et I.2.3 donnent les consommations en l/100 Km en fonction du rendement pour des demandes de courant moyennes de 30 A, 105 A et 150 A ainsi que les gains en consommation.

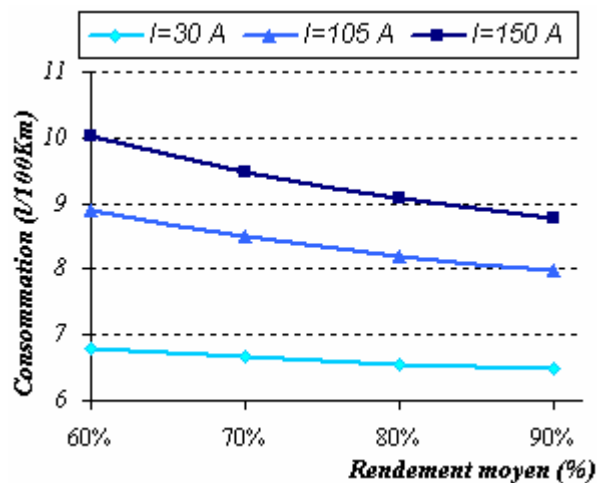


Figure I.3.2 : Evolution de la consommation en fonction du rendement de l'alternateur

Nous remarquons, comme l'illustre bien la figure I.2.2, que l'optimisation du rendement devient plus significative pour de fortes consommations, la décroissance de la consommation en fonction du rendement est plus accentuée pour les valeurs élevées de courant, ainsi une amélioration du rendement de 10 points entre 60 % et 70 % se traduit par une économie de 0,14 l/100 Km (2 % de la consommation totale) si la demande de courant est de 30 A, alors qu'elle atteint 0,38 l/100 Km (4,3 % de la consommation totale) si la demande passe à 105 A. Et si l'on exprime ceci en grammes de CO₂ par kilomètre, les 10 points de rendements se traduiraient par 3,6 g/Km de CO₂ de moins pour une consommation moyenne de courant de

30 A, tandis que pour un débit moyen de 105 A que cette valeur s'élèvera à 9,7 g/Km.

Il est à signaler aussi qu'un accroissement du rendement de 10 points n'aura pas toujours les mêmes conséquences en terme de réduction de consommation, cela dépend du point de départ. Cela est visible sur le tableau I.2.3 où l'on voit que le passage d'un rendement de 60% à un rendement de 70 % est accompagné d'une baisse de consommation de 0,14 l/100 Km pour un courant moyen de 30 A, alors que pour le même débit, la baisse de consommation n'est que de 0,08 l/100 Km si l'augmentation du rendement s'était effectuée de 80 % à 90 %.

Nous avons vu plus en haut que le kW électrique se traduit par une consommation de 2 l/100 Km de carburant et l'émission de 53,5 g/Km de CO₂, pour un véhicule diesel équipé d'un alternateur de rendement moyen de 60 %. L'exercice précédent nous a permis d'évaluer l'impact de l'amélioration du rendement de ce dernier sur le coût du même kW. Le tableau I.2.4 montre que le coût du kW baisse sensiblement en fonction du gain en rendement, le rapport entre la décroissance de ce coût et les points de rendement est d'environ un. Ainsi dix points de rendement se ressentent en moyenne par 10% de consommation en mois. En absolu les 10 points de rendement se chiffrent par 0,2 l/100 Km de carburant (5,1 g/Km de CO₂) en moins pour produire 1 kW électrique à bord du véhicule.

Etat	1	2	3	4
Rendement de l'alternateur	60%	70%	80%	90%
Consommation en l/100Km pour 1kW électrique	2,09	1,84	1,65	1,5
Reduction de la consommation (Etat(i)/Etat(1))	-	12%	21%	28%

Tableau I.3.4 : Impact du rendement de l'alternateur sur la consommation en l/100 Km

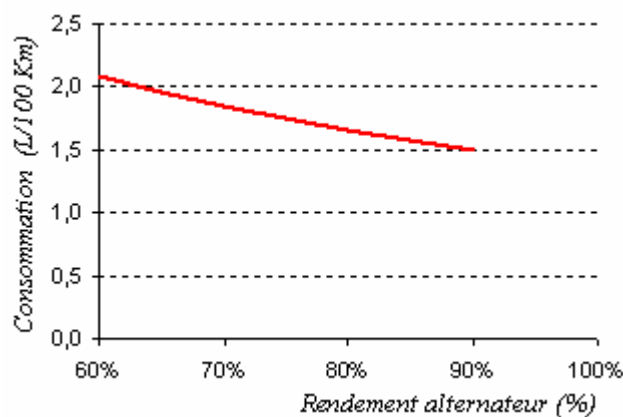


Figure I.3.2 : Evolution de le consommation de carburant pour 1kW électrique en fonction du rendement de l'alternateur

La même étude menée sur un véhicule essence ayant un moteur de 3L de cylindrée, montre que le prix

du kW électrique est plus cher puisque il avoisinera les 3 l/100Km et que l'amélioration du rendement, de la même manière c'est-à-dire de 60 % à 70 %, produit en relatif les mêmes gains en consommation ; 2 % de la consommation totale si la demande électrique est de 30 A et 4,6 % si celle-ci passe à 105A. Ce qui, en absolu, est équivalent à 0,19 l/100 Km (4,3 g/Km de CO₂) pour un courant moyen de 30A et 0,58 l/100 Km (13,2 g/Km de CO₂).

Rendement	Demande de courant		
	I=30 A	I=105 A	I=150 A
60%	9,20	12,34	14,01
70%	9,01	11,76	13,23
60% ► 70%	0,19	0,58	0,78

Tableau I.3.3 : Consommation et gain en l/100 Km pour un véhicule essence

Ainsi, Il apparaît très clair, que ce soit pour le véhicule diesel ou de manière encore plus prononcée pour le véhicule essence, que les besoins de confort et de sécurité, amenant à des puissances électriques élevées, seront suivis par une nette augmentation de la consommation. Et Il est à notre avis judicieux lors du développement d'alternateurs répondant à ces besoins de faire l'effort nécessaire sur l'aspect rendement.

I.4. Conclusion

Nous avons vu dans ce chapitre que l'électricité n'est plus un vain mot dans le monde de l'automobile. Elle y joue et elle y jouera davantage un rôle très important. Le confort, la sécurité et l'agrément de conduite sont les maîtres mots aujourd'hui et ce sont les moteurs d'une demande de plus en plus accrue d'énergie électrique. L'alternateur, qui auparavant répondait à des besoins de l'ordre de 800 W à 1000 W, se voit aujourd'hui beaucoup plus sollicité. On assiste, de nos jours, à des demandes de puissance électrique, de la part des constructeurs automobiles, atteignant les 3 kW. Les futures demandes seront certainement plus grandes. Nous avons vu aussi que l'accroissement de l'énergie électrique se paye directement par une surconsommation de carburant. Elle est de l'ordre de 2 L/100 Km pour 1 kW si l'on garde les rendements actuels, ceci dans une conjoncture où la consommation de carburant est sévèrement contrôlée.

Pour un équipementier comme Valeo, répondant aux besoins alternateurs actuels avec la légendaire machine à griffes, il est primordial et même vital de remettre perpétuellement au goût du jour l'étude des structures électrotechniques avec l'évolution des cahiers des charges est des contraintes des constructeurs automobiles.

Le besoin en alternateur de forte puissance, pousse à étudier des structures qui peuvent fonctionner avec

un simple pont à diodes. Cela est justifié, surtout pour un industriel, par un souci de coût de la machine, de standardisation et de minimisation des coûts d'investissements. Il est clair que la machine à aimants permanents est très bien positionnée, du moins par sa puissance volumique. Cependant la nécessité pour cette dernière de toujours traîner le redresseur commandable en fait une machine chère pour les applications alternateur pour automobile. C'est pour cette raison que l'on pense qu'une structure hybride, c'est à dire à excitation bobinée et à aimants, se prêterai bien au jeu car pouvant bien fonctionner avec un simple pont à diodes à condition que les performances suivent et soient satisfaisantes.

Bibliographie :

[A1]: http://www.ademe.fr/bretagne/actions_phares/air/actions.asp

[C1] : Comité Interministériel pour les Véhicules Propres « Etat des filières de véhicules propres et impact des politiques publiques d'accompagnement », juin 2003

[C2] : C. Cabal, C. Catignol « Rapport sur la définition et les implications du concept de voiture propre » Rapport parlementaire, Office parlementaire d'évaluation des choix scientifiques et technologiques, Décembre 2005

[F]: R. Frank-Randy Frank & Associates, Ltd «The Balance of Power ». Automotive Engineering International. October 2003, P86-89

[I1] : J.P. Roumégoux, M.André, R. Vidon, P.Perret, P.Tassel « Consommation de carburant et émissions de CO₂ des auxiliaires : Climatisation et Alternateur, impact des optimisation ». Prédit VALEO- INRETS, Rapport INRETS-LTE n°0428, décembre 2004

[I3]: Institut Français de l'Environnement. Les émissions de gaz à effet de serre par secteur en France, 2004. <http://www.ifen.fr/dee2003/effetdeserre3.html>

[J1]: Journal «Le Monde » du 13/09/2005, pp 6, « Le diesel reste la clé pour réduire les émissions de CO₂».

[J2]: Journal «Le Monde » du 13/09/2005, pp 4, « La flambée du pétrole contraint l'automobile à se réinventer».

[J3]: E.Joly, Tokyo motor show 2003, Ambassade de France au Japon, Service pour la science et la technologie, Janvier 2004.

[M1]:J.M. Miller, P.R. Nicasri "The next generation automotive electrical power system architecture: issues and challenges" IEEE, 1998 pp 15-1, 15-8

[M2]:J.M. Miller, J.G.Kassakian, N.Traub «Automotive electronics power up » IEEE Spectr., Vol.37, pp 34-39, May 2000.

[N]: http://www.notre-planete.info/actualites/actu_563.php

[O] : Office parlementaire d'évaluation des choix scientifiques et technologiques « Rapport sur la définition et les implications du concept de voiture propre », Sénat N° 125, Assemblée Nationale N°2757, Décembre 2005

[P1] : PSA Peugeot Citroën. Dossier de presse ,28 Novembre 2001.

[P2]: C.Peter Cho, W.Wylam, R.Johnston - Delco Remy International « the integrated starter alternator damper, the first step toward hybrid electric vehicle » (paper 2000-01-1571), Future Car Congress, Arlington Va, Etats-Unis, Avril 2000

[P3]: P.Pinchon "Futures evolutions des motorisation dans l'automobile" , L'automobile du future : les technologies de l'IFP – 6 mai 2004

[S1]: <http://www.srtategyanalytics.net>

[S2] : J.Scordia – Cifre Valeo-INRETS, « Approche systématique de l'optimisation du dimensionnement et de l'élaboration de loi de gestion de l'énergie de véhicules hybrides ». Thèse de Doctorat, UniversitéH.Poincaré-Nancy.Novembre 2004

Chapitre II :
Etat de la l'art des
Structures à double excitation

II.1 Introduction :

Nous allons dans ce chapitre donner un aperçu général de l'état de l'art des machines à double excitation. Nous commencerons d'abord par rappeler l'intérêt qui a poussé les chercheurs et industriels à envisager de pareilles structures. Nous présenterons ensuite les principales familles auxquelles appartiennent les différentes structures, nous y verrons les principes de fonctionnement ainsi que les principaux avantages et inconvénients de celles-ci. Cela nous permettra de situer la structure à double excitation que nous avons choisi pour notre étude dans le panel des structures présentées.

II.2 Intérêt de la double excitation.

L'utilisation des aimants permanents dans les machines électriques permet d'augmenter significativement leur rendement et surtout de réduire leur taille, autrement dit d'accroître leur puissance et couple massiques. C'est ainsi que les machines à simple excitation à aimants permanents ont gagné leur notoriété et se sont retrouvées les plus utilisées dans les véhicules hybrides. Ces dernières ont surpassé les autres machines électriques sur les critères « performances » et « volume ».

Néanmoins, l'utilisation des aimants permanents comme seule source de flux dans la machine engendre le problème du contrôle de celui-ci, particulièrement pour les applications à large plage de vitesse.

Plusieurs chercheurs ont étudié ce problème sur les machines à aimants. Jahns [J5] introduit la notion de *flux-weakening* ou la réaction magnétique de l'induit est utilisée pour réduire le flux dans l'entrefer sans démagnétiser les aimants. Et afin de pouvoir fonctionner sur une plage de vitesse infinie la machine doit, d'après Lipo et Schiferl [L1], être capable avec un courant nominal de pouvoir annuler le flux dans l'entrefer par le flux du stator. D'autres auteurs, notamment Morimoto et ses collègues [M4], vont décrire les différents modes de fonctionnement, notamment le mode en défluxage, de la machine synchrone à aimants permanents. Cela leur a permis, ainsi qu'à leurs successeurs, d'en tirer les lois de commande de cette machine. Soong et Miller [S3] vont représenter, se basant sur les règles de Morimoto, les machines à aimants sur un plan (flux d'aimant normalisé, rapport de saillance) en fonction des critères de performances et Multon [M6] y ajoute la réaction d'induit qui permet de quantifier la capacité de défluxage des machines.

Nous voyons d'après ces auteurs que la nécessité de défluxage s'impose pour les machines à aimants permanents et la capacité à être défluxée différencie une machine d'une autre du point de vue performances selon ces classifications. Ce défluxage s'effectue par l'injection au stator d'un courant dans l'axe direct de la machine. Cela est rendu possible par l'introduction et le développement des convertisseurs commandables. Ce courant ne sert pas à la production du couple, par conséquent son énergie est perdue par échauffements dans le

cuire stator [M5]. Ces pertes sont encore plus visibles sur le rendement pour les faibles couples à grandes vitesses. Cela constitue un des inconvénients de l'utilisation des machines à aimants. L'autre inconvénient, particulièrement dans notre cas, est l'impossibilité d'associer cette machine à un convertisseur non commandable pour les applications alternateur débitant sur batterie [V1] et le coût élevé du convertisseur commandable fait que pour de pareilles applications l'association machine à aimants et onduleur est d'emblée évincée.

Afin de garder les avantages de l'utilisation des aimants et pour pouvoir remédier au problème du contrôle du flux, plusieurs chercheurs ont imaginé des structures dites à double excitation [A3] [A4] [K] [M7] [L2] [L3] [S3] [S4] [W1]. Le flux dans de telles structures est créé par deux sources d'excitation différentes, la première est à aimants permanents et la seconde est bobinée. Le but recherché ici est l'association des qualités de l'aimant permettant la compacité de la machine et le bon rendement à la possibilité de contrôler le flux par la bobine d'excitation.

II.3 Les différents types de double excitation

Selon l'agencement des deux sources d'excitation, on peut classer celles-ci dans deux grandes catégories : les machines à double excitation série et les machines à double excitation parallèle. La double excitation série est caractérisée par la circulation sur un même trajet du flux de l'aimant et du flux de la bobine d'excitation. Dans la double excitation parallèle ces deux derniers n'empruntent pas toujours le même chemin.

II.3.1 La double excitation série.

Dans ce genre de structure schématisée sur la (fig.II.1) le flux de la bobine d'excitation et celui des aimants empruntent un même chemin. On voit sur cette même figure un prototype réalisé selon ce concept pour une application de traction électrique [H1]. Il s'agit d'une double excitation série bipolaire, on agit simultanément sur le flux des deux pôles.

L'inconvénient majeur de ce genre de structure réside dans le fait que les bobines d'excitation sont magnétiquement en série avec les aimants. Les aimants ayant une perméabilité magnétique proche de celle de l'air, les bobines voient une grande reluctance constituée de l'entrefer mécanique et de l'épaisseur des aimants. De ce fait, leur efficacité dans les deux modes de fonctionnement, défluxage et surexcitation, se trouve réduite comme nous le verrons ultérieurement.

Les bobines d'excitation servant à augmenter ou à diminuer le flux, il faudra donc utiliser une alimentation bidirectionnelle (pont en H) ce qui augmente le coût global. On peut toutefois choisir d'utiliser les bobines

d'excitation uniquement pour le défluxage et les alimenter dans un seul sens (un hacheur série suffit).

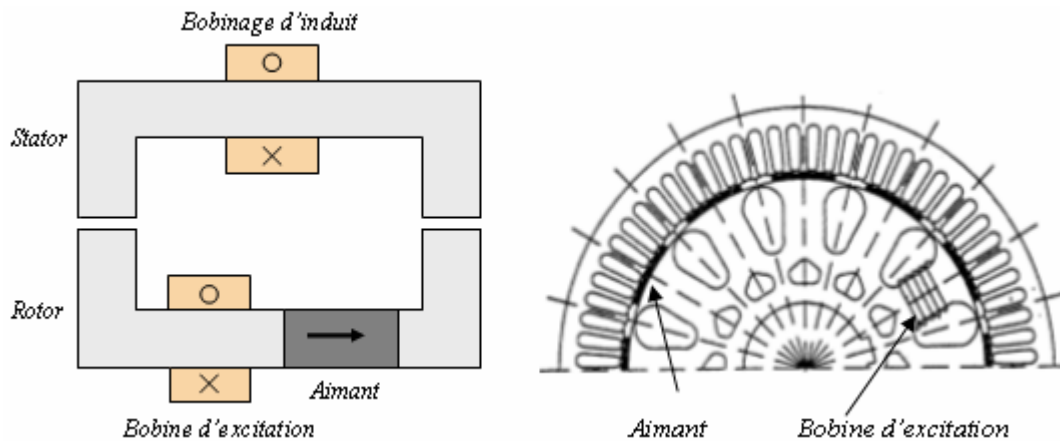


Fig. II.1 : Schéma de principe de la double excitation série et son prototype [H1].

De telles machines exigent beaucoup d'Ampères-tours pour les défluxer et selon la structure choisie le défluxage total devient presque impossible. C'est le cas de la machine représentée sur la figure II.1 dont la section bobinable, dans le cas d'un nombre élevé de paires de pôles, n'est pas suffisante pour pouvoir loger les Ampères-tours nécessaires pour contrer la f.m.m des aimants, sauf si l'on injectait un très fort courant, ceci engendre des pertes Joule élevées donc des conséquences thermiques pouvant être destructrices. De surcroît il existe un risque non négligeable de démagnétisation des aimants si l'on cherche à réduire fortement le flux dans l'entrefer, notamment en fonctionnement en alternateur débitant sur un simple pont à diodes dans les phases ou la consommation du véhicule n'excède pas quelques ampères .

Nous pouvons, par contre, mettre en avant pour cette machine sa particularité de voir une diminution du flux localement dans le stator dans un régime de défluxage, ce qui réduit les pertes fer de la machine. Ceci n'est pas le cas de toutes les machines à double excitation comme nous verrons dans les structures à venir.

II.3.2 La double excitation parallèle.

Contrairement aux machines à double excitation série, dans le cas de la double excitation parallèle les flux créés par les deux sources d'excitation n'empruntent pas tout le temps le même trajet. Surtout dans les phases de défluxage où le flux de la bobine ne vient pas traverser l'aimant dans le sens contraire à son aimantation, ainsi tout risque de démagnétisation des aimants par la bobine d'excitation est éloigné.

Le principe de la double excitation donne aux chercheurs la possibilité d'imaginer différentes structures selon l'agencement des sources d'excitation. Ceux-ci n'ont pas été avarés puisque plusieurs structures on vu le jour. Nous en présentons ici quelque unes, dont la structure que nous étudierons ultérieurement

II.3.2.1 La machine à double excitation parallèle (structure 1) :

Nous pouvons voir sur la figure II.2 le schéma de principe de cette structure à double excitation parallèle.

L'aimant en l'absence de courant d'excitation voit son flux se court-circuiter dans le rotor, de ce fait les bobines du stator ne voient aucun flux les traversant. En injectant un courant dans la bobine du rotor une f.m.m se crée dans le rotor s'opposant à la circulation du flux de l'aimant. L'aimant et la bobine, dans ce cas, font circuler vers le stator leur flux, celui-ci augmente avec l'augmentation du courant d'excitation jusqu'à saturation du circuit magnétique.

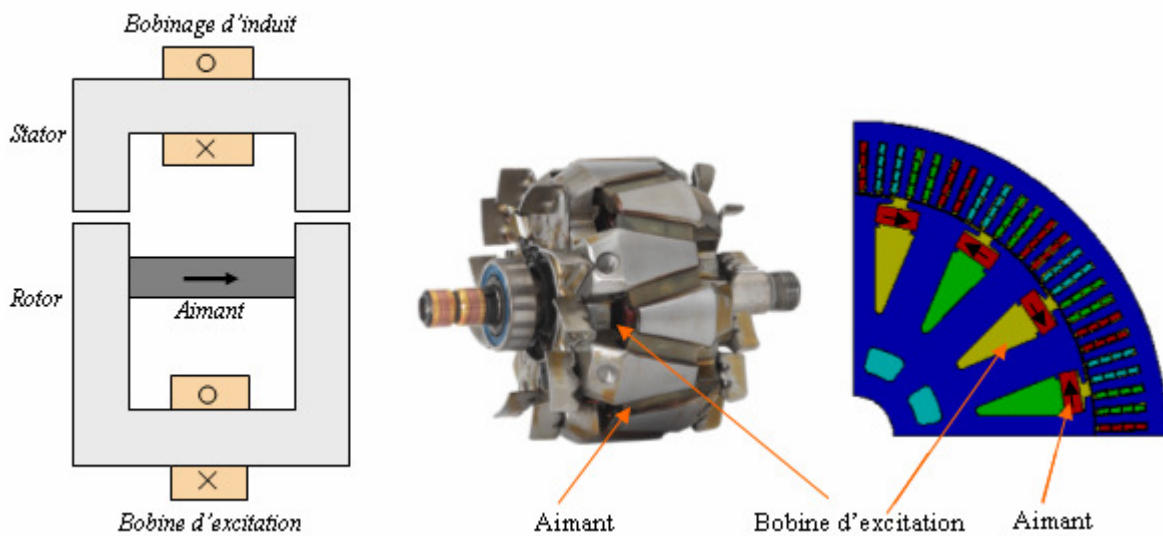


Fig. II.2 : Schéma de principe de la double excitation parallèle (1) et deux de ses prototypes

Sur la figure II.2 sont représentée deux structures se basant sur ce principe, la première, de gauche à droite, est la fameuse machine à griffes avec aimants et la deuxième est une machine à pôles saillants bobinés hybride [M7].

Cette structure de double excitation, dans les deux exemples, présente l'avantage de ne pas nécessiter l'inversion du courant d'excitation pour la défluxer. Une diminution du courant d'excitation suffit pour le réaliser. Pour cela il faudra un dimensionnement délibéré de la zone de fer de telle sorte à véhiculer tout le flux de l'aimant dans le cas d'une excitation nulle. Le flux de fuite vers le stator malgré qu'il soit minime peut engendrer à haute vitesse une fem capable de débiter sur la batterie dans le cas de l'utilisation en alternateur automobile, ce qui n'est pas acceptable par les constructeurs. Dans ce cas cette structure s'apparente plutôt à une machine à excitation bobinée à laquelle sont rajoutés des aimants pour améliorer les performances qu'à une machine à aimants ou le flux de l'aimant est contrôlé par la bobine d'excitation.

On voit bien que le risque de démagnétisation des aimants est écarté dans ce genre de structure et que

dans ce cas aussi la baisse de flux est locale et n'est pas que globale dans le stator en cas de défluxage, il en résulte une baisse des pertes fer en défluxage.

II.3.2.2 La machine à double excitation parallèle (structure 2) :

Le schéma de principe de cette structure est représenté sur la figure II.3 à gauche. Ce principe est basé sur la juxtaposition de deux rotors ; un à aimant et l'autre bobiné. Ces deux rotors sont séparés par une jonction amagnétique et sont placés sous un même bobinage d'induit. La partie du stator en dessus du rotor à aimant voit toujours le flux constant des aimants, l'autre partie voit le flux variable de d'excitation bobinée. Grâce à celle-ci le flux total peut être renforcé ou baissé. Cela requiert une alimentation bidirectionnelle en courant ce qui fait augmenter le prix de l'ensemble machine-convertisseur. On peut utiliser dans ce cas aussi le rotor bobiné uniquement pour le défluxage si l'on veut s'affranchir du pont en H, cela donnerai une machine non optimale du point de vue puissance volumique, surtout si l'on sait que la longueur active du rotor bobiné doit être supérieure à celle du rotor à aimant pour pouvoir produire un flux équivalent.

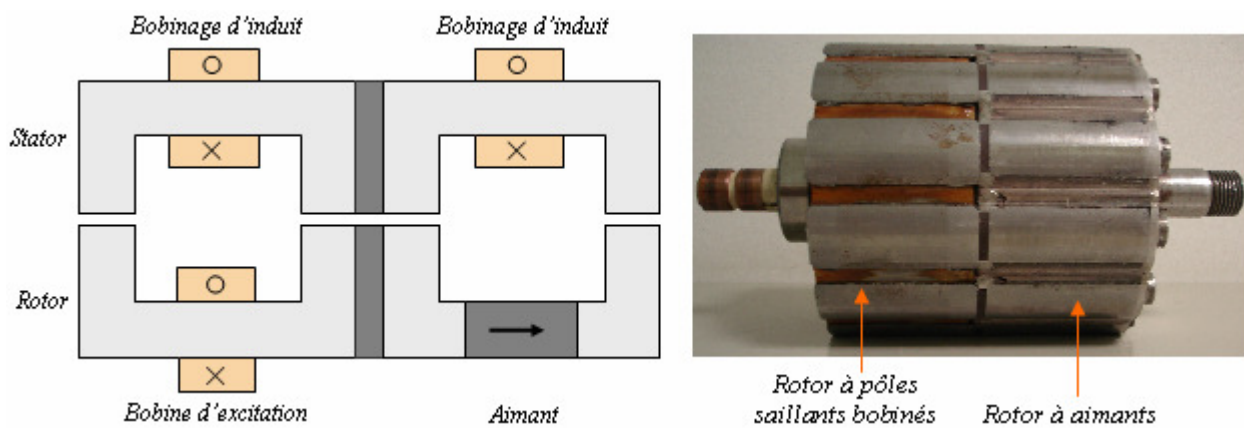


Fig. II.3 : Schéma de principe de la double excitation parallèle (2) et son prototype [S3].

La figure II.3 à droite montre une machine [S3] réalisée sur la base de ce principe, composée d'un rotor à pôles saillants bobinés et d'un rotor à aimant. On peut, bien sur, remplacer le rotor à pôles saillants par un rotor à griffes [K], cela donnerait encore plus de puissance à l'ensemble.

Dans un fonctionnement en régime de défluxage, notamment pour les faibles charges à grande vitesse, cette structure souffre de la baisse de son rendement due à l'existence de pertes fer importunes. En effet, dans ces régimes, malgré la baisse globale du flux dans la machine, il n'en est pas de même au niveau local. Le stator voit deux flux opposés chacun dans sa partie, ceux-ci sont alors maximaux dans le cas d'un défluxage prononcé. Il en résulte des pertes fer élevées à grande vitesse pour une puissance utile très faible.

Il est à noter enfin pour cette structure que le risque de démagnétisation des aimants est exclu car les deux circuits de flux sont séparés.

II.3.2.3 La machine à double excitation parallèle (structure 3) :

La figure II.3 présente le rotor de machine à double excitation développée au « SATiE » [L2] et son schéma de principe simplifié.

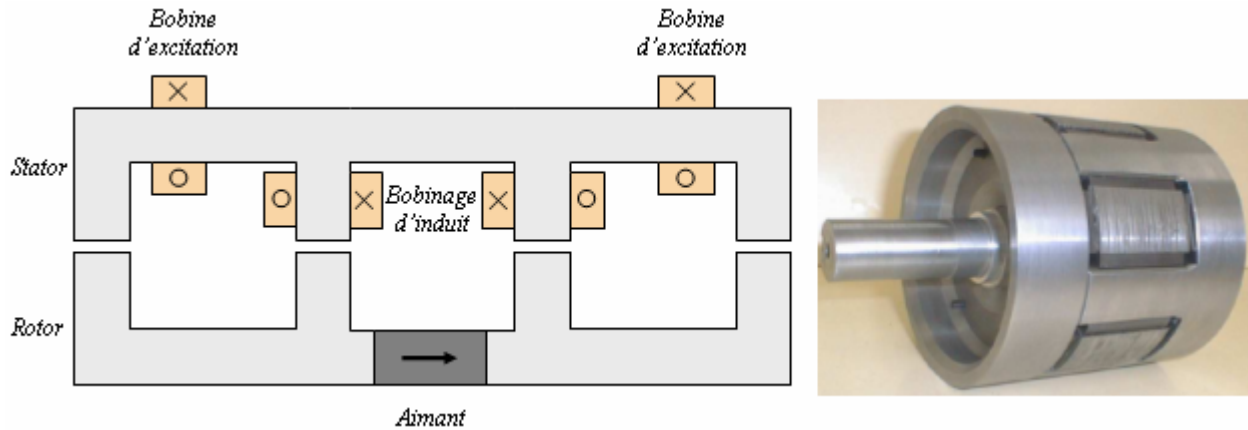


Fig. II.3 : Schéma de principe de la double excitation parallèle (3) et son prototype [L2].

Le principe ici se base sur la réduction ou l'augmentation du flux créé par un rotor à aimants à concentration de flux par le biais de deux bobines excitatrices. Ces bobines sont situées dans ce cas au stator et agissent chacune sur un type pôle, leur flux est véhiculé par des circuits magnétiques pourvus à cet effet autorisant ainsi la suppression des contacts glissants. Le flux d'excitation pour cette structure ne traverse pas l'aimant, donc contrairement à la machine à double excitation série son efficacité est meilleure. Par contre le défluxage reste difficile, car dans ce genre de structures, de surcroît tridimensionnelles, où l'on oppose un flux d'excitation bobinée au flux de l'aimant dans une masse polaire, celui-ci n'est pas capable de l'annuler totalement. Les ampères tours d'excitation peuvent être efficaces au voisinage de la bobine d'excitation et ce n'est pas le cas sur toute la longueur du stator. Le défluxage n'est donc pas total [V2] et il subsiste des zones à induction non nulle donc produisant des pertes fer.

La structure de rotor utilisé dans ce principe est à concentration de flux, utilisant des aimants ferrites. Elle permet de pouvoir opposer le flux créé par l'excitation au flux de l'aimant à travers les masses polaires. Une telle démarche n'est pas possible dans le cas d'un rotor à aimants surfaciques ou enterrés, le flux des bobines sera obligé de traverser les aimants et on retrouve dans ce cas le principe de double excitation série. Il est possible par contre d'utiliser un rotor à aimants enterrés ayant que les aimants du même sens constituant les pôles nord par exemple et pas d'aimants sur les autres pôles, sud pour cet exemple. La double excitation sera

unipolaire est agira sur le flux de la masse polaire par deux bobines en opposition.

A cause de la présence des flasques cette structure doit obligatoirement être refroidie par eau, ces derniers fermant tous accès d'air aux têtes de bobines. Cela rajoute pour le constructeur automobile un circuit d'eau à mettre en place. Et à cause de la présence de ceux-ci aussi le flux des aimants est plus faible que pour une machine possédant le même volume d'aimants [V2].

II.4.2 La machine à double excitation parallèle (structure 4):

Le principe de la double excitation dans ce cas, représentée sur la figure II.3, repose sur la succession d'un pôle bobiné et d'un pôle à aimant sur une cellule élémentaire. Celle-ci contient par conséquent quatre pôles ; un pôle bobiné, un pôle à aimant et deux pôles intermédiaires assurant le retour de flux. Ces derniers sont de signes contraires aux deux autres, on les appellera les « pôles conséquents ». Le flux dans la cellule est la somme des deux flux, celui de l'aimant, quasiment constant, et celui du pôle bobiné, variable dépendant de la valeur du courant et son signe. On arrive ainsi grâce au pôle bobiné à contrôler le flux total dans la machine.

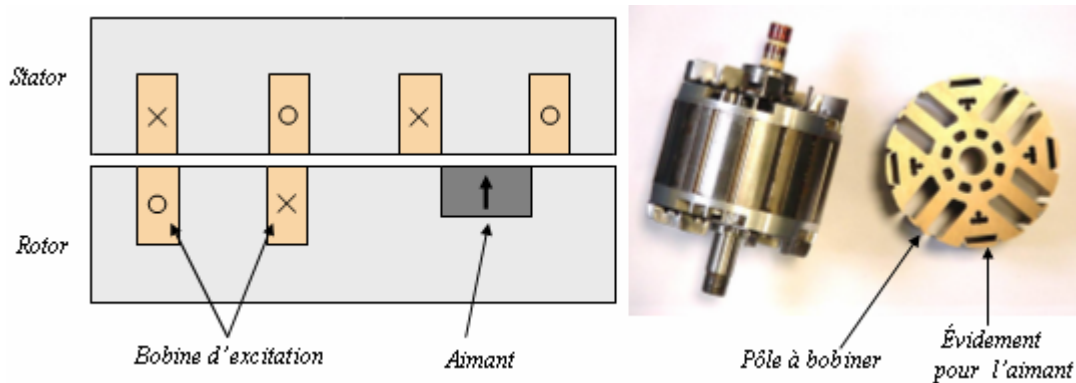


Fig. II.3 : Schéma de principe de la double excitation parallèle (4) et son prototype [A5].

La figure II.3 représente un rotor d'une machine à double excitation [A5] basée sur ce principe.

Afin de mieux comprendre le fonctionnement de cette structure, nous avons réalisé par éléments finis une série de calcul en magnétostatique sur cette cellule de base pour montrer le comportement du flux dans la machine, en variant à chaque fois la valeur du courant d'excitation. Nous présentons ici les différentes configurations et nous évaluerons par un calcul simple et approximatif pour chacune d'elles la valeur du flux total embrassé par les enroulements du stator et nous présenterons au final la courbe du flux à vide en fonction du courant d'excitation sur cet exemple.

Lorsque la bobine d'excitation n'est pas alimentée, le flux dans la structure n'est produit que par l'aimant. La figure II.4 montre les lignes de flux sortant de l'aimant et se rebouclant à travers le pôle bobiné et les deux

autres pôles à droite et à gauche de l'aimant. On se retrouve dans ce cas là au rotor avec une succession d'un pôle nord et de trois pôles sud.

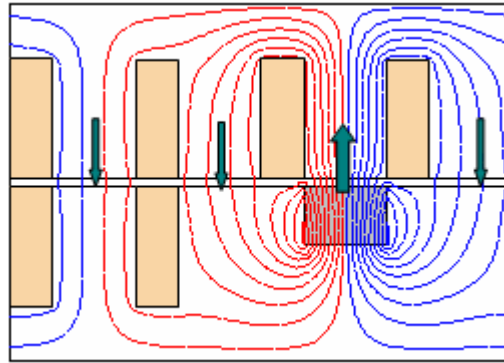


Fig. II.4 : Lignes de flux, sans courant d'excitation

- Remarques : - Les couleurs des lignes de flux renseignent sur le sens de rebouclage des lignes de flux ; les lignes bleues se bouclent dans le sens horaire et les lignes rouges dans le sens antihoraire.
- Dans la cellule au stator sont représentés les enroulements d'une phase.

Dans tous les cas de figure le flux total ϕ_A embrassé par la phase statorique est égal à la somme du flux ϕ_1 vu par la bobine en face de l'aimant et du flux ϕ_2 vu par la bobine en face du pôle bobiné ; $\phi_A = \phi_1 + \phi_2$

Dans ce cas sans excitation, le flux ϕ_1 est égal au flux sortant de l'aimant φ_{aimant} et le flux ϕ_2 est approximativement égal au tiers du flux sortant de l'aimant dans le sens inverse, puisque celui-ci se divise sur les trois pôles sud.

$$\text{On peut donc écrire : } \begin{cases} \varphi_1 = \varphi_{aimant} \\ \varphi_2 \approx -\frac{1}{3} \cdot \varphi_{aimant} \end{cases}$$

Le flux totalisé par la phase A est par conséquent égal dans ce cas à : $\phi_A \cong \frac{2}{3} \cdot \varphi_{aimant}$

L'injection d'un courant dans le sens qu'on appellera positif dans la bobine d'excitation produit dans le pôle bobiné un flux de même signe que celui produit par l'aimant. Les lignes de flux de l'aimant dans ce cas ne se rebouclent qu'à travers les pôles conséquents, il en est de même pour le flux du pôle bobiné. La figure II.5 montre la répartition du flux dans la structure, celle-ci est composée au rotor cette fois-ci d'une succession régulière de deux pôles nord et de deux pôles sud.

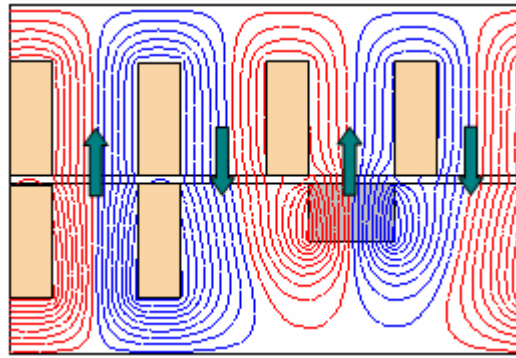


Fig. II.5 : Lignes de flux, avec un courant positif

De la même manière que précédemment, le flux embrassé par une phase statorique est donné par :

$$\phi_A = \phi_1 + \phi_2$$

Avec cette fois-ci, un flux ϕ_2 vu par la bobine en face du pôle bobiné dépendant du courant d'excitation et un flux ϕ_1 toujours égal au flux sortant de l'aimant. Notons que le flux de l'aimant a tendance à baisser (fig.II.8) à cause de la saturation des pôles 'conséquents' avec l'augmentation des ampères tours de la bobine d'excitation.

Nous pouvons donc écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_1 = \phi_{aimant} \\ \phi_2 = f(nI_f) \end{array} \right.$$

Le flux totalisé par une phase est donc égal à : $\phi_A = \phi_{aimant} + f(nI_f)$,

La fonction $f(nI_f)$, représentant le flux de la bobine d'excitation, est une courbe d'aimantation à saturation décalée de « $-\frac{1}{3} \cdot \phi_{aimant}$ » (fig.II.8) car pour un courant nul dans la bobine d'excitation celle-ci voit un flux dans le sens opposé égal approximativement au tiers du flux de l'aimant.

Dans un dimensionnement où la bobine d'excitation produit avec son courant nominal autant de flux que l'aimant, la structure voit son flux passer de $\phi_A \cong \frac{2}{3} \cdot \phi_{aimant}$ à $\phi_A \cong 2 \cdot \phi_{aimant}$ entre un fonctionnement sans excitation et un fonctionnement avec le courant nominal, c'est-à-dire un flux passant du simple au triple, où bien du triple au simple si on parle de défluxage.

Afin de baisser encore plus le flux dans la machine il est nécessaire d'inverser le courant d'excitation dans la bobine rotor, une alimentation bidirectionnelle est donc obligatoire pour cette structure.

L'inversion du courant dans le rotor a comme conséquence la création d'une f.m.m attirant les lignes de

flux de l'aimant dans le pôle bobiné. La figure II.6 représente ce mode de fonctionnement, avec comme on le voit, une grosse partie du flux de l'aimant qui passe par le pôle bobiné. Le risque de démagnétisation des aimants par le courant inverse est totalement écarté dans cette structure, au contraire celui-ci a tendance à produire l'effet inverse comme le montre la courbe de flux de l'aimant sur la figure II.8. Dans cette structure le défluxage ne consiste pas à contrer le flux de l'aimant mais juste à l'aiguiller.

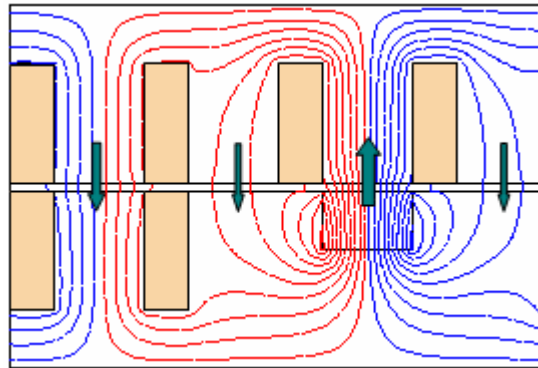


Fig. II.6 : Lignes de flux, avec un courant négatif : défluxage partiel.

Le flux totalisé dans ce cas s'écrit comme dans le cas précédent, sauf que cette fois-ci il s'agit d'une soustraction entre les deux flux. Le flux de la bobine étant négatif vu par la bobine stator. L'expression du flux total est donnée donc par $\phi_A = \phi_{aimant} - f(nI_f)$.

L'annulation complète du flux dans les phases statoriques s'obtient quand toutes les lignes de flux de l'aimant passent à travers le pôle bobiné, comme le montre la figure II.7, sautant ainsi les pôles conséquents. Le nombre de pôles au rotor de la structure dans ce cas là se trouve divisé par deux.

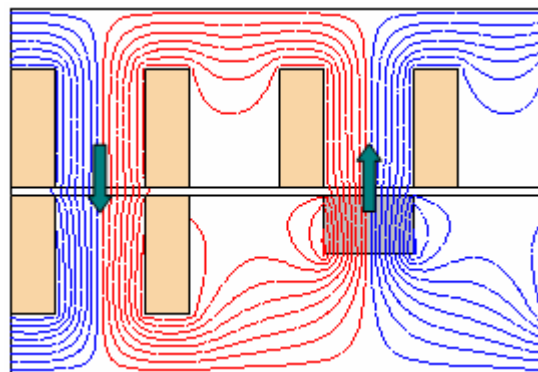


Fig. II.7: Lignes de flux, avec un courant négatif : défluxage total

Le flux de la bobine est égal au flux de l'aimant et de l'équation du flux total embrassé par les phases

statoriques résulte un flux nul.

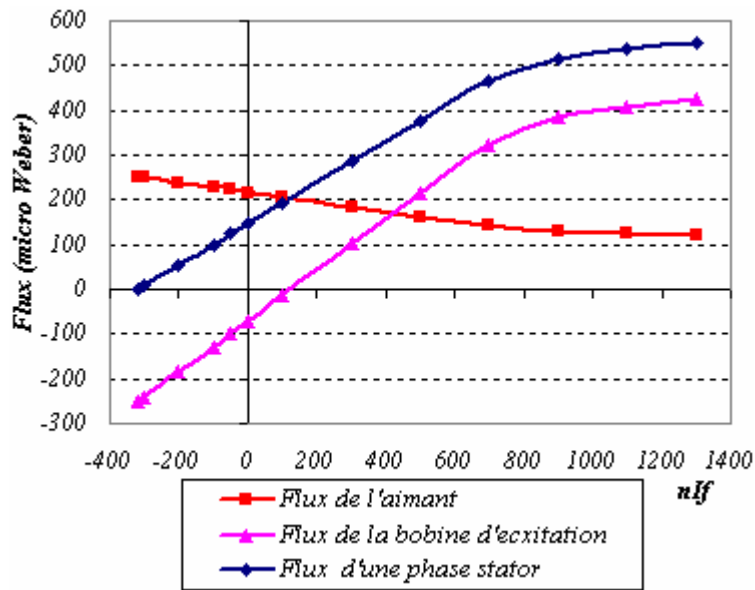


Fig. II.8 : Flux dans la structure en fonction des A-tours rotor, possibilité de défluxage total

Afin de réaliser ce point de fonctionnement, il ne faut pas beaucoup de courant dans le sens inverse puisque sans excitation le flux dans la bobine du rotor est déjà égal au tiers du flux de l'aimant dans le sens inverse. Sur l'exemple que nous avons pris il a suffi de 300 A-tours dans le sens négatif pour défluxer totalement la structure alors que 900 A-tours sont nécessaires pour un fonctionnement à flux maximal.

Nous arrivons donc avec cet agencement de la bobine d'excitation et de l'aimant à contrôler efficacement le flux dans la structure. La figure II.8 montre la courbe de flux à vide en fonction des ampères-tours injectés dans la bobine du rotor. Le flux dans la bobine d'excitation, comme nous l'avons dit plus haut, suit une courbe d'aimantation à saturation décalée du tiers du flux de l'aimant. Nous remarquons, par ailleurs, pour cet exemple, que le flux de l'aimant a beaucoup baissé avec l'augmentation du courant d'excitation. La baisse de flux est de l'ordre de 40 % pour une excitation de 900 A-tours. Il faut dire que sur ce schéma de principe les dimensions ne sont pas optimisées et que nous verrons dans le chapitre suivant, sur la machine optimale, que celle-ci est moindre.

L'inconvénient majeur de cette double excitation est que son défluxage est global et pas local, il en résulte des pertes fer plus ou moins importantes dans cette phase de fonctionnement. En effet, la figure II.7 montre une circulation de flux dans la culasse stator malgré que le flux totalisé soit nul. Nous verrons dans le chapitre suivant quelle conséquence cela pourrait avoir sur le rendement de la machine à grande vitesse et à faible débit. Nous pouvons, par contre, dès à présent dire que, comparativement à la structure (2), les pertes fer dans

cette structure seront faibles. En effet, pour un même nombre de paires de pôles et pour une induction dans la culasse égale dans les deux cas, la structure (4) a l'avantage de voir la fréquence de variation de l'induction dans le stator divisée par deux en mode de fonctionnement en défluxage. Cela a comme conséquence la baisse relative des pertes fer.

Nous avons vu ici que le contrôle du flux pour ce type de double excitation parallèle est efficace et nous avons noté plus haut que ce n'était pas le cas d'une double excitation série. Nous avons choisi pour l'illustrer de comparer par un calcul de flux à vide les deux structures.

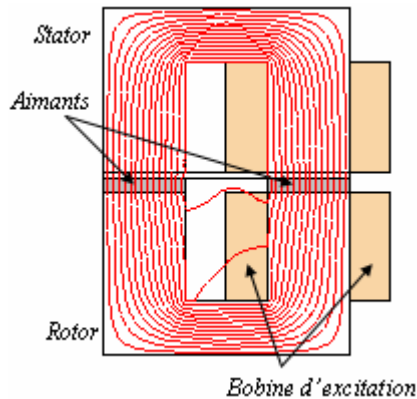


Fig. II.9 : Cellule de double excitation série

Nous avons choisi pour cela la cellule de double excitation série de la figure II.9 sur laquelle les sections du fer et de la fenêtre bobinable sont les mêmes que dans la structure à double excitation parallèle. La même précaution est prise pour la quantité d'aimants et l'épaisseur de l'entrefer afin d'avoir des structures comparables.

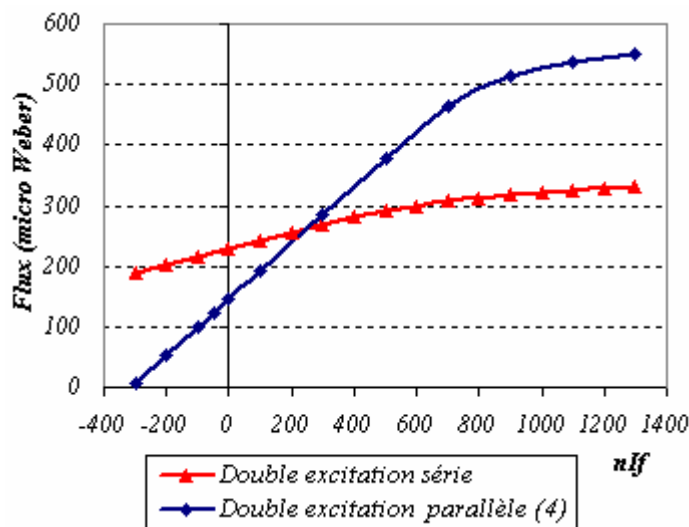


Fig. II.10 : Comparaison des flux à vide des deux structures

La figure II.10 montre les courbes du flux à vide obtenus avec un calcul éléments finis 2D pour les deux structures en fonction des ampères-tours injectés. Il apparaît clairement que l'efficacité de l'excitation bobinée dans le cas la double excitation parallèle est nettement meilleure que celle de la double excitation série, le rapport des mutuelles entre le rotor et le stator dans les deux cas est de 3,5 dans la zone linéaire. On peut voir aussi que le défluxage dans le cas de la double excitation série est nettement plus difficile que pour la double excitation parallèle où une fraction du courant nominal dans le sens inverse suffit pour accomplir un défluxage total.

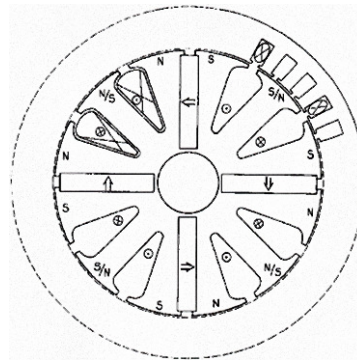


Fig. II.11 : Machine à double excitation parallèle à concentration de flux [A5].

Nous pouvons aussi avoir dans ce genre de double excitation parallèle une structure utilisant des aimants ferrites avec concentration de flux (figure II.11), par contre cette structure souffre d'un problème mécanique dû à la petite épaisseur de tôle en dessous de l'aimant ne pouvant pas retenir les masses polaires à grande vitesses. L'élargissement de cette zone de fer impliquera des grandes fuites de flux de l'aimant donc une utilisation non optimale des celui-ci. Par contre dans la structure décrite en haut utilisant nécessairement des aimants terres rares une petite épaisseur de tôle suffit pour retenir que l'aimant dans ce cas comme dans les machine à aimants enterrés.

II.5 Conclusion:

Nous avons d'abord soulevé brièvement dans ce chapitre la nécessité de recourir à la double excitation dans les machines électriques tournantes, spécialement pour les machines pouvant être utilisées pour la génération d'énergie électrique et pour la traction dans les véhicules hybrides et utilisées par ailleurs en tant qu'alternateurs seulement dans d'autres applications. En effet pour ces dernières une machine à aimants avec son convertisseur commandable revient très cher pour sa fonction et une machine sans aimants pêcherait par sa faible puissance volumique. La double excitation permet ainsi de conjuguer les avantages de l'une et de

l'autre.

La façon d'agencer les bobines d'excitation et les aimants offre un large éventail de structures possibles. Nous avons choisi de survoler de manière non exhaustive quelques unes et pour chacune d'elles nous nous sommes efforcés de mettre en évidence les avantages et inconvénients selon la manière dont sont associées les deux sources d'excitation. Pour l'une il s'agit d'un défluxage difficile mais garantissant une réduction des pertes fer en défluxage, pour une autre le défluxage est facile mais celui-ci n'étant pas local engendre des pertes fer à haute vitesse. Nous avons vu pour une autre structure que nous pouvons nous affranchir des contacts glissants pour l'excitation bobinée mais dans un pareil cas un circuit magnétique encombrant est nécessaire. Il existe néanmoins une structure qui peut sortir du lot grâce à son défluxage facile et local, il s'agit de la machine à griffes avec aimants. Nous rendrons compte dans le chapitre suivant de ses performances.

La machine que nous étudions dans ce travail s'inscrit dans cette famille de machines, elle repose à la base sur une cellule élémentaire que nous avons décrite en détail en haut. Nous avons vu que le contrôle de flux est possible avec cet agencement et que par rapport à une double excitation série celui-ci est clairement plus efficace. Nous verrons dans le chapitre suivant la transposition d'un tel principe sur une vraie machine et nous essayerons de vérifier en simulation et en essai les différents cas de figure que nous avons énumérés précédemment.

- [J5]: T. M. Jahns, "Flux-weakening regime operation of an interior permanent magnet synchronous motor drive," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 23, pp. 681-689, July/Aug. 1987.
- [L1]: T.A.Lipo, R.Schiferel. « Power capability of salient pole permanent magnet synchronous motors in variable speed drive application » *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 4 n°2, pp 279-284, June 1989.
- [S3]: W.L. Soong et T.J.E Miller. « Field-weakening performance of brushless synchronous AC motor drives » *IEE Proc. Elec. Power Appl.*, vol.141, n°, pages 331-340, 1994
- [V1]: L.Vido, Y.Amara, E.Hoang, M.Gabsi, A.H.Ben Ahmed, M. Lecrivain. « Efficiency of alternators debiting on a diode bridge with a constant voltage load » *International symposium on advanced Electromechanical Motion Systems ELECTROMOTION*, vol. 10 (n°2):pp311-316, Novembre2003
- [V2]: L.Vido « Etude d'actionneurs électriques à double excitation destines au transport. Dimensionnement de structure synchrones », Thèse de doctorat de L'ENS Cachan Décembre 2005.
- [M4]: S. Morimoto, Y. Takeda, T. Hirasu, K. Taniguchi. « Expansion of operating limits for permanent magnet by current vector control considering inverter capacity » *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 26, pp. 866-871, Sep./Oct. 1990.
- [M5]: S. Morimoto, Y. Takeda, T. Hirasu, Y.Tong. « Loss Minimization Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives » *IEEE Trans. Ind. Electronics.*, vol. 41, n°5, pp. 511-517, Oct. 1994.
- [M6]: B.Multon, J.Lucidarme, L.Prévond. « Analyse des possibilités de fonctionnement en régime de désexcitation des moteurs à aimants permanents » *Journal de Physique III*, pages 623-640, Mai 1995.
- [M7]: A. Muller "Elektrische Mashine und deren Anwendung zum Fahrzeugbetrieb" 1993, Patentschrift DE 41 39 843 C1
- [W1]: J. Wroblewski. « Magnetisation of Brushless Synchronous Generator with Permanents Additionally Excited- Analysis conditions » *International Symposium on Electric Power Engineering proceedings*, pp. 351-355, Stockholm, Sweden, June 1995.
- [H1]: G. Henneberger, J.R. Hadji-Minaglou, R.C. Ciorba, «Design and test of permanent magnet synchronous motor with auxiliary excitation winding for electric vehicle application» *European Power Electronics Chapter Symposium, Lausanne, October, 1994*, pp. 645-649.
- [A3]: Y. Amara, J. Lucidarme, M. Gabsi, M. Lécrivain, A.H. Ben Ahmed, A. Akémakou, «A new topology of hybrid synchronous machine» *IEEE Trans. Ind. Applications*, vol. 37, Issue 5, pp. 1273-1281, Sep./Oct. 2001.
- [A4]: Y. Amara, M. Gabsi, M. Lecrivain, J. Lucidarme, A. H. Ben Ahmed "Structures of Hybrid Synchronous Machines: Principles and comparison," *International Conference on Electrical Machines, Helsinki, August, 2000*, vol. 3, pp.1688-1691.
- [A5]: A. D. Akemakou, S.K. Phounsombat, "Electrical machine with double excitation, especially a motor vehicle alternator," Nov. 14, 2000, US Patent 6,147,429.
- [L2]: J. Lucidarme, A. H. Ben Ahmed, M. Gabsi, B. Multon, E. Santander, E. Hoang, M. Lecrivain,

“Electrical machine with double excitation,” May 8, 2001, US Patent 6,229,239.

[L3]: X. Luo, T.A.Lipo « A Synchronous /Permanent Magnet Hybrid AC Machine» IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 15, n°2 June 2000

[S3]: C.D. Syverson “Hybrid alternator”, Mar. 14, 1995, US Patent 5,397,975.

[S4]: R. Schultz “Rotating electrical machine”, European Patent n°0 741 444 A1, November 1996.

[K]: R. J. Krefta “Hybrid electrical machine with system un method of controlling such hybrid machine”, European Patent n°1501 169 A2, April 2004.

Chapitre III :

Etude de la machine à double excitation

III.1 Introduction :

Ce chapitre est consacré à l'étude de la machine à double excitation. Nous l'aborderons par la description du cahier des charges, comme il se présente généralement chez les constructeurs automobiles. Nous passerons par la suite au dimensionnement et la réalisation de la machine pour le besoin exprimé.

L'étude commencera par la vérification du bon fonctionnement du principe de double excitation sur une machine basée sur la cellule élémentaire. Nous réaliserons pour cela un modèle éléments finis de cette machine et nous examinerons la faculté de contrôler le flux par le courant d'excitation. Nous utiliserons pour ceci l'outil de calcul éléments finis Flux2D. Ce modèle nous servira également pour dimensionner l'alternateur répondant au cahier des charges. Le dimensionnement passera par une étude paramétrique sur le circuit magnétique du rotor afin de trouver une géométrie bidimensionnelle optimale. Celle-ci pourra être déclinée en différentes longueurs pour trouver la machine adéquate.

Le chapitre se terminera par une étude expérimentale sur un prototype réalisé. Nous procéderons dans celle-ci à la décomposition de pertes dans la machine pour les identifier.

III.2 Cahier des charges et problématique de l'étude:

III.2.1 Cahier des charges de l'automobile dans notre étude :

Le cahier des charges de l'alternateur automobile se présente comme un ensemble d'exigences, variées et sévères, que celui-ci doit satisfaire. La première, et c'est l'exigence principale, consiste en la génération de courant électrique suffisant pour satisfaire le bilan de charge du véhicule. Ce dernier est établi suivant la consommation électrique des accessoires. Les autres exigences sont relatives à la qualité de cette génération. Que ce soit en terme de bruit magnétique, de bruit aéraulique ou d'ondulation de tension, l'alternateur ne doit pas dépasser des gabarits bien définis. L'alternateur doit aussi répondre à des exigences d'ordre mécanique, dans ce sens que l'inertie de son rotor doit être limitée afin de diminuer les contraintes dynamiques dans la face avant du véhicule.

Dans ce qui suit nous allons traiter la fonction principale de l'alternateur, à savoir la génération d'énergie électrique. Les demandes des constructeurs automobiles pour cette dernière s'expriment souvent sous forme d'un courant permanent à fournir à haute vitesse et d'un courant minimum à garantir dès le ralenti du moteur thermique. On se ramenant aux vitesses de rotation de l'alternateur, on parle respectivement et généralement d'un débit à 6000 tr/min et d'un débit à 1800 tr/min. L'idéal étant bien sur de profiter du maximum de puissance dès le ralenti.

Selon les demandes les plus récentes, nous avons choisi pour notre étude un cahier de charges, sous une tension de bus continu de 13,5V et sous une température ambiante de 25°C, comme suit :

- Courant débité à 1800 tr/min = 130A (~ 1800 W).
- Courant débité à 6000 tr/min = 230A (~ 3100 W).

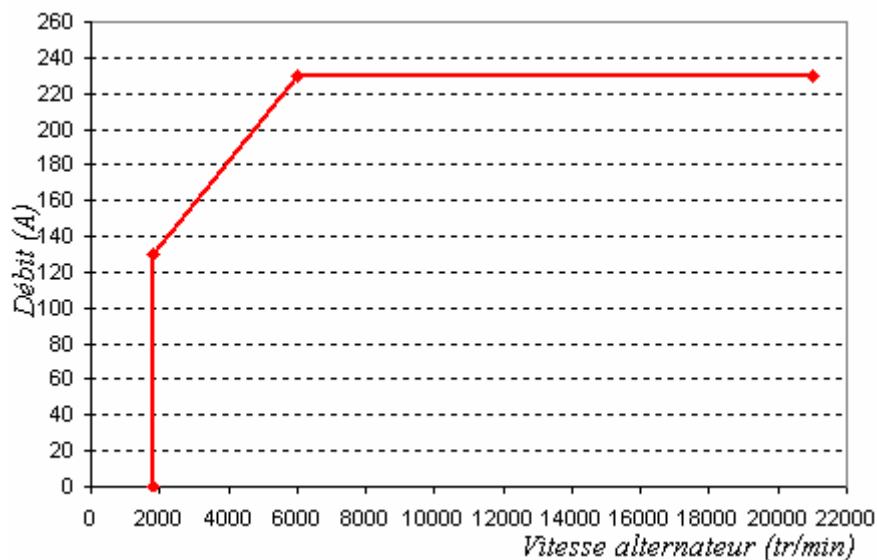


Fig. 3.1 : Cahier des charges de l'alternateur automobile

III.2.2 Problématique de l'encombrement radial et contraintes de dimensionnement :

Dans un souci de répondre à des cahiers des charges de plus en plus exigeants en puissance électrique, l'équipementier automobile recherche à adapter la structure de machine déjà industrialisée « la machine à griffes » pour répondre au besoin demandé, en lui apportant maintes améliorations [B1].

Pour augmenter la puissance et passer à une classe de machine supérieure, toutes les améliorations possibles sont envisagées. Il se trouve que, quelques fois, l'augmentation du volume de la machine dévient inévitable. De par sa structure, la machine à griffes est connue pour son problème d'ouverture des bouts de griffes par centrifugation, raison pour la quelle nous ne pouvons pas augmenter de beaucoup la longueur axiale, l'agrandissement se fait plutôt simultanément dans les deux directions axiale et radiale.

Nous sommes passés de machines de diamètre extérieur stator de 110 mm, pour satisfaire des besoins en énergie électrique de 60A sous 14V, à des machines de diamètre 144 mm pour la classe 230A en passant par des diamètres intermédiaires.

La contrainte diamètre extérieur de l'alternateur est une contrainte très importante. Les constructeurs automobiles, de par leur recherche permanente de compacité et d'optimisation du volume sous le capot, font d'elle dans beaucoup de cas un critère de sélection.

Le cahier des charges proposé pour cette étude est aujourd'hui satisfait avec une machine de diamètre extérieur stator 144mm, comme indiqué précédemment. Cette machine se monte bien sur des véhicules d'une catégorie donnée mais pas sur la totalité des véhicules.

Dans ce qui suit nous nous proposons de réaliser notre étude de modélisation, de dimensionnement de machines répondant au cahier des charges proposé dans un diamètre 137 mm. Ce diamètre correspond à des machines que l'on peut monter sur une large gamme de véhicules.

Nous avons choisi de travailler sur des machines ayant 8 paires de pôles par souci de débit à basse vitesse, nous avons privilégié cette solution à la solution 6 paires de pôles

III.3 Etude de la machine à double excitation :

La machine à double excitation étudiée se base sur le principe décrit dans le chapitre précédent. Ce principe consiste, nous l'avons vu, en la succession, sur une cellule élémentaire (figure 3.2), d'un pôle bobiné et d'un pôle à aimant de même signe, Nord par exemple. Les pôles Sud se créant par retour de flux à travers les masses polaires situées entre les pôles à aimant et bobiné. Ces masses polaires sont appelées 'pôles conséquents'.

L'association de plusieurs cellules élémentaires nous permet d'obtenir des versions de la machine ayant un nombre de pôles multiple de quatre. La cellule de base étant constituée elle-même de quatre pôles. Nous pouvons donc réaliser des machines ayant 4, 8, 12, 16 ... pôles. Notons au passage que la version à deux paires de pôles n'est pas viable mécaniquement à cause du balourd que peut engendrer la dissymétrie des forces centrifuges exercées sur le pôle à aimant et sur le pôle bobiné.

Les aimants utilisés dans ces structures de type 'sans concentration de flux' sont des aimants terres rares. Nous pouvons, néanmoins, utiliser des aimants ferrites dans une structure similaire dite 'à concentration de flux' (voir chapitre 2), celle-ci par contre souffre d'un problème de tenue mécanique.

La machine choisie pour l'application envisagée possède huit paires des pôles. Le courant élevé requis au ralenti, 130A à 1800 tr/min pour notre cahier de charge, rend indispensable l'augmentation du nombre de paires de pôles, celui-ci étant de six sur la plupart des alternateurs automobiles.

La figure 3.3 montre une coupe transversale de la variante à huit paires de pôles de la machine. Nous pouvons y distinguer la succession des quatre cellules élémentaires constituant la machine.

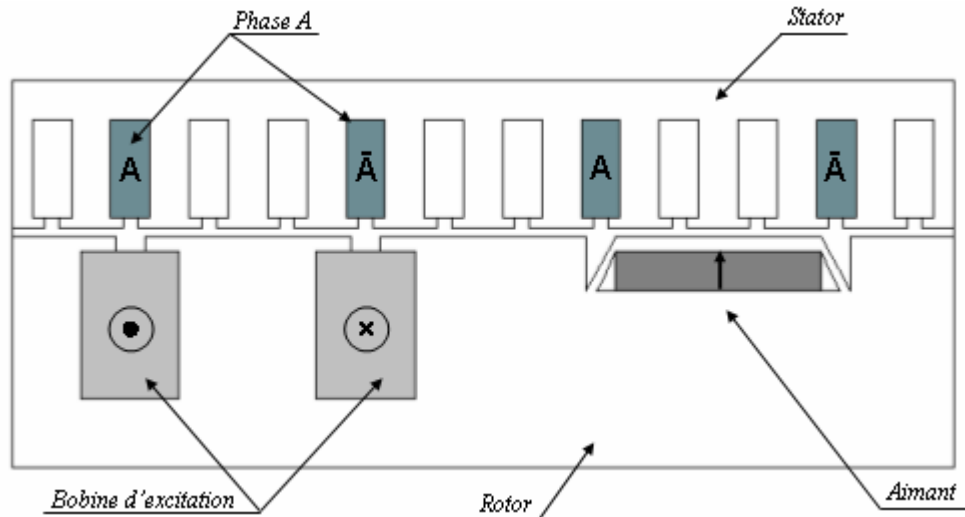


Fig.3.2 : Cellule élémentaire de la machine à double excitation

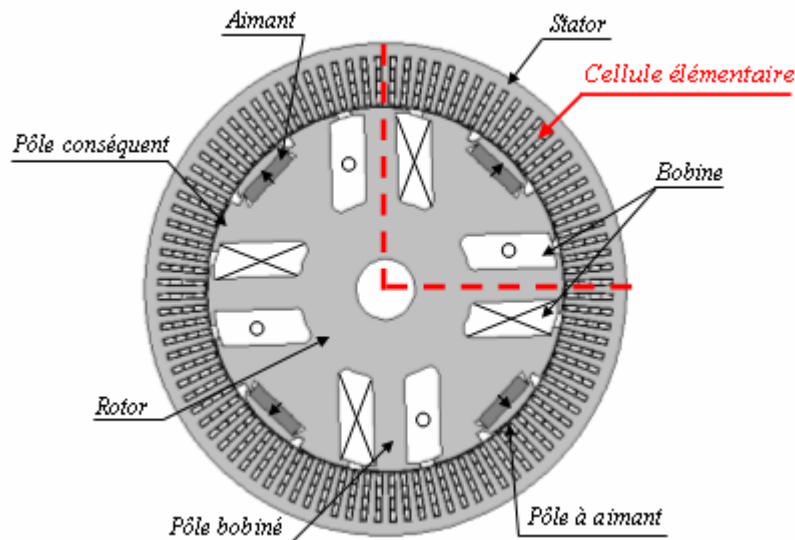


Fig. 3.3: Coupe transversale de la machine

Nous avons choisi d'utiliser la technologie de stator avec des fils de cuivre méplat (bobinage à épingles) [U], car celle-ci nous garantit un coefficient de remplissage important, de l'ordre de 60%, et des têtes de bobines courtes avec coefficient d'échange thermique élevé. Nous reviendrons sur ce bobinage lors de l'étude de la machine à griffes dans le chapitre IV.

Dans un souci de réduction du bruit magnétique et d'ondulation de tension nous avons opté pour un stator composé de deux triphasés décalés de 30° électriques figure 3.4, chacun débitant à travers un pont de diodes PD3 sur la batterie. La figure 3.5 illustre la forme d'onde du courant débité dans un cas idéal par un alternateur dans les deux cas ; cas avec un seul bobinage triphasé et cas avec deux bobinages triphasés

décalés de 30° électriques. On voit bien que le courant dans le cas d'un stator à deux triphasés est mieux lissé que celui débité par un alternateur ayant un seul triphasé, il en résulte par conséquent une tension nettement moins ondulée

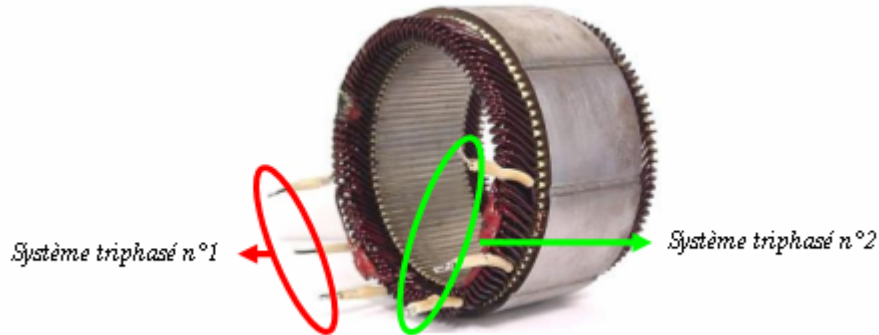


Fig. 3.4: Bobinage double triphasé à fil méplat

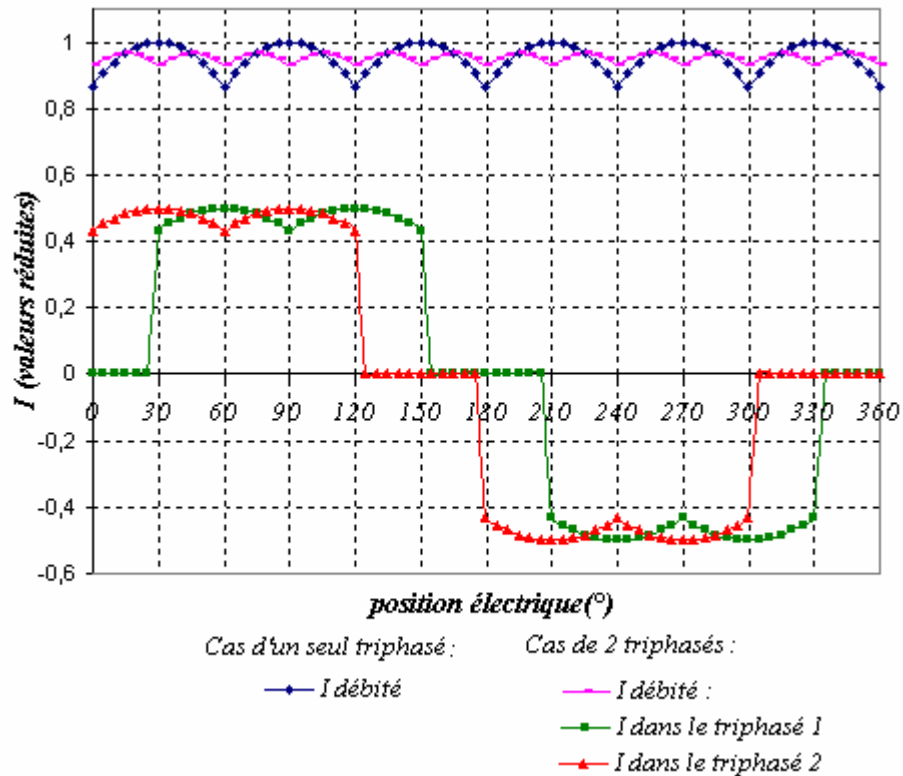


Fig. 3.5: Formes d'onde de courants dans un cas idéal

La technologie de stator à épingle a aidé à réaliser cela en permettant d'insérer les fils méplats avec un bon coefficient de remplissage dans des encoches fines, donc de pouvoir réaliser des stators à deux encoches par pôle et par phase dans les diamètres restreints des alternateurs automobiles et pour des

nombre de paires de pôles élevés. Dans notre cas le stator comporte 96 encoches dans un diamètre extérieur de 137 mm.

III.3.1 Modélisation par éléments finis

Nous abordons dans ce qui suit l'analyse par la méthode des éléments finis de la structure étudiée. Le logiciel utilisé est Flux2D.

Pour des raisons de symétrie magnétique et d'anti-symétrie la modélisation d'un huitième de la machine suffit à étudier son comportement complet. Ce huitième de la machine représente une demi cellule élémentaire comme le montre la figure ci-dessous.

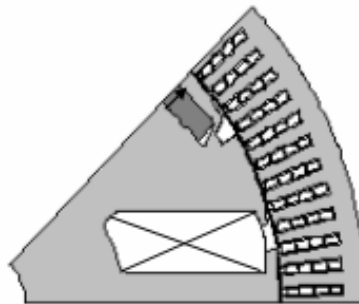


Fig. 3.6: Un huitième de la machine

L'outil de calcul Flux 2D permet une étude en magnétostatique de la structure et permet aussi, grâce à la notion de bande de roulement, son étude en multipositions et en magnétodynamique.

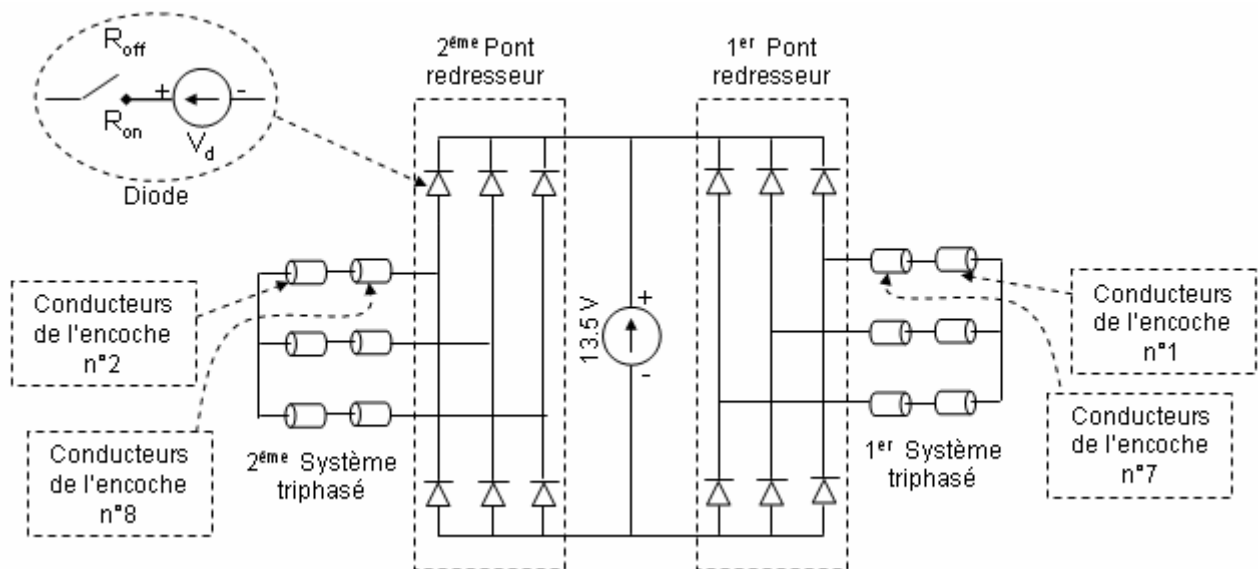


Fig. 3.7: Implémentation du circuit électrique sur Flux2D

Nous pourrions également associer au calcul élément finis sur les grandeurs électromagnétiques locales un calcul des grandeurs électriques globales sur le circuit électrique associé. Dans notre cas le circuit sera

constitué des enroulements du stator, des deux ponts redresseurs à diodes et de la batterie. Au rotor on injectera les ampères tours correspondant à la section bobineable et à la densité de courant retenue.

La figure 3.7 montre l'implémentation du circuit sur le logiciel. Les enroulements du stator sont modélisés par des 'conducteurs bobinés' caractérisés par un nombre de spires et par la résistance de la portion étudiée (un huitième de la résistance totale). Les diodes le sont par une source de tension représentant la tension seuil et un interrupteur non commandable ayant une résistance R_{on} à l'état passant et R_{off} à l'état bloquant. La batterie est représentée par une source de tension continue.

III. 3.1.1 Flux et fem à vide :

La figure 3.8 montre l'évolution du flux à vide par spire d'une phase en fonction de l'angle électrique, nous pouvons noter que la forme d'onde du flux est sinusoïdale, l'analyse harmonique montre que le flux à vide de la machine possède peu d'harmoniques. L'amplitude de l'harmonique trois représente 4,6% du fondamental, alors que l'harmonique cinq ne représente que 1,6%.

	Amplitude (mWb)	% fondamental
Flux à vide maximal	5,0	-
1er harmonique	4,8	-
3e harmonique	0,22	4,6%
5e harmonique	0,08	1,6%
Taux de distorsion	4,9%	

Tab. 3.1 : Caractéristique du flux à vide

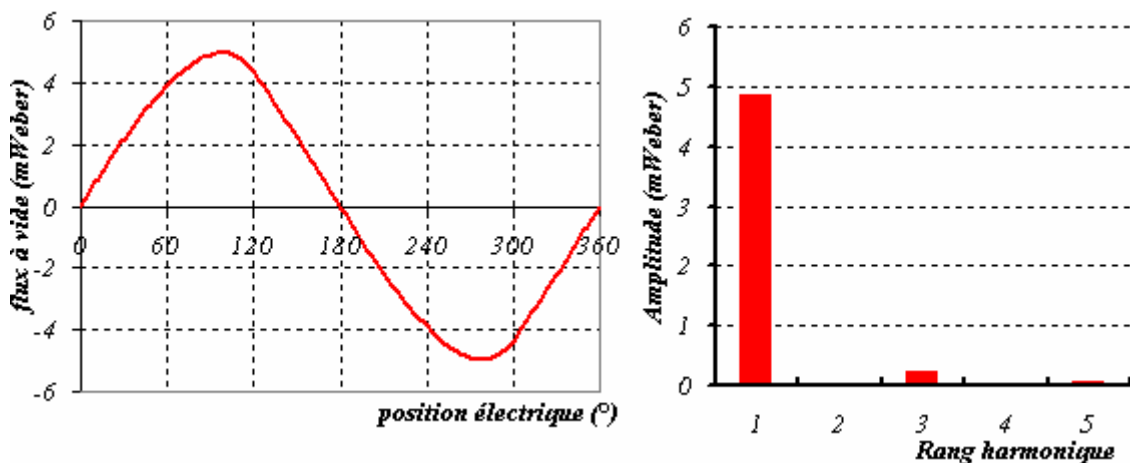


Fig. 3.8 : Evolution temporelle du flux à vide par spire et analyse harmonique

Le courant d'excitation dans ce cas est pris dans le sens positif, c'est-à-dire créant un flux renforçant le flux total dans les phases. Nous avons pris un courant correspondant à des ampères-tours bobinés autour du

pôle de l'ordre de 800 ampères-tours, cette valeur est atteignable dans l'encoche avec une densité de courant d'environ 9 A/mm², ce qui est tout à fait acceptable.

La forme d'onde de la fem à vide par spire à 1800tr/min entre phase et neutre est montrée sur la figure 3.9, la décomposition en série de Fourier du signal nous montre le contenu harmonique du signal (figure 3.9), avec un harmonique 3 de l'ordre de 13 % du fondamental et un harmonique 5 de l'ordre de 8 %.

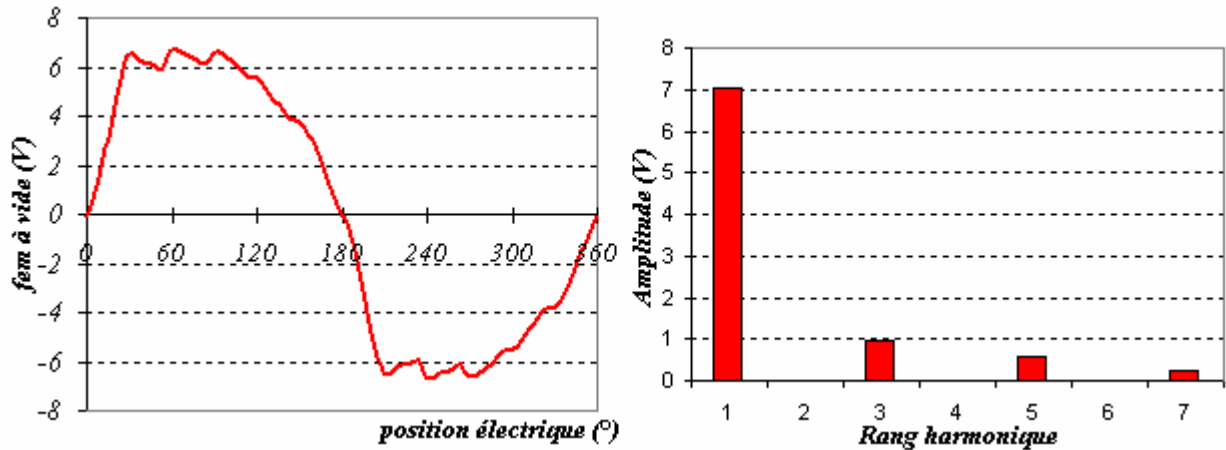


Fig. 3.9 : Fem à vide par spire entre phase et neutre à 1800 tr/min et contenu harmonique du signal

III. 3.1.2 Contrôle du flux par la double excitation:

Comme nous l'avons montré sur la cellule de base étudiée dans le chapitre II, le courant d'excitation permet un contrôle efficace du flux, nous avons pu le montrer sur un schéma de principe. Nous allons dans ce qui suit le vérifier sur la machine complète basée sur ce principe.

L'étude éléments finis sur la machine montre bien que le flux peut être complètement annulé dans une phase. Le courant nécessaire pour cette annulation de flux ne représente qu'une fraction du courant d'excitation nominal. Pour magnétiser convenablement l'entrefer il faut des ampères tours de l'ordre de 960 ampères-tours (12 A d'excitation) alors que pour défluxer totalement la machine il suffit d'injecter 320 ampères-tours dans le sens inverse (4 A dans le sens négatif).

On retrouve le même comportement du flux en fonction du courant d'excitation décrit dans le chapitre précédent, les figures suivantes illustrent bien ce comportement.

a) Dans le cas où la machine n'est pas excitée, les lignes de flux sont créées par l'aimant. Elles se referment à travers les masses polaires qui lui sont adjacentes et par les pôles bobinés (figure 3.10). Il se forme alors au rotor une succession d'un pôle nord et de trois pôles sud. La figure 3.11 montre une vue étalée de la machine dans ce cas de figure. Le bobinage du stator récolte dans ce cas là un flux non nul.

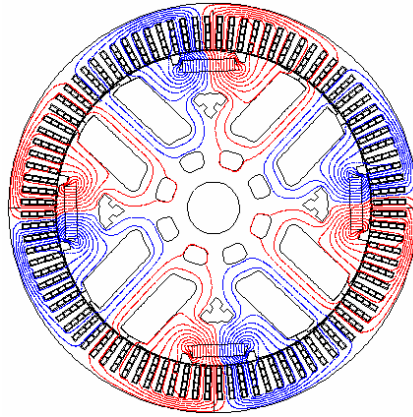


Fig. 3.10 : Pas de courant d'excitation

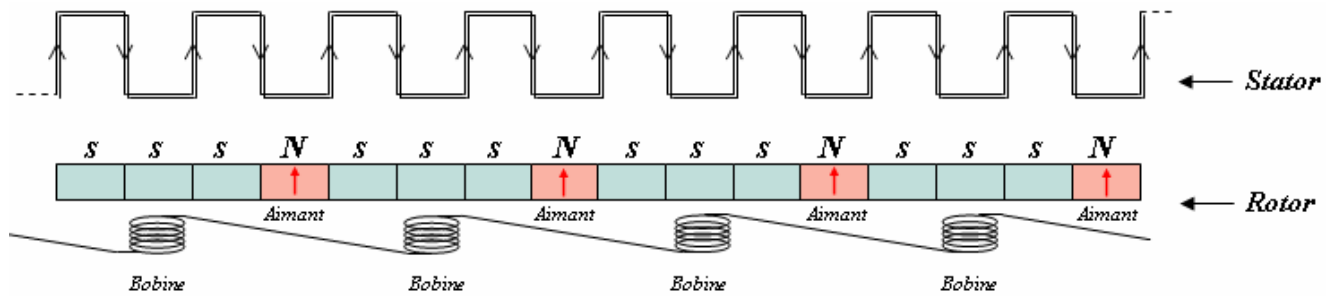


Fig. 3.11 : Vue étalée de la machine : pas de courant d'excitation

b) En injectant un courant d'excitation dans le sens positif 'magnétisant ou fluxant', on vient insérer un pôle nord dans la succession des trois pôles sud décrits en haut (figure 3.12). Les lignes de flux de l'aimant se referment alors par les pôles conséquents. Les lignes de flux du pôle bobiné se referment elles aussi par ces mêmes pôles sud (figure 3.13). Nous obtenons ainsi une succession régulière de pôles nord et de pôles sud. Le flux total embrassé par le stator est réglé par la bobine d'excitation celui-ci augmente avec l'augmentation du courant d'excitation, jusqu'à saturation du circuit magnétique

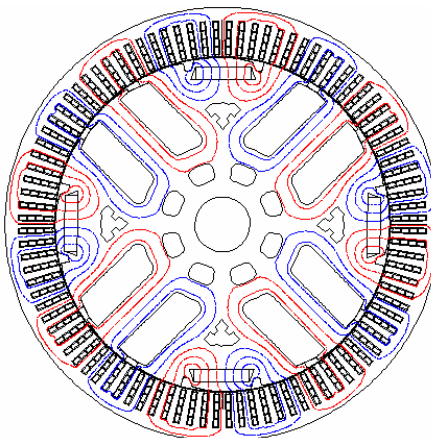


Fig. 3.12 : Sens positif de courant

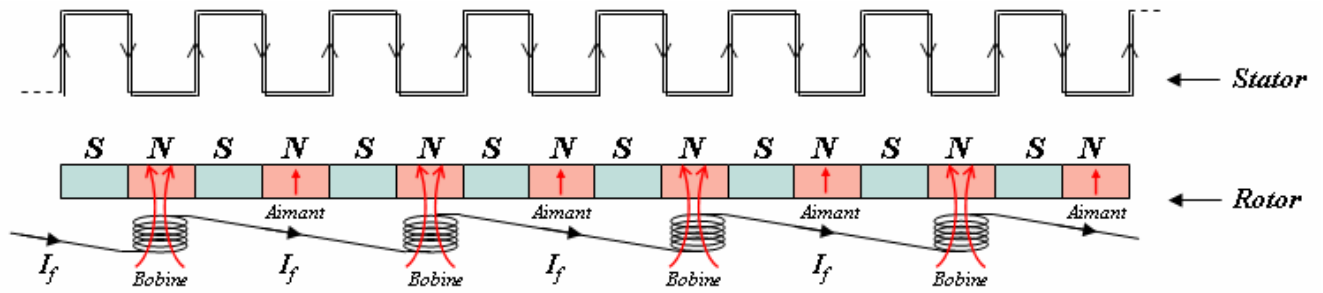


Fig. 3.13 : Vue étalée de la machine : fonctionnement nominal

c) En inversant le courant d'excitation et en l'augmentant progressivement, les lignes de flux de l'aimant se voient de plus en plus aiguillées vers le pôle bobiné. La figure 3.14 illustre bien ce cas de figure : la majorité des lignes de flux sortant de l'aimant se referment à travers le pôle sud bobiné. Ce pôle sud se voit graduellement renforcé avec l'augmentation du courant inverse (figure 3.15) et vient de plus en plus égal le flux nord des aimants au même temps que les pôles conséquents deviennent de plus en plus neutres. La somme des flux dans les phases du stator baisse par conséquent progressivement.

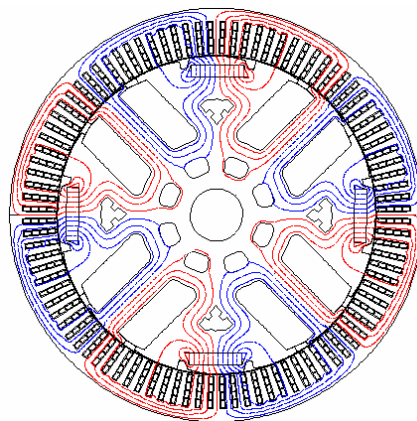


Fig. 3.14 : Courant d'excitation négatif

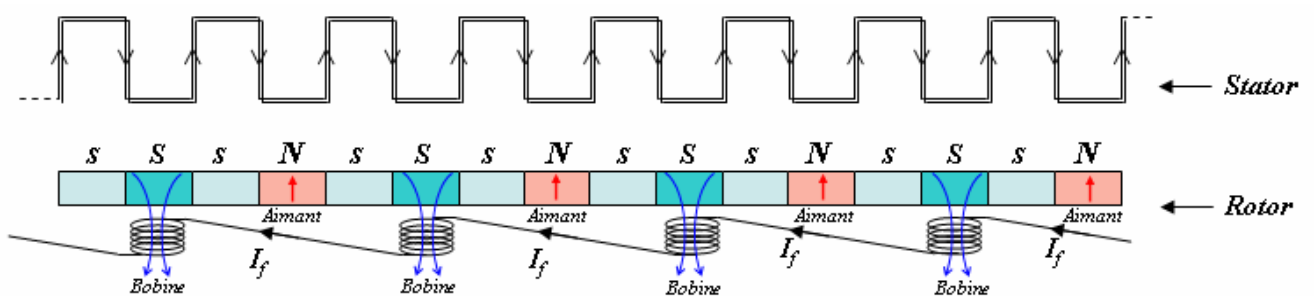


Fig. 3.15 : Vue étalée de la machine : défluxage partiel

d) Pour une valeur de courant d'excitation inversé donnée, la quasi-totalité des lignes de flux sortant de l'aimant passent par le pôle bobiné, sautant ainsi les pôles conséquents (figure 3.16).

La somme du flux dans une phase est quasiment nulle. Ce qui est récolté par un pôle statorique est retranché un pas polaire plus loin. Les pôles consécutif sont quasiment neutres dans ce cas là (figure 3.17).

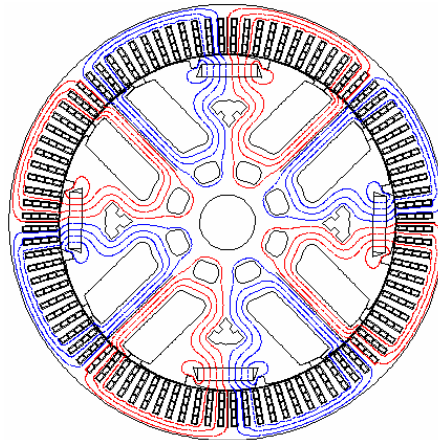


Fig. 3.16: Défluxage total de la machine

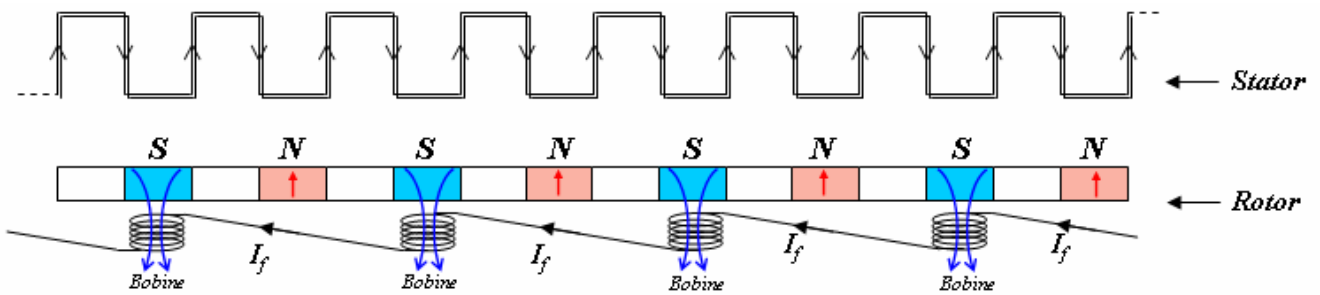


Fig. 3.17 : Vue étalée de la machine : défluxage total

La figure 3.18 a) montre l'évolution du flux à vide dans une phase en fonction de la position électrique, pour différentes valeurs de courant d'excitation. Nous constatons que le contrôle du flux par ce dernier est efficace. La figure 3.18 b) montre la variation de la valeur du flux maximum en fonction du courant d'excitation, nous voyons que pour une valeur de courant d'excitation inverse de 4 A le flux est quasiment nul dans la phase. Le tableau 3.2 donne les valeurs numériques du flux maximum et du flux efficace dans une phase en fonction du courant d'excitation.

$I_f(A)$	-4	-2	0	3	5	8	10	15	20
Flux max (mWb)	0,16	0,85	1,70	2,97	3,81	4,73	4,95	5,19	5,29
Flux eff (mWb)	0,10	0,57	1,15	2,02	2,58	3,19	3,36	3,53	3,60

Tab. 3.2 : Valeur de flux en fonction du courant d'excitation

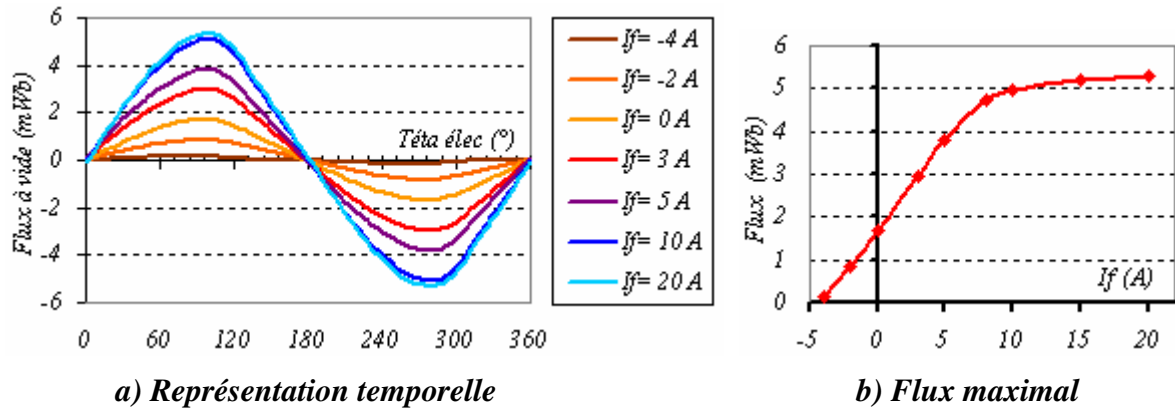


Fig. 3.18 : Flux d'excitation en fonction du courant d'excitation

Il en résulte un contrôle de la fem à vide de la machine, comme nous le voyons sur les figures suivantes.

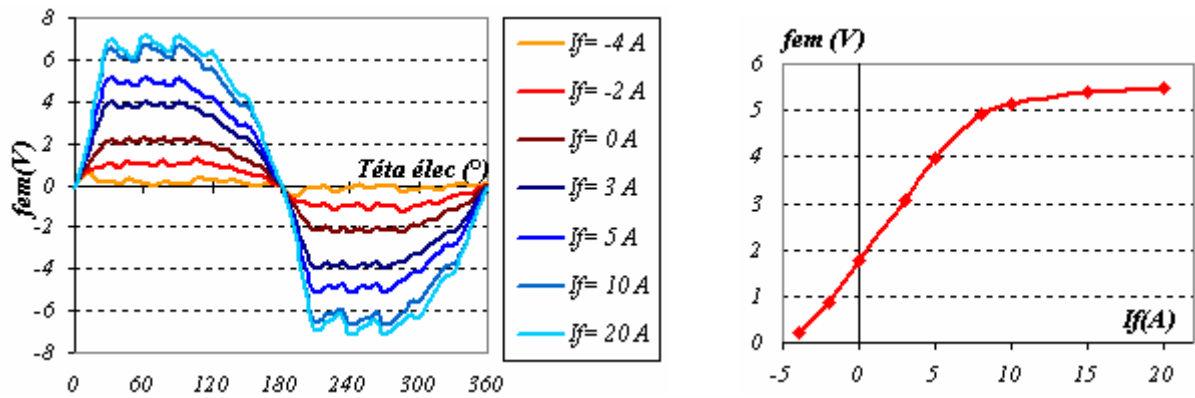


Fig. 3.19 : Fem à vide par spire paramétrée par le courant d'excitation

$I_f(A)$	-4	-2	0	3	5	8	10	15	20
$Fem\ eff\ (V)$	0,20	0,87	1,75	3,08	3,95	4,91	5,14	5,39	5,50

Tab. 3.3 : Fem à vide efficace par spire en fonction du courant d'excitation

Le contrôle de flux dans la machine, comme nous l'avons vu, est efficace, celui-ci se fait de manière globale, c'est-à-dire que l'on arrive à annuler le flux dans une phase sans annuler le flux localement dans le stator. Ceci aura bien sur des conséquences fâcheuses sur le niveau des pertes fer lorsqu'on on travaille en défluxage.

Afin voir ce qui se passe se ce point de vue, nous nous intéresserons à ce qui se produit localement dans le stator. La figure 3.20 montre le schéma de principe de la double excitation. Ce schéma est réalisé dans le but de distinguer le flux ϕ_{A1} dans un pôle A1 du stator et le flux ϕ_{A2} dans un autre pôle A2 du stator situé un pas polaire plus loin. Ces deux pôles appartiennent à la même phase A. Quand le premier pôle est situé face au pôle bobiné l'autre est en face du pôle à aimant. Nous regarderons donc ce que voient

les deux pôles quand le rotor de la machine tourne et quand le on fait varier le courant d'excitation dans le pôle bobiné.

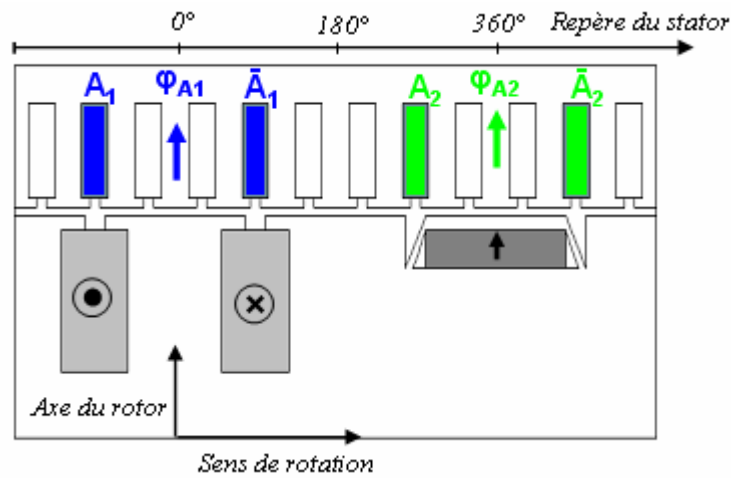


Fig. 3.20 : Schéma expliquant les différents flux dans la machine

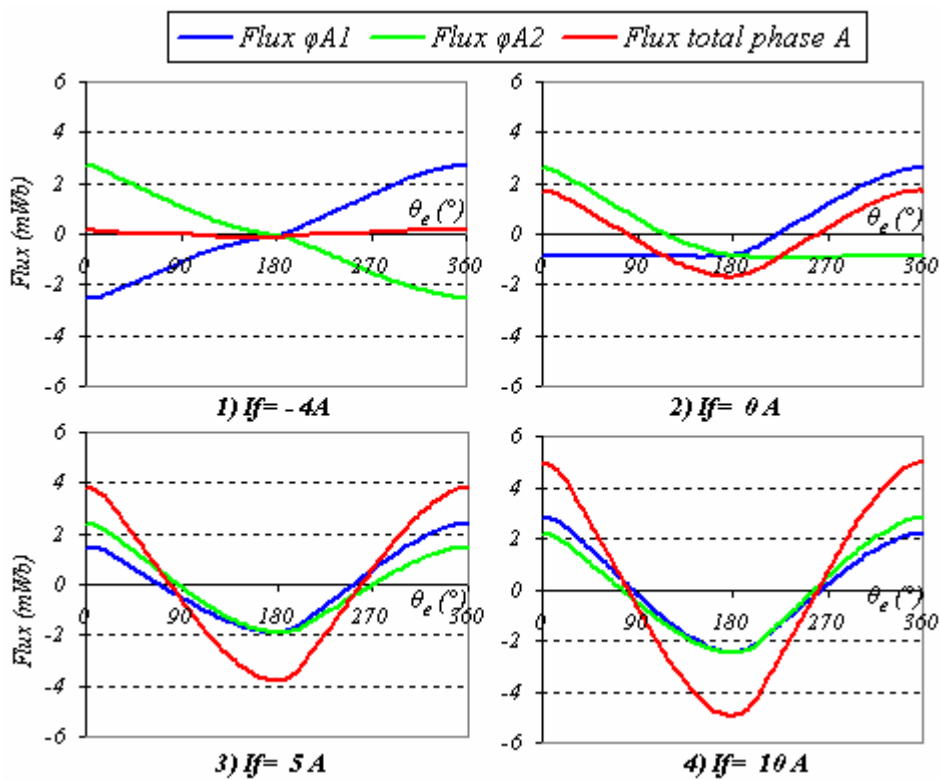


Fig. 3.21 : Flux dans les pôles du stator A_1 et A_2 de la phase A en fonction du courant d'excitation

Les figures 3.21 monte la variation du flux dans les deux pôles A_1 et A_2 en fonction de la position du rotor dans quatre cas.

Le premier cas est relatif à un fonctionnement en défluxage total avec un courant d'excitation inverse de $-4A$. Bien que le flux dans la phase A soit nul, les flux dans les deux pôles A_1 et A_2 ne le sont pas. Ils ont tous les deux la même valeur mais ils sont en opposition. C'est cela qui fait que le flux total soit nul.

Le deuxième cas représente un fonctionnement sans courant d'excitation. Dans la position initiale ($\theta = 0^\circ$), le flux dans le pôle A2 est égale au flux de l'aimant et le flux du pôle A2 est égal à environs le tiers du flux de l'aimant dans le sens inverse. La somme des deux flux est non nulle.

Le troisième et le quatrième cas représentent des fonctionnements avec des courants d'excitations dans le sens positif. Dans les deux cas le flux du pôle bobiné est dans le sens positif, une fois inférieur au flux produit par l'aimant et l'autre fois supérieur à ce dernier.

Dans les quatre cas malgré la variation du flux total récolté par la phase A, le flux dans les différents pôles du stator ne s'est jamais annulé. Ceci engendrera, nous le verrons plus tard, des pertes fer dans la machine lorsque celle-ci fonctionne en défluxage.

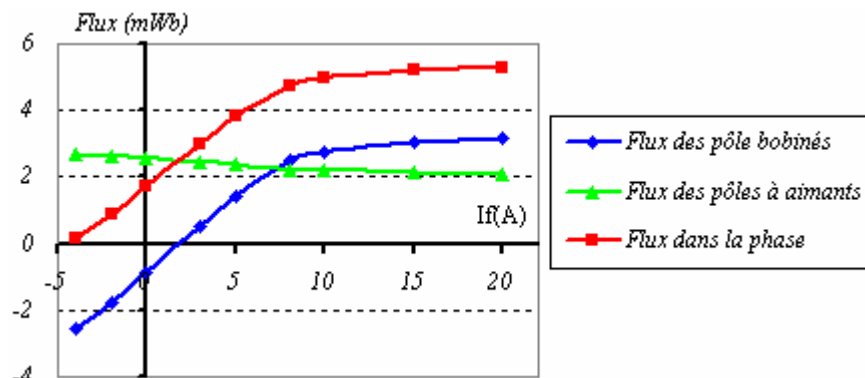


Fig. 3.22 : Schéma expliquant des différents flux dans la machine

La figure 3.22 présente la variation des flux maximum vus par les pôles en face des pôles bobinés et les pôles en face des pôles à aimant en fonction du courant d'excitation. Cette figure montre que le flux des aimants ne s'annule jamais et que pour contrôler le flux total nous récoltons son contraire dans les autres pôles.

III. 3.1.3 Etude paramétrique et dimensionnement de la machine.

Avant d'entamer l'étude paramétrique, nous nous proposons de faire un petit aperçu simplifié des équations de la machine fonctionnant en alternateur, celui-ci nous aidera à guider notre démarche de dimensionnement et le choix du modèle à utiliser.

Pour écrire les équations de la machine en première approche nous préférons utiliser le modèle de Behn-Eschenbourg. Ce modèle est assez simple, il suppose que le matériau magnétique est linéaire. La

figure 3.23 montre un schéma équivalent par phase dans l'alternateur et son diagramme vectoriel dans ce modèle. On notera que L_s est l'inductance synchrone définissant la proportionnalité entre les courant d'induit et le flux magnétique d'induit.

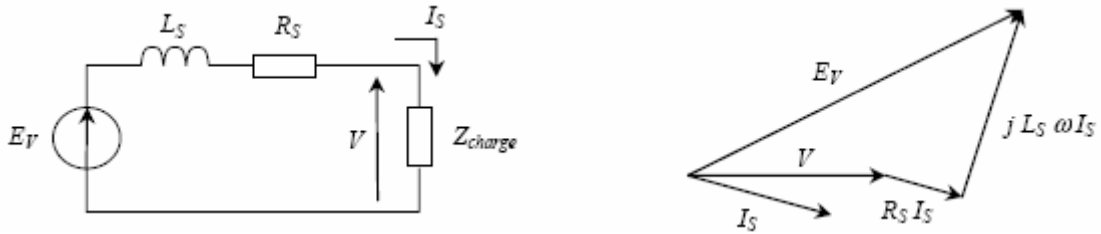


Fig. 3.23 : Schéma équivalent par phase de l'alternateur et son diagramme vectoriel dans le modèle de Behn-Eschenbourg

Le calcul du courant est très simple. Sa formulation donne une idée sur les paramètres influents sur celui-ci. Notons au passage que ce modèle ne garantit pas des résultats précis et satisfaisant à cause de la forte hypothèse de linéarité sur laquelle il repose.

Le courant électrique débité par la machine peut s'écrire :

$$\vec{I} = \frac{\vec{E}_v - \vec{V}}{R_s - jL_s \omega} \dots\dots\dots (1)$$

\vec{E}_v : Force électromotrice à vide.

\vec{V} : Tension de la batterie, elle est fixe.

R_s : Résistance de phase du stator

L_s : Inductance synchrone.

$$E_v = n_s \cdot \omega \cdot \varphi_v \dots\dots\dots (2)$$

La force électromotrice à vide dépend de trois paramètres qui sont le flux à vide de la machine φ_v , la vitesse de rotation (ou pulsation électrique ω) et le nombre de spires au stator n_s .

$$L_s = \frac{n_s^2}{\mathfrak{R}} \dots\dots\dots (3)$$

L'inductance synchrone est fonction du nombre de spires au stator et de la reluctance du circuit magnétique \mathfrak{R} .

L’alternateur automobile fonctionne sur une large plage de vitesse. Elle varie entre le ralenti du moteur thermique (ramené à la vitesse de l’alternateur, ce ralenti est équivalent à 1500 tr/min) et la vitesse maximale du moteur thermique (équivalente à 18000 tr/min). Le comportement de l’alternateur est certainement différent entre ces extrémités. Il est donc intéressant de voir l’influence des paramètres à basses et à hautes vitesses. Raison de plus que les débits des cahiers des charges sont exprimés à basse vitesse (1800 tr/min) et à haute vitesse (6000 tr/min).

Dans la zone des basses vitesses, c'est-à-dire en dessous des 2000 tr/min, la réactance de la machine est faible devant sa résistance. On peut se permettre vers les très basses vitesses de négliger cette réactance devant la résistance ($L_s \omega \ll R_s$). L’impédance de la machine est donc approximativement égale à sa seule résistance. L’expression du courant (1) devient donc :

$$\vec{I} = \frac{n_s \cdot \omega \cdot \vec{\varphi}_v - \vec{V}}{R_s} \dots\dots\dots(4)$$

L’équation (4) montre que le débit à basses vitesses dépend essentiellement du flux à vide totalisé et de la résistance du stator.

Il est donc primordial pour garantir un meilleur débit à basses vitesses d’avoir le circuit magnétique assurant le maximum de flux à vide. Cela passe par une bonne définition du circuit magnétique et du choix de la longueur active adéquate par la suite.

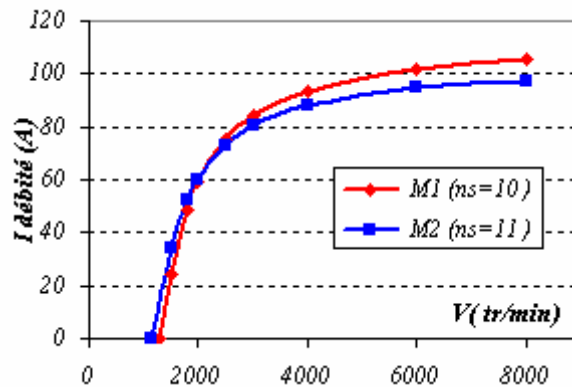


Fig. 3.24 : Courbes typiques de débit de deux machines avec des nombres de spires différents au stator

L’augmentation du nombre de spires au stator fait aussi augmenter le débit dans cette zone car elle permet d’augmenter la force électromotrice, donc la différence entre celle-ci et la tension de la batterie. On voit sur la figure 3.24 deux courbes de débit en fonction de la vitesse de deux alternateurs de Valeo bobinés différemment au stator et possédant le même circuit magnétique. Le premier alternateur est bobiné en 10 spires et le deuxième en 11 spires, tous les deux avec un même coefficient de remplissage. On voit sur

cette figure que la machine ayant le plus grand nombre de spires commence à débiter plus tôt grâce à sa fem plus élevée. On voit aussi sur le tableau 3.4 que celle-ci possède un débit supérieur à celui de la machine bobinée en 10 spires en dessous de 2000 tr/min.

L'augmentation du débit à basses vitesses par l'augmentation du nombre de spires possède une limite car la résistance du stator augmente également. En effet, avec le même coefficient de remplissage, la résistance du stator est proportionnelle au carré du nombre de spires. Il existe donc un optimum de nombre de spires à qui garanti un meilleur débit à basses vitesses.

La résistance du stator, comme on vient de le citer, participe de manière directe au débit dans cette zone de fonctionnement. L'amélioration du coefficient de remplissage améliorera donc nettement le débit. C'est pour cela que nous avons choisi un bobinage en fil méplat pour notre machine.

	<i>V (tr/min)</i>	1500	1800	2000	2500	3000	4000	6000	8000
<i>M1 (ns=10)</i>	<i>I (A)</i>	25	49	59	75	84	94	102	106
<i>M2 (ns=11)</i>	<i>I (A)</i>	34	52	60	73	80	88	95	97

Tab. 3.4 : Débit des deux machines en fonction de la vitesse

A hautes vitesses, le comportement de la machine diffère. Dans cette partie, à cause de la valeur élevée de la vitesse, et donc de la pulsation ω , la réactance de la machine prend le dessus sur sa résistance ($L_s \omega \gg R_s$). L'impédance de la machine peut être donc réduite à sa seule réactance. L'expression (1) devient alors dans ce cas :

$$\vec{I} = \frac{n_s \cdot \omega \cdot \vec{\phi}_v - \vec{V}}{L_s \cdot \omega} \dots\dots\dots(5)$$

Et pour simplifier davantage cette expression, on se permet de négliger la tension de la batterie devant la fem induite puisque la pulsation ω est élevée. Et en remplaçant l'inductance par sa formule donnée dans (3) on aura :

$$I = \frac{\mathfrak{R} \cdot \phi_v}{n_s} \dots\dots\dots(6)$$

Cette expression montre clairement que le débit stagne à hautes vitesses et dépend fortement du nombre de spires et de la reluctance ou autrement dit de la perméance du circuit magnétique.

La figure 3.24 illustre bien ce phénomène. Nous pouvons voir sur celle-ci qu'à partir de la vitesse 6000 tr/min le débit commence à stagner.

On voit aussi sur la même figure que la machine possédant le nombre de spires le plus petit est celle qui débite la plus à ces vitesses. Ceci est justifiable si on se réfère à l'expression (6) qui montre que le débit est inversement proportionnel au nombre de spires.

Ce phénomène de changement de tendance du débit en fonction du nombre de spires en passant des faibles vitesses aux vitesses élevées est appelé communément 'basculement de courbe'.

L'expression (6) montre aussi que plus le circuit magnétique est perméable moins il débite à hautes vitesses. Un circuit magnétique perméable subit de manière plus prononcée la réaction magnétique de l'induit. Celle-ci est la conséquence des ampères-tours du stator. Ces derniers tendent à abaisser le flux dans la machine, donc la force électromotrice. Le modèle de Behn-Eschenbourg utilisé jusque là est basé sur une forte hypothèse de linéarité et traite mal la réaction magnétique de l'induit. D'autres modèles améliorés traitent mieux ce phénomène. Le modèle de Potier combine plutôt les forces magnétomotrices du rotor et du stator, en les faisant opposer. Les ampères-tours équivalents sont donnés par une relation vectorielle du courant d'excitation et du courant d'induit pondéré avec le coefficient de Potier α . La force électromotrice utilisée dans son diagramme est une 'force électromotrice en charge' intégrant la réaction magnétique de l'induit. Le modèle de Blondel traite aussi la réaction magnétique de l'induit et il est élaboré pour les machines à forte saillance.

Afin de garantir un dimensionnement optimal, la réaction magnétique d'induit doit être bien prise en compte. Le calcul en charge par la méthode des éléments finis intégrant le circuit électrique permet de traiter ce phénomène implicitement et de manière exacte sans aucune hypothèse simplificatrice. Dans notre cas, nous profiterons de la structure bidimensionnelle de notre machine, peu gourmande en temps de calcul, pour réaliser notre dimensionnement optimal par la méthode des éléments finis.

La démarche de dimensionnement consistera, donc, dans ce qui suit, en la recherche d'une géométrie de circuit magnétique optimale, celle-ci sera par la suite déclinée en plusieurs longueurs pour atteindre l'objectif fixé en terme de débit à 1800 tr/min et 6000 tr/min.

Nous allons donc étudier l'influence des paramètres géométriques les plus importants sur le flux à vide de la machine ainsi que sur le débit en charge.

Les diamètres extérieur et intérieur au stator étant fixés, nous nous intéresserons au rotor à deux paramètres que nous jugeons très importants à savoir, l'épaisseur de l'aimant et la largeur du pôle bobiné. La section de l'encoche au rotor, quant à elle, est directement liée à la largeur du pôle bobiné. Toute l'étude est menée sur le logiciel de calcul par éléments finis Flux 2D.

III.3.1.3.1 Influence de l'épaisseur de l'aimant

La masse des aimants utilisés est un élément important pour le calcul du prix de revient final de la machine. Il est alors essentiel de déterminer la quantité minimale d'aimants nécessaire pour un dimensionnement optimal. Nous fixons pour ceci la largeur de l'aimant de telle sorte à occuper totalement le pas polaire, l'optimisation portera ainsi sur son épaisseur.

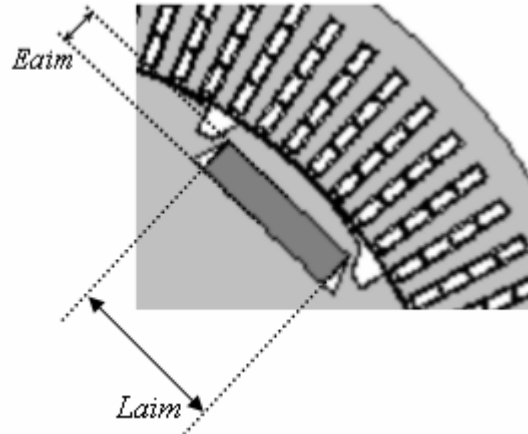


Fig. 3.25 : Paramètre «Epaisseur de l'aimant : E_{aim} »

Pour une largeur de pôle bobiné donnée, nous faisons varier l'épaisseur de l'aimant à ampères tours bobinés constants égaux à 995 ampères-tours. Ces ampères-tours sont obtenus avec une densité de courant d'environ 11 A/mm² dans l'encoche du rotor. Les flux récoltés par le pôle au stator en vis à vis de l'aimant et en vis-à-vis de la bobine varie comme le montre le tableau 3.5 et la figure 3.26

E_{aim} (mm)	Pôle à aimant Flux (mWeber)	Pôle bobiné Flux (mWeber)	Flux Moyen/pôle (mWeber)
3	0,486	0,635	0,560
4	0,537	0,630	0,583
5	0,557	0,622	0,590
6	0,559	0,603	0,581
7	0,559	0,560	0,560
8	0,562	0,476	0,519

Tab. 3.5 : Flux par pôle à Ampères-tours constant en fonction de l'épaisseur de l'aimant

Le flux du pôle à aimant suit une courbe croissante de la forme $f(x) = k \cdot x / (a + x)$ ayant une asymptote $y = k$. Le flux de la bobine, à l'inverse, diminue en fonction de l'épaisseur de l'aimant. Ceci est dû à la saturation de plus en plus importante au niveau du pôle intermédiaire, cette décroissance s'accroît pour les valeurs supérieures de l'épaisseur de l'aimant car en plus de l'augmentation du flux de l'aimant il y'a une diminution de la section de passage du flux au niveau du pôle intermédiaire

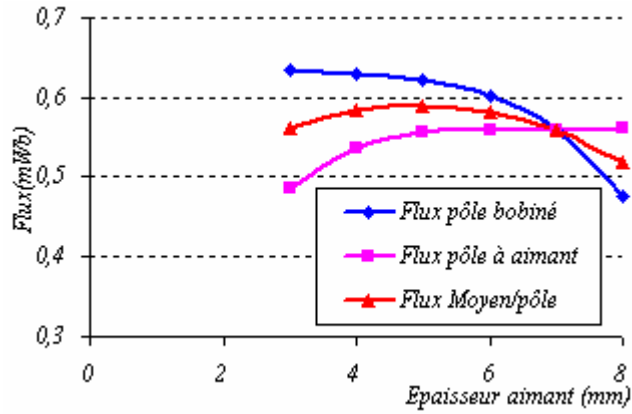


Fig. 3.26 : Flux dans la machine en fonction de l'épaisseur de l'aimant

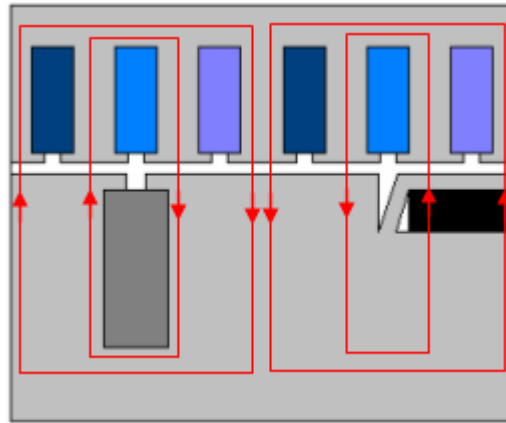


Fig. 3.27: Représentation de la cellule adoptée pour le calcul du flux à vide.

Le flux total de la machine étant la somme des deux flux, il existe par conséquent une valeur maximale de flux correspondant à une épaisseur de l'aimant optimale de 5 mm. Néanmoins, nous préférons garder l'épaisseur à 4mm car les 25 % d'aimant en plus, en passant de l'aimant de 4 mm à un aimant de 5 mm d'épaisseur, n'apportent que 1,2 % de flux en plus.

Nous pouvons vérifier un tel comportement par un modèle analytique simplifié de la structure à double excitation. Considérons pour cela la vue développée de la portion de la machine étudiée (fig. 3.27). Le modèle reluctant complet de la portion étudiée que nous avons développé est représenté sur la figure 3.28. Il est constitué de 7 reluctances différentes et de deux sources d'excitation

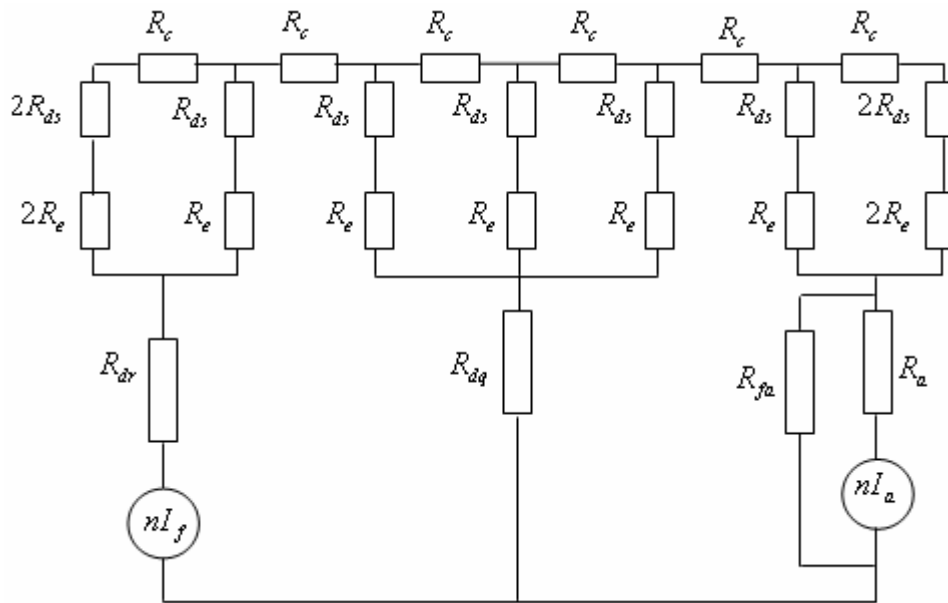


Fig. 3.28 : Schéma relucant complet

Les différentes reluctances et forces magnétomotrices du schéma relucant équivalent sont les suivantes :

nI_f : Force magnétomotrice des ampères-tours bobinés

nI_a : Force magnétomotrice de l'aimant

R_a : Reluctance de l'aimant

R_{fa} : Reluctance de fuite à gauche de l'aimant

R_{dr} : Reluctance du pôle rotor

R_{dq} : Reluctance du pôle conséquent

R_e : Reluctance de l'entrefer en dessous de la dent stator

R_{ds} : Reluctance de la dent stator

R_c : Reluctance de la culasse

Dans notre cas, nous considérons un modèle linéaire non saturé, on peut négliger alors les reluctances du fer devant les reluctances d'entrefer et de l'aimant du schéma complet. Nous aboutissons par conséquent au schéma simplifié de la figure 3.29.

Notons que la reluctance de fuite à gauche de l'aimant n'est pas prise en compte. On aurait dû la considérer nulle dans le cas d'un modèle non saturé. Cela, par contre, fausserait le calcul car l'aimant dans ce cas se court-circuiterait entièrement à travers cette partie de fer. La suppression de cette reluctance engendrerait une erreur sur le flux de l'aimant calculé, elle sera égale au flux de fuite qui traverse cette portion. Nous reviendrons sur ce sujet quand nous traiterons des améliorations possibles de la machine.

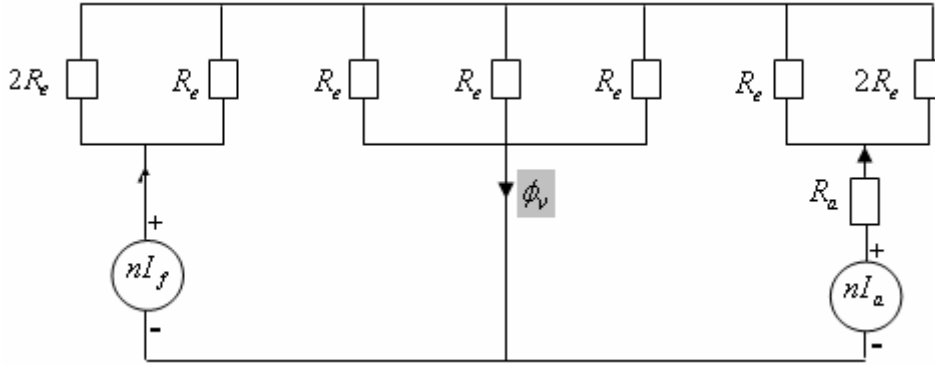


Fig. 3.29 : Schéma relucant complet

Le flux total dans la portion étudiée est la somme de deux flux produits par l'aimant et produit par l'excitation bobinée.

$$\phi_v = \frac{6R_e + 9R_a}{R_e(8R_e + 9R_a)} nI_f + \frac{6}{(8R_e + 9R_a)} nI_a$$

Le flux du pôle à aimant $\phi_{aim} = \frac{6}{(8R_e + 9R_a)} nI_a$

Le flux du pôle bobiné $\phi_{exc} = \frac{6R_e + 9R_a}{R_e(8R_e + 9R_a)} nI_f$

Nous développons les expressions littérales des deux flux pour déterminer l'influence de la largeur de l'aimant sur le flux à vide totalisé par la machine ;

$$R_a = \frac{1}{\mu_0 \mu_a} \cdot \frac{E_{aim}}{L_{aim} \cdot L_a} = K_1 \cdot E_{aim} \quad , \quad \text{avec } K_1 = \frac{1}{\mu_0 \mu_a} \cdot \frac{1}{L_{aim} \cdot L_a}$$

$$nI_a = \frac{1}{\mu_0 \mu_{aim}} \cdot B_{aim} \cdot E_{aim} = K_2 \cdot E_{aim} \quad , \quad \text{avec } K_2 = \frac{1}{\mu_0 \mu_{aim}} \cdot B_{aim}$$

$$R_e = \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{e}{L_{bds} \cdot L_a}$$

Avec :

E_{aim}, L_{aim} : Respectivement épaisseur et largeur de l'aimant

L_a : Longueur active de la machine et également longueur de l'aimant

L_{bds} : Largeur du bas de dent statorique

e : L'entrefer

B_{aim}, μ_{aim} : Respectivement l'induction rémanente et la perméabilité relative de l'aimant

μ_0 : Perméabilité magnétique de l'air

K_1, K_2 : Constantes

Les flux du pôle à aimants et du pôle bobiné deviennent donc :

$$\phi_{aim} = \frac{6 K_2 E_{aim}}{(8R_e + 9K_1 E_{aim})}$$

$$\phi_{exc} = \frac{6R_e + 9K_1 E_{aim}}{R_e (8R_e + 9K_1 E_{aim})} nIf$$

La variation du flux de l'aimant en fonction de l'épaisseur de celui-ci suit une courbe à saturation comme nous l'avons dit en haut, avec une asymptote $k = \frac{2}{3} B_{aim} L_{aim} L_a$.

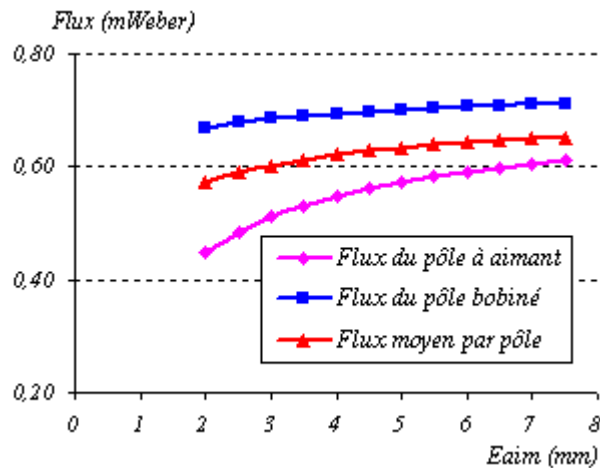


Fig. 3.30 : Flux en fonction de l'épaisseur de l'aimant (calcul analytique).

Le flux du pôle bobiné, dans ce cas, est croissant mais quasi-constant à la différence de celui calculé par élément finis. Dans le cas du modèle élément finis la saturation est prise en compte, raison pour

laquelle nous voyons un fléchissement de la courbe, et dans le cas du modèle analytique, étant donné que la saturation n'est pas prise en compte, le flux est quasi constant et égal à son asymptote $k = nI_f / R_e$, les ampères-tours d'excitation étant considérés constants pour cette étude

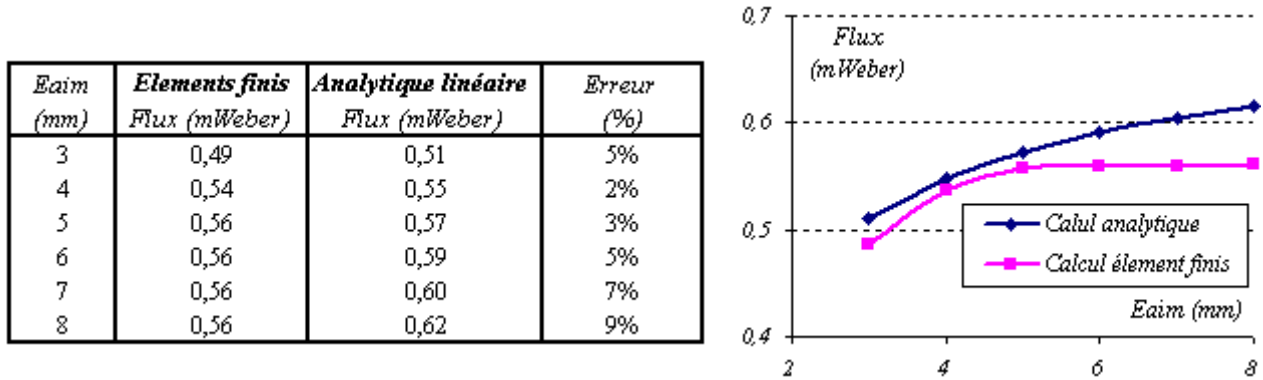


Fig.3.31 : Comparaison du flux de l'aimant calculé par les deux modèles

La comparaison des résultats de calcul de flux de l'aimant par éléments finis et par le modèle analytique linéaire sans saturation montre que pour les valeurs faibles de l'épaisseur de l'aimant, les écarts sont faibles, de l'ordre de 5%. Les deux courbes possèdent un même comportement, c'est-à-dire qu'elles tendent vers une valeur constante. Pour le calcul éléments finis la saturation est remarquable à partir d'une valeur de l'épaisseur de l'aimant égale à 5 mm, alors que pour le modèle analytique l'asymptote est plus loin.

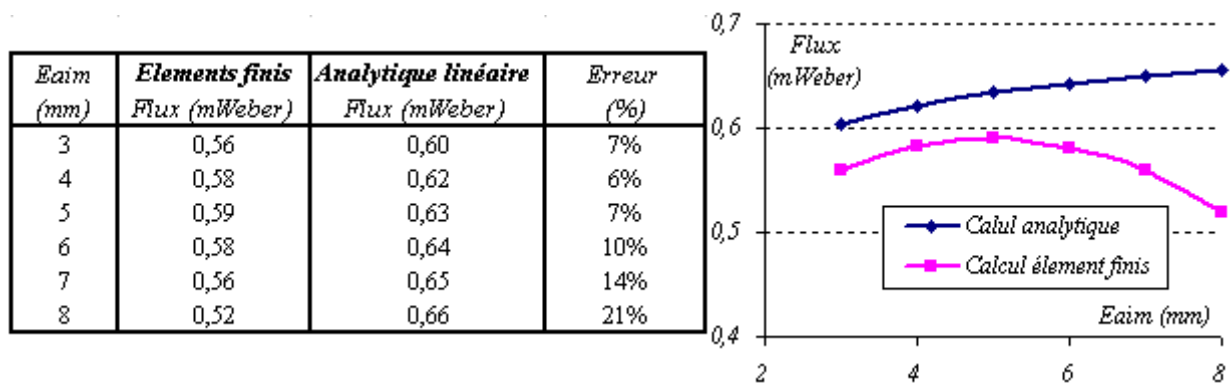


Fig.3.32 : Comparaison du flux moyen par pôle calculé par les deux modèles.

La comparaison des flux moyens par pôle calculés par les deux méthodes (figure Fig. 3.32) montre, par contre, une différence de comportement entre les deux courbes. La courbe calculée par éléments finis possède bien un optimum qui se situe à la croisée du début de la saturation du flux de l'aimant et du début de la diminution significative du flux de la bobine (voir figure Fig.3.26). La courbe calculée par le modèle analytique est au contraire croissante et tendant vers une valeur constante, elle est la moyenne de deux courbes de même variation (voir figure Fig. 3.30). L'écart entre les deux calculs est cette fois-ci significatif

pour les valeurs de l'épaisseur de l'aimant grandissantes car la saturation du fer est visible de manière plus significative sur les flux du pôle bobiné calculés par les deux méthodes. L'erreur commise par le calcul analytique reste en contrepartie acceptable aux alentours de l'optimum. La recherche de la valeur optimale est directement obtenue par le calcul élément finis alors que par le calcul analytique peut induire une erreur.

III.3.1.3.2 Influence de la largeur du pôle bobiné

La largeur du pôle bobiné a une influence considérable sur le flux à vide de la machine et sur l'inductance cyclique de celle-ci. Cette largeur conditionne à la fois la section bobinable de l'encoche au rotor et la reluctance que voient les lignes de flux qui y sont générées. Nous pouvons, dès à présent, imaginer qu'il existe deux cas extrêmes ; le cas où la largeur du pôle est petite et l'encoche très grande, ce qui correspond à un fonctionnement avec beaucoup d'ampères-tours et une saturation maximale au niveau du pôle et le cas d'un pôle très large peu saturé car on disposerait pas d'assez de section pour loger les ampères-tours nécessaires. Nous essayerons donc, de déterminer la largeur optimale qui se trouve forcément entre ces deux cas extrêmes. Pour cela, on fixe l'épaisseur de l'aimant à celle choisie ultérieurement et on fait varier la largeur du pôle bobiné par pas de 2 millimètres.

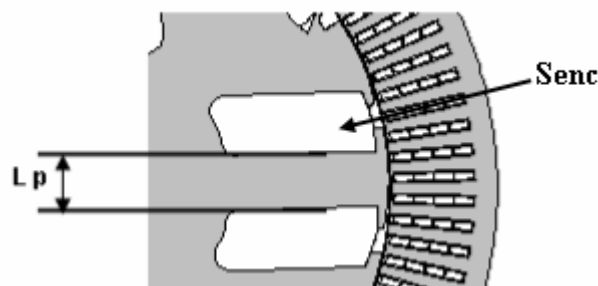


Fig. 3.33: Paramètre «Largeur du pôle bobiné : L_p »

Nous nous trouvons dans ces cas de figures devant deux manières de comparer les différents rotors. Allons nous comparer les rotors à même densité de courant dans l'encoche ou à mêmes pertes Joule dans les enroulements d'excitation. Il est nécessaire de choisir entre les deux la façon la plus juste et la plus équitable. Pour cela, écrivons les équations qui régissent les deux manières de faire.

Les pertes joules dans le cuivre du rotor s'écrivent :

$$P_{jr} = \rho \cdot \delta^2 \cdot V_{cu} \dots \dots \dots (7)$$

Et les ampères tours d'excitation s'écrivent comme ceci :

$$nI_f = \delta \cdot S_{enc} \dots\dots\dots(8)$$

Prenons deux géométries de rotor ayant des surfaces d'encoche S_{enc1} et S_{enc2} , telles que S_{enc2} est double de S_{enc1} . Regardons les implications qu'ont les deux manières de raisonner.

Comparaison à même densité de courant :

Les ampères-tours dans les deux encoches s'écrivent d'après (8):

$$n_1 I_{f1} = \delta \cdot S_{enc1}$$

$$n_2 I_{f2} = \delta \cdot S_{enc2}$$

Donc : $n_2 I_{f2} = 2 \cdot n_1 I_{f1} \dots\dots\dots (9)$

Les pertes Joule, d'après (8) s'écrivent :

$$P_{jr1} = \rho \cdot \delta^2 \cdot V_{cu1} = \rho \cdot \delta^2 \cdot L_{enc} \cdot S_{enc1}$$

$$P_{jr2} = \rho \cdot \delta^2 \cdot V_{cu2} = \rho \cdot \delta^2 \cdot L_{enc} \cdot S_{enc2}$$

Donc : $P_{jr2} = 2 \cdot P_{jr1} \dots\dots\dots (10)$

Nous voyons bien d'après les équations (9) et (10), que si on compare les deux configurations à même densité de courant, ceci impliquera un doublement des ampères-tours dans l'encoche S_{enc2} et ceci sera accompagné aussi d'un doublement des pertes joules d'excitation. Bien que la section S_{enc2} a doublé par rapport à la section S_{enc1} ce qui implique un doublement de la surface d'échanges thermiques entre le cuivre et le fer, il reste que ces deux sections sont inscrites dans un même diamètre extérieur rotor, c'est-à-dire qu'au final, la section d'échanges thermiques vers le milieu extérieur n'a pas forcément doublé. Une telle façon de comparer conduit à favoriser des géométries à grandes sections bobinables, puisque les ampères tours d'excitation y sont les plus grands. Sauf qu'à cause des pertes joules qui augmentent dans les mêmes proportions, ces géométries risquent d'avoir un échauffement excessif. Cette raison conduit, pour garantir un échauffement équivalent, à vouloir comparer les circuit magnétiques à mêmes pertes Joule.

Comparaison à mêmes pertes Joule :

Les pertes Joule s'écrivent dans les deux encoches comme précédemment et d'après (8) s'écrivent :

$$P_{jr1} = \rho.\delta_1^2.V_{cu1} = \rho.\delta_1^2.L_{enc}.S_{enc1}$$

$$P_{jr2} = \rho.\delta_2^2.V_{cu2} = \rho.\delta_2^2.L_{enc}.S_{enc2}$$

Pour garantir les mêmes pertes joules, les densités de courants doivent s'écrire : $\delta_2 = \frac{1}{\sqrt{2}}\delta_1$

Ce qui se traduit en termes d'ampères tours bobinés par : $n_2 I_{f2} = \sqrt{2}.n_1 I_{f1}$

Nous nous apercevons, en cherchant à garantir les mêmes pertes Joule dans les deux encoches, que les ampères-tours n'ont augmenté que de 40% en doublant la section d'encoche, alors qu'ils ont carrément doublé dans le premier cas. Il est clair que cette manière de comparer les rotors assure, sans souci d'échauffement excessif, la faisabilité des configurations obtenues. Toutefois elle peut être jugée trop prudente par le concepteur de machines soucieux de tirer le maximum des structures et même parfois défavorisante pour les structures ayant un potentiel risquant de n'être pas totalement exploité. La manière la plus juste de faire ce genre de comparaison est de considérer les machines à échauffement constant, dans ce cas il faudra se doter d'un modèle thermique global fidèle et précis, chose qui n'est pas tout à fait aisée à réaliser. Dans notre étude, nous allons comparer les rotors dans les deux cas de figures, sachant que la solution la plus probable se trouve entre les deux cas.

Le tableau 3.6 donne une idée sur les ampères-tours injectés dans les différentes structures, dans les deux cas de figure, pour les différentes largeurs du pôle bobiné. Nous nous sommes fixé comme données d'entrée une densité de courant dans le cuivre de 11A/mm² et un coefficient de remplissage de l'encoche rotor de 36%.

L_p (mm)	S_{enc} (mm ²)	nI à iso- densité de courant	δ (A/mm ²) à iso-pertes Joule	nI à iso- pertes Joule
6	290	1154	10,2	1072
8	266	1060	10,6	1027
10	242	963	11,1	979
12	218	867	11,7	929
14	192	765	12,5	872
16	166	661	13,4	811

Tab. 3.6 : Données de simulation

L_p (mm)	Flux Pôle bobiné (mWeber)	Flux Pôle aimant (mWeber)	Flux Moyen/pôle (mWeber)
6	0,444	0,561	0,502
8	0,569	0,547	0,558
10	0,652	0,531	0,592
12	0,684	0,521	0,603
14	0,676	0,523	0,600
16	0,645	0,531	0,588

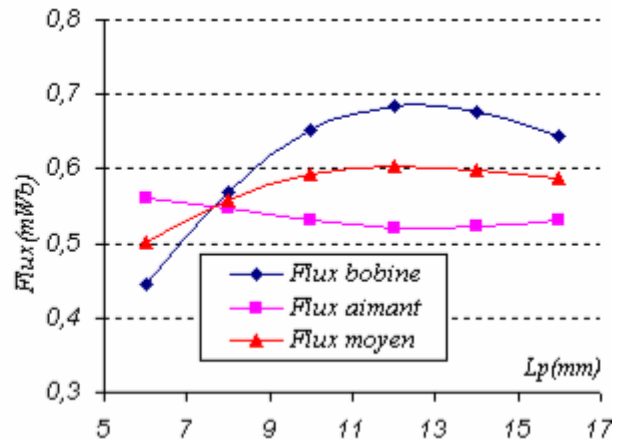


Fig. 3.34 : Résultats de simulation par éléments finis à iso densité de courant

Les résultats de simulations montrent que, dans les deux cas, la machine possède un optimum en terme de flux à vide se situant aux alentours d'une largeur de pôle de 12 mm. La différence remarquable entre les deux approches du problème se trouve aux extrémités, vers les largeurs de pôle les plus grandes plutôt que les plus petites. Nous remarquons un fléchissement de la courbe, nettement visible vers les largeurs de pôle les plus grandes, pour l'approche à même densité de courant. La largeur de pôle augmentant resserre la section d'encoche, et si l'on garde la même densité de courant, les ampères-tours se trouvent ainsi nettement amoindris. Par contre, afin de rester à mêmes pertes Joule la densité de courant est augmentée, à 13,4 A/mm² pour le cas extrême, ceci étant associé à une grande section du pôle, ceci permet une efficacité aux ampères-tours résultants. Ceci n'étant pas le cas pour les pôles serrés, car le niveau de saturation atteint fait que l'augmentation des ampères-tours n'a pas de conséquences palpables

L_p (mm)	Flux Pôle bobiné (mWeber)	Flux Pôle aimant (mWeber)	Flux Moyen/pôle (mWeber)
6	0,440	0,561	0,501
8	0,567	0,547	0,557
10	0,654	0,531	0,592
12	0,692	0,518	0,605
14	0,696	0,515	0,606
16	0,684	0,518	0,601

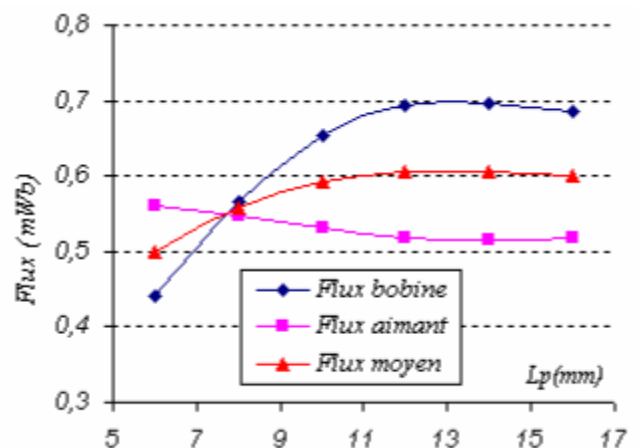


Fig. 3.35: Résultats de simulation par éléments finis à iso pertes Joule

On peut là aussi, de la même manière que pour le paragraphe précédent, utiliser le modèle analytique sans saturation pour étudier l'influence de la largeur du pôle bobiné sur le flux à vide de la machine. Pour cela nous utiliserons la même formule de flux à vide trouvée en haut, à savoir :

$$\phi_v = \frac{6R_e + 9R_a}{R_e(8R_e + 9R_a)} nIf + \frac{6}{(8R_e + 9R_a)} nIa$$

Cette fois ci, les ampères-tours équivalents de l'aimant ainsi que sa reluctance sont fixes et sont donnés pour un aimant de 4mm de largeur. Nous utiliserons là aussi la même logique de comparaison utilisée en haut et nous injecterons dans le modèle les ampères-tours calculés dans le tableau 3.6 pour une comparaison à même densité de courant et une comparaison à mêmes pertes joules. Nous avons obtenu pour cette recherche de largeur optimale de pôle bobiné les résultats présentés dans les figures 3.36 et 3.37. Nous remarquons que les courbes obtenues dans le cas du calcul à iso densité de courant sont linéaires. Le flux de l'aimant est constant et le flux du pôle bobiné décroît linéairement avec l'augmentation de la largeur du pôle, la section d'encoche diminuant linéairement avec l'augmentation de ce dernier et les ampères-tours injectés par aussi. L'optimum se trouve dans ce cas vers les largeurs de pôle les plus petites, ce qui n'est pas le cas dans un cas réel avec saturation.

Dans le cas du calcul à iso pertes joules, le même constat est visible, à la différence que cette fois-ci le flux du pôle bobiné ne varie pas linéairement en fonction de la largeur du pôle car les ampères-tours doivent être une fonction racine de la section bobinable donc de la largeur du pôle pour garantir la comparaison à mêmes pertes Joule. La courbe de flux du pôle bobiné est de plus relevée vers les grandes valeurs de la largeur du pôle car les ampères-tours y sont plus importants que dans le cas précédent du fait de la comparaison à iso pertes Joule.

Le calcul dans les deux cas de figure ne nous permet pas de tirer un optimum avec le modèle analytique linéaire

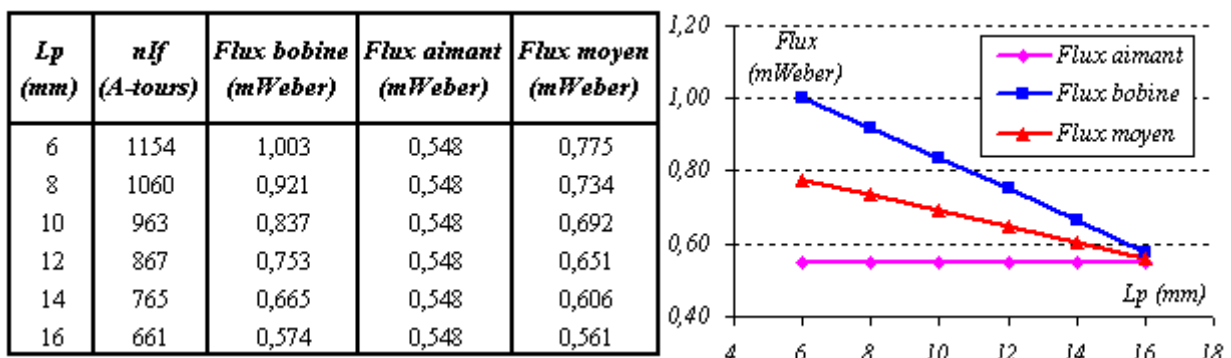


Fig. 3.36 : Résultats de simulation à iso densité de courant

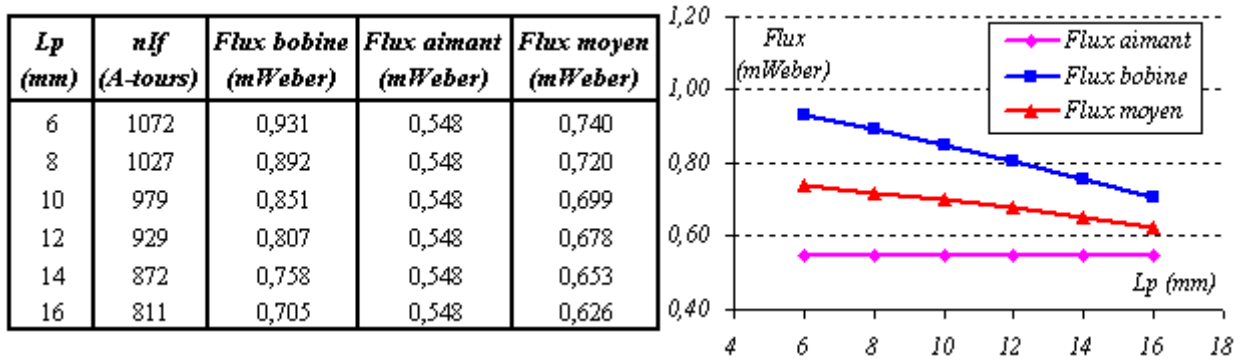


Fig. 3.37 : Résultats de simulation à iso pertes Joule

La comparaison, illustrée par les figures 3.38, 3.39 et 3.40, entre les résultats des deux modèles montre que, pour le calcul du flux l’aimant, l’erreur commise avec le modèle analytique n’est pas grande, elle est au maximum égale à 6%. En effet, la reluctance de l’aimant et de l’entrefer réunis est très grande devant la reluctance du fer. Par contre, la reluctance de fer ne peut pas être négligée devant la seule reluctance de l’entrefer, surtout vers les valeurs faibles de largeur de pôle ou la saturation dans le fer est élevée. Par contre plus on élargit le pôle et on baisse les ampères-tours, la saturation dans le fer diminue faisant converger les deux courbes et rendant l’erreur commise très faible (3% pour un pôle de 16 mm).

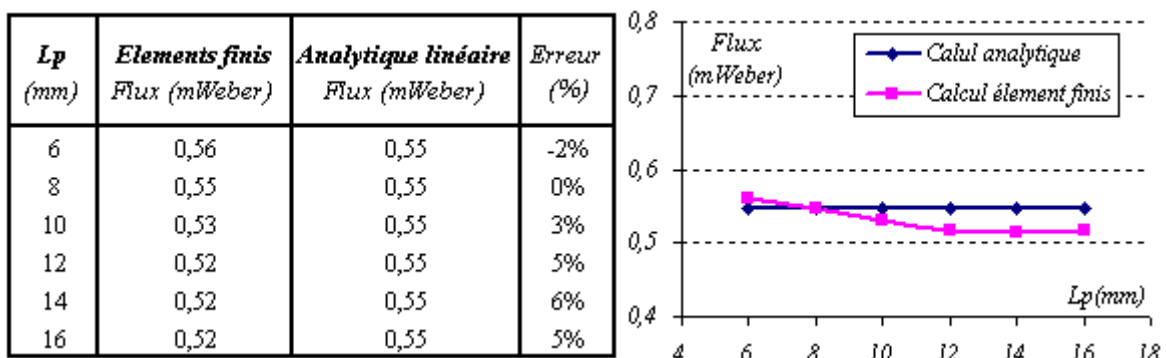


Fig. 3.38 : Comparaison du flux de l’aimant calculé par les deux modèles

Le flux moyen totalisé étant la moyenne des deux flux, il comporte par conséquent l’erreur de l’un et de l’autre. Pour la largeur de pôle choisie par le calcul éléments finis l’erreur commise par le modèle analytique est de 11%, ce qui est acceptable pour un modèle linéaire.

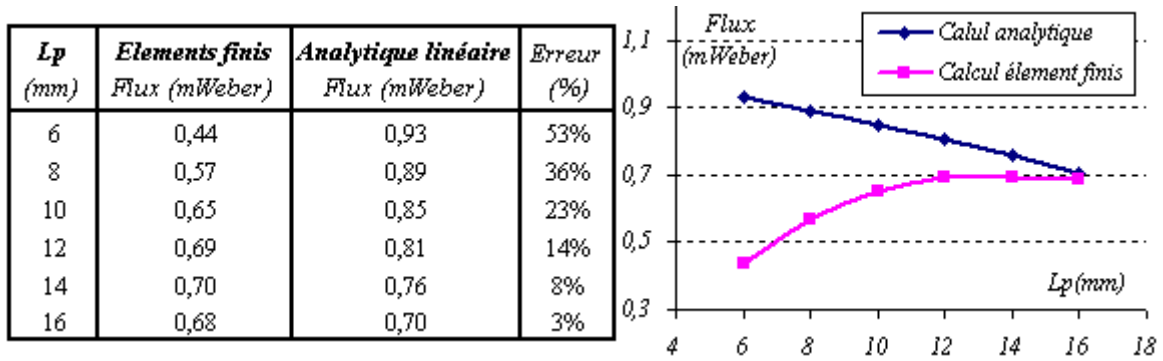


Fig. 3.39 : Comparaison du flux la bobine calculé par les deux modèles

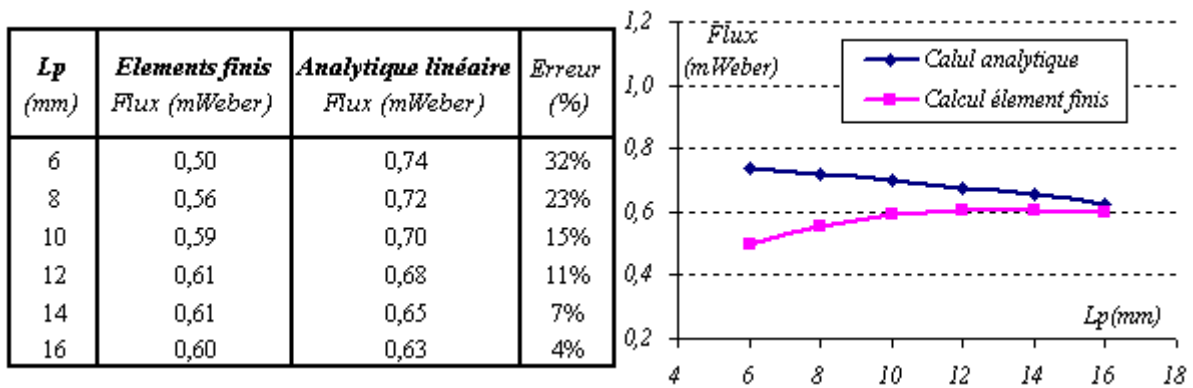


Fig. 3.40 : Comparaison du flux moyen calculé par les deux modèles

$L_{pole}(mm)$	Débit à iso-densité de courant		Débit à iso-pertes Joule	
	débit (pu) à 1800 tr/min	débit (pu) à 6000 tr/min	débit (pu) à 1800 tr/min	débit (pu) à 6000 tr/min
6	0,50	1,00	0,57	0,95
8	0,82	0,98	0,88	1,00
10	0,94	0,95	1,00	0,97
12	1,00	0,80	0,99	0,94

Tab. 3.7 : Résultats de simulation en pu des débits en charge

Le flux à vide nous renseigne sur le débit de la machine à basses vitesses, ce paramètre avec la résistance du stator, sont les plus influents sur le débit, dans ces zones de fonctionnement. Par contre, à hautes vitesses, l'inductance de la machine reprend de l'importance et conditionne l'état magnétique de la machine par la réaction magnétique de l'induit. Afin d'intégrer ce deuxième phénomène dans notre optimisation, un calcul en charge s'impose. Nous montrons en valeurs unitaires les débits en charges calculés sous Flux 2D. Dans chaque colonne du tableau suivant, la valeur du débit est calculée en divisant ce même débit sur la valeur maximale dans la même colonne.

Nous confirmons, d'après les résultats montrés ci-dessous, que le flux à vide constitue un paramètre très important à basses vitesses. Ceci est visible sur les figures 3.41.a et 3.41.b puisque les machines débitant le plus pour ces vitesses sont celles qui donnaient, dans le calcul par éléments finis, le plus de flux à vide. A hautes vitesses, du fait de l'intervention de l'autre paramètre, à savoir l'inductance de la machine, les tendances ne sont plus les mêmes et de façon générale les débits des machines tendent de plus en plus à se dégrader en augmentant la largeur du pôle. Car pour les pôles les plus larges, dans les conditions de notre étude, les phénomènes les plus défavorables interviennent ; Le flux à vide a tendance à diminuer et la réaction magnétique de l'induit à augmenter. Nous n'avons pas jugé utile d'aller plus loin que la largeur du pôle 12mm car il est clair, que pour ces machines, les débits vont baisser pour les basses et hautes vitesses.

La machine la plus optimale, au final, n'est pas celle qui donne le plus de flux à vide, c'est-à-dire une machine de largeur de pôle 12mm, mais c'est une autre avec une largeur moindre (10mm), celle-ci garantit un débit équilibré à hautes et à basses vitesses .

Nous avons, après cette étude paramétrique, définit le circuit magnétique optimal pour notre application « alternateur automobile ». Ce circuit va être adapté en longueur pour répondre à notre cahier des charges.

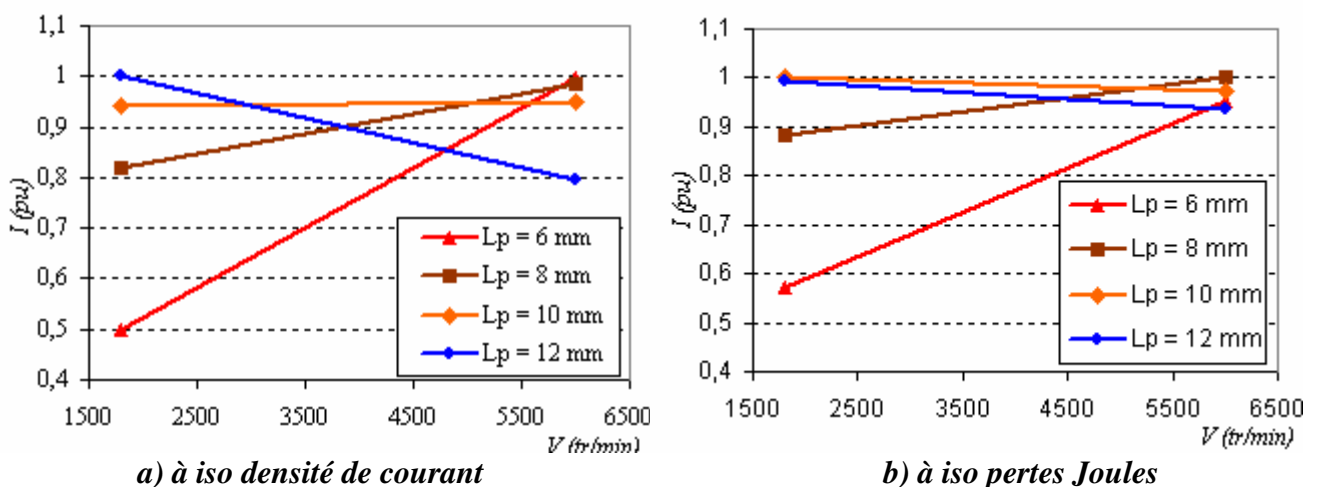


Fig. 3.41: Résultats de simulations par éléments finis en charge

III.3.1.3.3 Machine répondant au cahier des charges

Il s'agit dans cette partie de faire varier la longueur active de la machine et le nombre de spires au stator afin de trouver la machine adéquate à notre application.

Tout d'abord, nous allons explorer les configurations de bobinage possibles au stator avec la technologie de bobinage en fil méplat choisie.

L'encoche au stator dans notre cas contient quatre conducteurs rectangulaires. Il est donc possible avec les quatre conducteurs d'avoir un bobinage à une spire si on les met tous en parallèle, à deux spires si on les met deux à deux en parallèle et à quatre spires s'ils sont tous en série. Il est aussi possible de connecter les trois phases en triangle ou en étoile. Il existe donc six possibilités.

On pouvait aussi faire le choix d'avoir deux conducteurs dans l'encoche, mais ce choix laisse moins d'opportunités, quatre au total.

La longueur active est aussi un paramètre sur lequel on peut agir. Le nombre de structures à simuler devient donc très important si on veut considérer plusieurs longueurs. Sachant que le calcul se fera par la méthode des éléments finis, il est donc nécessaire de cibler les configurations en se basant sur un ou plusieurs critères de présélection.

Les critères de sélection choisis sont la faculté d'avoir une fem suffisante pour amorcer vers 1250 tr/min, tel les autres alternateurs pour les applications 14V. Le deuxième critère est d'avoir une résistance au stator la plus faible possible. Le troisième critère est de ne pas avoir une longueur excessive comparativement aux alternateurs actuels.

Le couplage des phases, de n_s spires, en étoile est équivalent en terme de fem à vide et d'impédance à un couplage triangle possédant $\sqrt{3} \cdot n_s$. Les six configurations de bobinage du stator, citées en dessus, sont ramenées et exprimées en triangle pour pouvoir les comparer. Le tableau 3.8 énumère les différentes combinaisons de bobinage ramenées à un couplage triangle.

<i>Nombre de spires</i>	1	1	2	2	4	4
<i>Couplage</i>	Δ	Y	Δ	Y	Δ	Y
<i>Nombre de spires équivalents en triangle</i>	1	1,7	2	3,5	4	6,9

Tab. 3.8 : Différentes configurations de bobinage ramenées à un couplage triangle

D'après le calcul de flux à vide sur notre circuit magnétique optimal, on peut évaluer la fem à vide par spire et par millimètre pour la vitesse de 1250 tr/min à 0,1 V. Les longueurs actives nécessaires pour avoir une tension de 14,7 V sont données sur le tableau 3.9. Cette tension est nécessaire pour pouvoir débiter sous une tension de 13,5 V, à laquelle il faut ajouter deux fois la tension seuil de la diode. On remarque que ces longueurs sont très grandes comparativement aux longueurs actives des machines actuelles

Nombre de spires	1	1	2
Couplage	Δ	Y	Δ
Nombre de spires équivalents en triangle	1	1,7	2
Longuer active (mm)	148	86	74

Tab. 3.9 : Longueur active nécessaire de machine ($n_s < 2$)

La machine possédant un bobinage en 4 spires en étoile pourra amorcer avec une longueur active d'environ 21mm, par contre elle est éliminée à cause de sa grande résistance, celle-ci avoisine 70 m Ω .

Nous avons gardé pour notre étude les deux configurations pouvant garantir un amorçage avec des longueurs actives et des résistances acceptables. Le tableau 3.10 résume les caractéristiques des machines à simuler.

Bobinage stator	2 Y	2 Y	2 Y	4 Δ	4 Δ	4 Δ
Longeur active (mm)	40	45	50	40	45	50
Résistance couplée (m Ω)	17,8	18,4	19,6	23,7	24,5	26,1

Tab. 3.10 : Machines à simuler

Les machines ayant 4 spires couplées en triangle ont un débit conséquent à basse vitesse. Grâce à leur nombre de spires élevé, elles arrivent à débiter plus que les machines bobinées en 2 spires en étoile. Le contraire se passe à hautes vitesses où l'avantage est du côté de la machine ayant le moins de spires. C'est ce que nous avons vu précédemment et que nous avons appelé 'basculement de courbe'. La figure 3.40 illustre bien ce phénomène, elle montre les courbes de débit de deux machines ayant la même longueur active (50 mm) est bobinées avec des nombres de spires différents.

La machine de longueur active 50 mm bobinée en 4 spires en triangle, atteint à 1800 tr/min un débit de 147 A pour 130 A demandés dans le cahier des charges. Par contre à 6000 tr/min, elle arrive à peine à dépasser 200 A pour 230 A requis. L'augmentation de la longueur active pour cette machine n'améliorera pas de beaucoup le courant débité à 6000 tr/min à cause de son inductance élevée.

Comme on le voit, les machines bobinées en 2 spires branchées en étoile ont un débit faible à basses vitesses, la machine de longueur active 40 mm ne débite que 60A à 1800 tr/min. A cette vitesse, la machine ayant la même longueur active et bobinée en 4 spires triangle donne 100A. Mais grâce à leurs faibles résistances leurs pentes de progression sont plus raides. Un surplus de flux aura donc beaucoup de conséquences sur le débit, la longueur active dans ce cas là peut récupérer le déficit en flux. A hautes

vitesses, ces machines se comportent naturellement bien grâce à leur faible inductance. Le cahier des charges à hautes vitesses est satisfait avec une longueur active de 50mm.

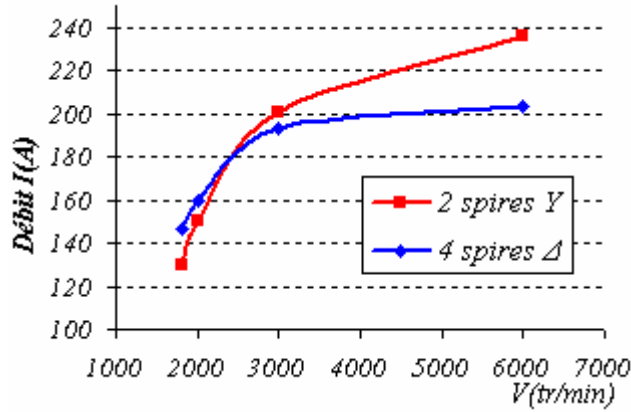
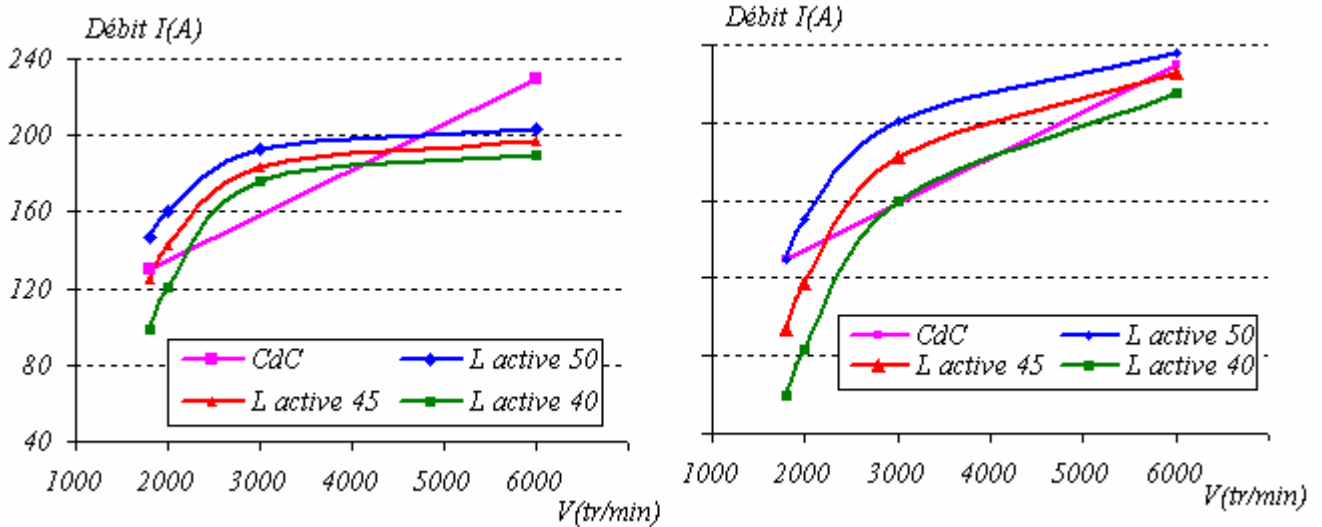


Fig. 3.42 : Débits des machines de longueur 50 mm et bobinées différemment

Au final la machine satisfaisant le cahier des charges (Fig. 3.43 b) retenue pour notre application à une longueur active de 50mm bobinée en 2 spires étoile dont les caractéristiques principales sont montrés sur le tableau 3.11



a) Machines bobinées en 4 spires triangle

b) Machines bobinées en 2 spires étoile

Fig. 3.43 : débits des différentes machines simulées

Nombre de paires de pôles	8	Largeur des aimants	17,5 mm
Longueur active	50 mm	Longueur des aimants	50 mm
Nombre d'encoches au stator	96	Epaisseur des aimants	4 mm
Nombre de systèmes triphasés	2	Masse totale d'aimants	106 g
Fiche électrique stator	2 spires	Largeur de pôle	10 mm
Couplage	Etoile	Nombre de spires par pôle	160
Résistance d'une phase	9,8 mΩ	Résistance du rotor	0,67Ω

Tab. 3.11 : Caractéristiques de la machine retenue

Les résultats de simulation en charge de cette machine sur le Logiciel Flux 2D sont les suivants :

V (tr/min)	U_{B+} (V)	I_f (A)	P_{ex} (W)	I_{brut} (A)	I_{net} (A)	P_{net} (W)
1800	13,5	12	161	142	130	1755
2000	13,5	12	158	162	150	2029
3000	13,5	12	155	213	201	2714
6000	13,5	12	155	248	236	3186

Tab. 3.12 : Résultats de simulation de la machine retenue

Remarque : L'encombrement axial total du rotor à prendre en compte pour des comparaisons avec d'autres structures n'est pas que la longueur active. Il faut prendre en compte l'épaisseur des flasques protégeant de part et d'autre les têtes de bobines (Fig.3.44). On arrive ainsi à un encombrement axial total hors ventilateurs de 73,8 mm.

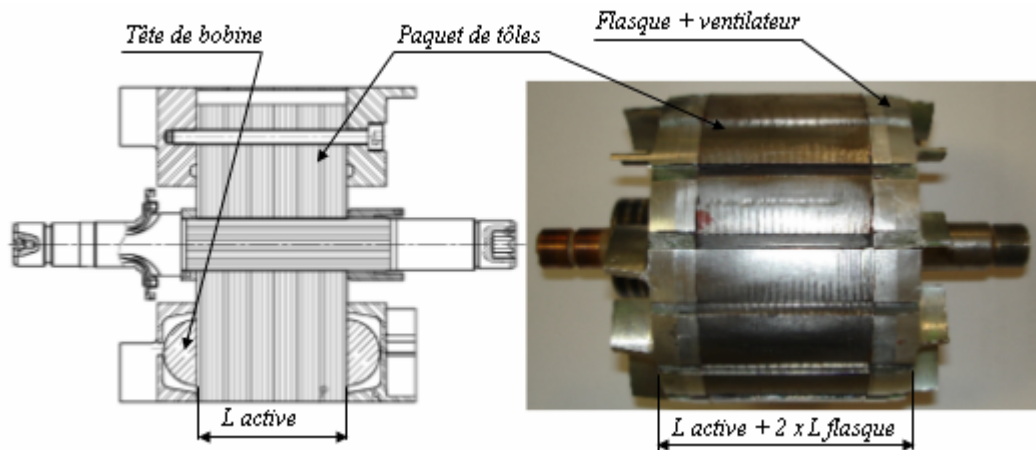


Fig. 3.44 : Encombrement du rotor

III.3.2 Essai et validation des résultats du calcul théorique

III. 3.2.1 Essai à vide :

Dans ce qui suit nous présentons les résultats des essais à vide électrique du prototype réalisé. Nous alimentons les bobines d'excitation avec une source de courant variable. Nous testons de cette façon l'efficacité de l'excitation bobinée sur le défluxage de la machine. Les quatre bobines du rotor sont montées deux en série, en parallèle avec deux autres en série.

Le Tableau 3.13 présente les valeurs de la fem à vide efficace relevées sur voltmètre en fonction du courant d'excitation injecté au rotor à une vitesse de rotation de 1800 tr/min.

$I_f(A)$	-8	-6	-5	-4	-3	-2	-1	0	3	5	8	10	15	20
$fem\ eff\ (V)$	0,8	0,5	0,3	0,3	0,9	1,6	2,4	3,3	5,9	7,6	9,2	9,7	10,1	10,3

Tab 3.13 : Fem à vide efficace en fonction du courant d'excitation à 1800 tr/min

Il apparaît bien que ce principe de défluxage est efficace puisque l'on arrive quasiment à annuler la fem induite aux bornes de la machine. Les résultats des essais confirment bien les prévisions des simulations sur Flux2D, nous remarquons que les caractéristiques de fem à vide en fonction du courant d'excitation simulée et testée sont similaires (Figure 3.45). L'écart maximum entre les deux courbes est de 6% en haut de courbe, cela est probablement dû aux effets de coupe et de compactage des tôles magnétiques. Les tôles perdent un peu de leurs caractéristiques magnétiques suite à ces différents traitements, et cela ce ressent plus dans la zone de fonctionnement à forte saturation.

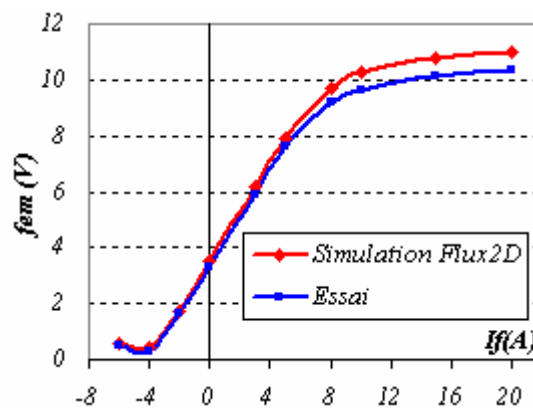


Fig. 3.45 : Fem à vide efficace en fonction du courant d'excitation

La figure 3.46 correspond à des enregistrements point par point sur oscilloscope de la variation de la fem en fonction du temps pour différentes valeurs de courant d'excitation. Nous voyons que pour une valeur de courant d'excitation d'environ -5A la fem est quasiment nulle.

Malgré le changement de configuration au rotor pour les valeurs négatives de courant, la fem induite au stator reste de même polarité. Nous rappelons que pour un courant d'excitation négatif nous avons au rotor une succession Nord-Sud-Sud-Sud formant ainsi un quatre paires de pôles au total, alors que pour un courant positif le deuxième Sud de la succession des Sud devient Nord ce qui donne un fonctionnement normal Nord-Sud-Nord-Sud, avec huit paires de pôles.

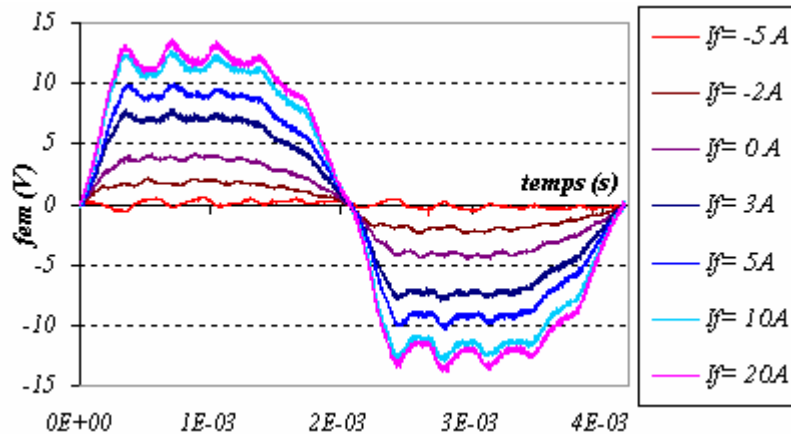
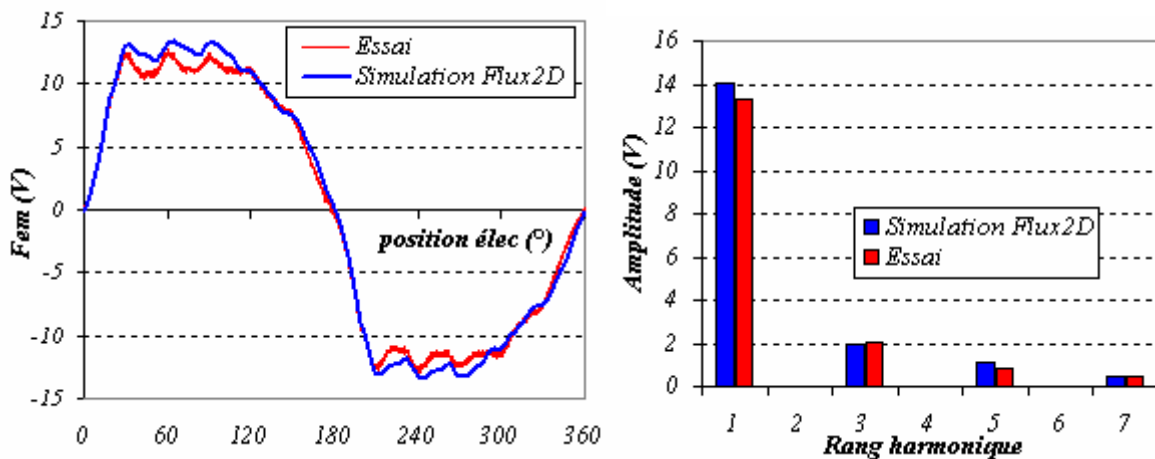


Fig. 3.46 : Fem à vide en fonction du temps paramétrée par le courant d'excitation

A partir d'une valeur de courant de 10A, les courbes de fem à vide se resserrent et le signal devient de plus en plus distordu à cause de la saturation du circuit magnétique.

La figure 3.47.a montre les deux formes d'ondes de la fem à vide simulée et mesurée pour un courant d'excitation de 10A. Nous remarquons que les deux signaux sont quasi-identiques, leur décomposition en séries de Fourier est montrée sur la figure 3.47.b.



a) Fem à vide en fonction de la position électrique

b) Analyse harmonique

Fig. 3.47 : Comparatif des formes d'onde de la fem simulée et mesurée

Cette décomposition donne pour les deux signaux la même répartition harmonique avec une amplitude du fondamental de 14 V pour la fem simulée et de 13,3 V pour le signal réellement mesuré, et un harmonique de rang 3 de l'ordre de 2 V pour tous les deux. Le tableau 3.14 donne une comparaison exhaustive des différentes caractéristiques des deux signaux. Nous remarquons que les valeurs simulées et mesurées sont assez proches les unes des autres. L'écart entre l'amplitude du fondamental des deux signaux est de 5% et entre leurs fem efficaces est de 6%.

	<i>Simulation</i>		<i>Essai</i>	
	<i>Amplitude (V)</i>	<i>% fondamental</i>	<i>Amplitude (V)</i>	<i>% fondamental</i>
<i>Fondamental</i>	14,0	-	13,3	-
<i>Harmonique 3</i>	1,92	13,7%	2,06	15,5%
<i>Harmonique 5</i>	1,14	8,1%	0,80	6,0%
<i>Taux de distorsion</i>	17,7%		17,0%	
<i>Fem à vide efficace (V)</i>	10,3		9,7	

Tab 3.14 : Comparatif de la fem à vide simulée et mesurée pour un courant d'excitation de 10A

Il est très difficile, que ce soit en simulation ou en en essai, de reproduire le point de fonctionnement avec une fem à vide totalement nulle. Ceci correspond (§ III.3.1.2) à un état magnétique où toutes les lignes de flux sortant de l'aimant rentrent dans le pôle bobiné et qu'aucune d'elles ne passe par les pôles conséquents. Cela demande, si ce cas existe, à chercher finement une valeur de courant d'excitation inverse très précise, cette valeur se situe d'après la figure 3.31 entre -4 A et -5 A. Cet état est très instable car un peu plus de courant dans le sens inverse impliquera le passage des lignes de flux de la bobine par les pôles conséquents, donnant ainsi naissance à un état magnétique pas décrit dans le paragraphe (§ III.3.1.2), car ne correspondant pas à un état de fonctionnement utile de la machine. Cet état est décrit par la succession Nord-Nord-Nord-Sud sur une cellule élémentaire, conduisant à une fem non nulle inversée. Cette fem n'est pas très sensible à l'augmentation du courant dans le sens inverse à cause de la saturation du pôle bobiné, celui-ci recevant à la fois les lignes de flux créées par la bobine et par l'aimant. La figure 3.48 illustre bien ceci, on y voit les courbes de fem à vide sans excitation, avec un courant d'excitation de 8 A et avec un courant d'excitation de même valeur et de signe contraire. La fem efficace est égale à 9,2 V pour une excitation de 8 A, alors qu'elle n'est que de 0,8 V dans le cas contraire.

En fonctionnement réel de la machine, c'est à dire débitant sur une charge à travers une batterie, le point de fonctionnement avec une fem nulle n'est pas nécessaire. On arrive à annuler le courant de charge sans annuler totalement la fem aux bornes de la machine. A une vitesse de rotation maxi de 21000 tr/min la

fem à vide efficace avec un courant d'excitation inverse de -3 A serait de 10,5 V, cette valeur de fem permet de ne pas débiter car elle est inférieure à la tension de la batterie.

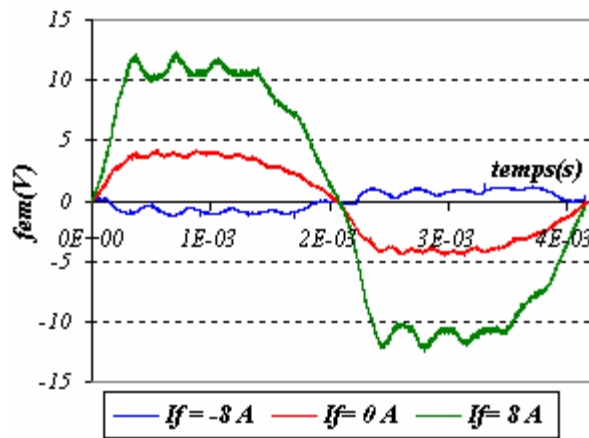


Fig. 3.48 : Inversion de la fem

III. 3.2.2 Essais en charge :

Les résultats de mesure sont obtenus durant un essai en pleine charge sous une température ambiante établie de 25°C, c'est-à-dire la machine débitant le maximum de ses performances à cette température.

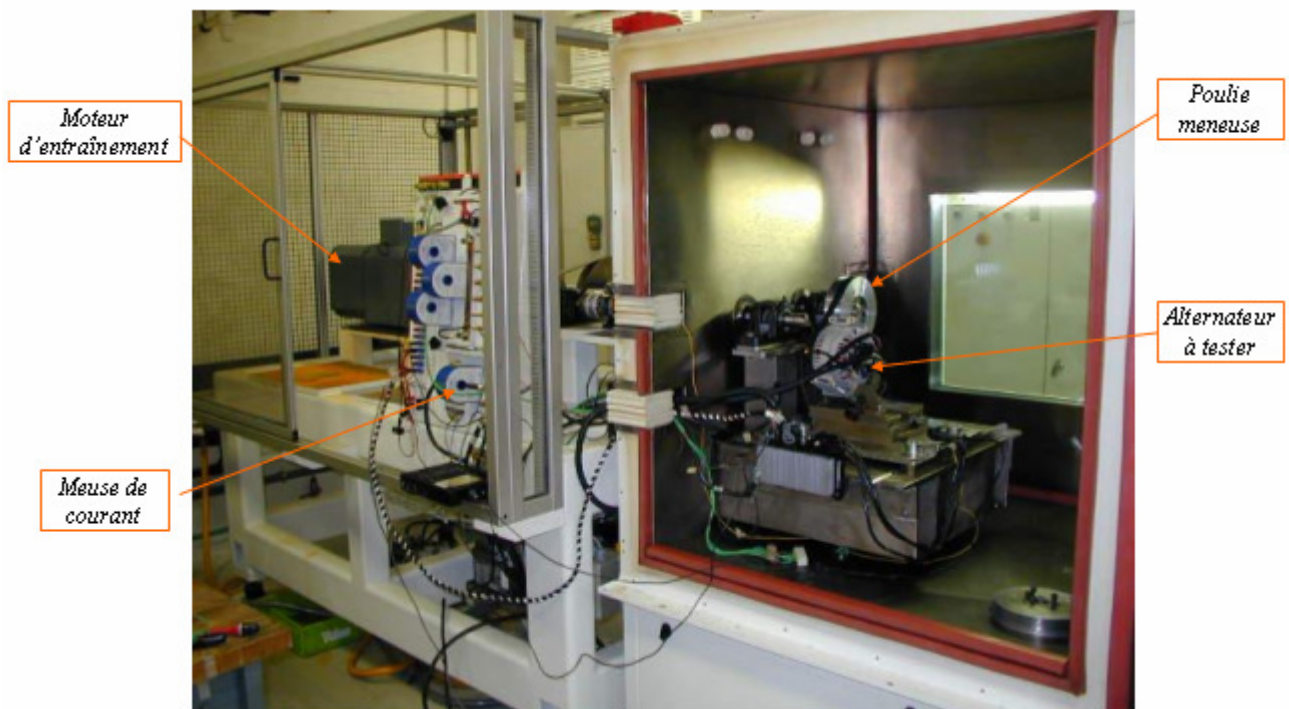


Fig. 3.49 : Montage de la machine sur le banc d'essai

La procédure de l'essai spécifique que la machine soit montée dans un banc de mesure équipé d'une enceinte thermique (voir figures 3.49 et 3.50). L'essai se déroule dans les conditions dites stabilisées, c'est-à-dire que pour chaque palier de vitesse allant de 1500 tr/min à 18000 tr/min, on relève le courant débité après une période de stabilisation. Cette durée est de 20 minutes pour le premier palier de vitesse et 10 minutes pour chacun des autres paliers. L'essai se déroule en pilotant la tension de la charge U_{b+} à 13,5 V et laissant l'alternateur fournir le maximum de courant.

Le couple prélevé par la machine est également mesuré grâce à un couplemètre situé dans la chaîne d'entraînement. Le calcul du rendement se fait en comparant la puissance utile (P_{utile}) délivrée par l'alternateur à la puissance absorbée (P_{abs}) par celui-ci.

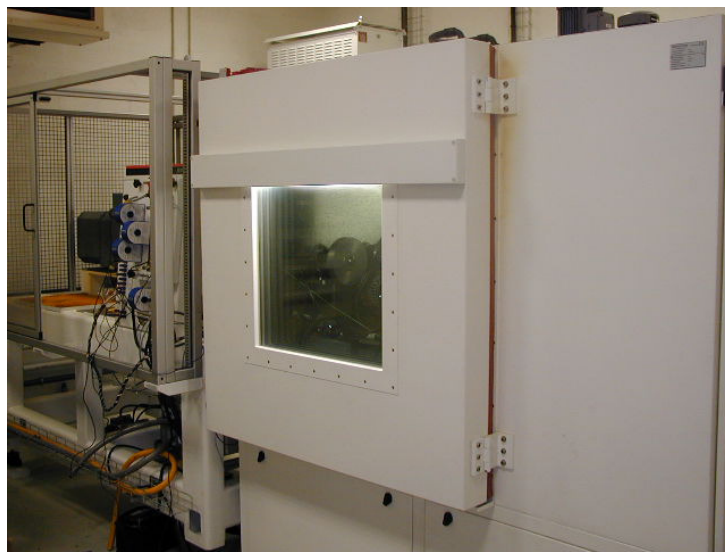


Fig. 3.50 : Enceinte thermique du banc

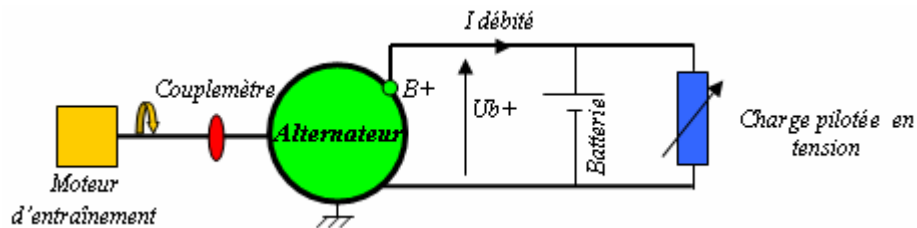


Fig. 3.51 : Schéma de montage sur banc

La puissance absorbée est donnée par :

$$P_{abs} = C \cdot \Omega, \quad \Omega \text{ étant la vitesse de rotation de l'alternateur.}$$

La puissance utile est donnée par :

$$P_{utile} = U_{b+} \cdot I \text{ ,}$$

Le rendement de la machine est égal à :

$$\eta = \frac{P_{utile}}{P_{abs}}$$

Vitesse (tr/min)	U _{b+} (V)	I débité (A)	Couple (N.m)	P _{abs} (W)	P _{utile} (W)	rendement (%)
1800	13,5	135	13,7	2579	1822	71%
2000	13,5	152	14,0	2930	2060	70%
3000	13,5	198	12,5	3914	2672	68%
6000	13,5	232	8,2	5159	3146	61%

Tab 3.15 : Performances mesurées de la machine

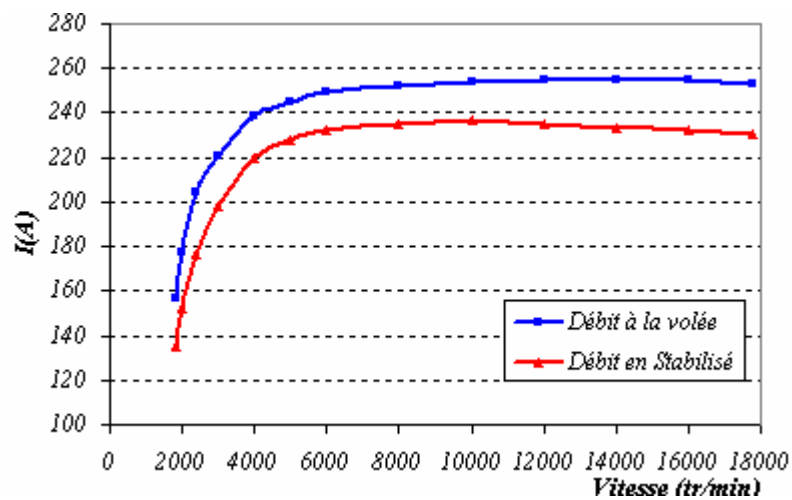


Fig. 3.52 : Courbes de débit en pleine charge de la machine

Les résultats obtenus montrent que le cahier des charges est satisfait par la machine conformément aux prévisions. Celle-ci débite 135 A à 1800 tr/min pour 130 requis et 232 A à 6000 tr/min pour 230 demandés à cette vitesse de rotation. L'écart maximum entre les résultats de simulations et les valeurs mesurées est de 3,8 %, cela montre à quel point le calcul par éléments finis est précis malgré sa lenteur si on le compare à un modèle analytique. En effet, pour un point de fonctionnement donné (vitesse, débit) il faut 8 heures de calcul avec un ordinateur de fréquence 2,8 GHz alors que pour un modèle analytique le calcul est presque instantané.

La figure 3.52 montre l'écart de débit entre la machine débitant sans stabilisation et la même machine débitant suivant la procédure d'essai en stabilisé. Il existe un écart de 10% en moyenne entre les deux courbes sur toute la plage de vitesse, cela montre à quel point la prise en compte de la thermique est importante dans le calcul des machines électriques. Dans notre cas nous nous sommes basés sur des valeurs expérimentales relevées sur d'autres machines pour estimer l'échauffement qu'atteindra la notre.

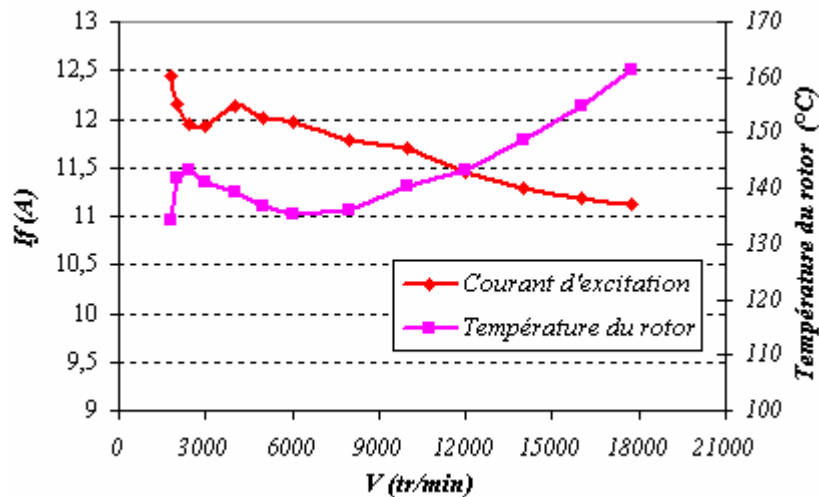


Fig. 3.53 : Evolution de l'excitation au rotor

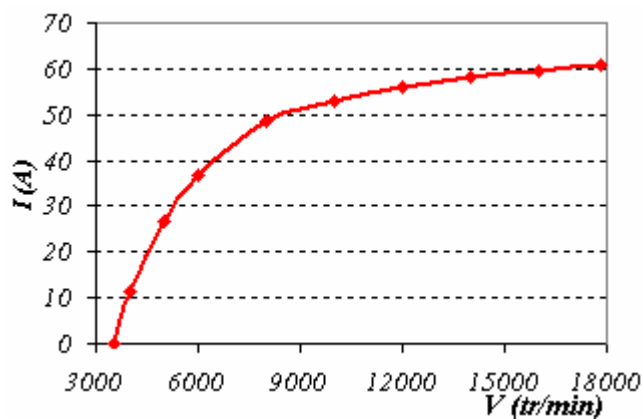


Fig. 3.54 : Débit sans excitation

On remarque aussi un léger fléchissement de la courbe de débit en essai 'Stabilisé' vers les grandes vitesses, cela est dû à la baisse du courant d'excitation. La figure 3.53 montre l'évolution de la température du rotor et du courant d'excitation le long de la montée en vitesse pour le débit maximal de la machine. Les deux paramètres étant fortement liés, l'augmentation de la température implique une baisse directe du courant d'excitation, donc du débit. La cause de cet échauffement est imputée aux pertes fer à la surface du rotor, car à partir de 6000 tr/min les pertes Joule au rotor et au stator tendent à se stabiliser et même à baisser, le débit étant à partir de cette vitesse constant et le refroidissement par ventilation augmentant.

De par sa structure ayant un flux non nul sans excitation, la machine voit entre ses bornes une fem non nulle proportionnelle la vitesse de rotation, celle-ci génère une fois qu'elle a dépassé la tension batterie un courant croissant avec la vitesse de rotation (figure 3.54). Ce courant est gênant dans une phase de roulage où aucun consommateur sur véhicule ne prélève du courant ou dans une phase où la charge demandée est inférieure à 60A. Il provoque une surtension au niveau de la batterie et l'endommagement de celle-ci. Un

contrôle du courant débité est nécessaire dans ce cas là, il est réalisé par l'inversion du courant d'excitation. Il existe néanmoins des applications, notamment sur des véhicule de luxe, où ce courant est en permanence totalement utilisé.

La machine est testée en charges partielles pour vérifier la possibilité de réaliser le contrôle du débit par l'excitation du rotor, la courbe de fem à vide nous a montré que la machine a le potentiel de le réaliser en injectant un faible courant dans le sens inverse. L'essai est réalisé en excitation séparée, mais en pratique la structure nécessite l'utilisation d'un pont en H intégré dans le régulateur ou dans une boîte séparée.

Nous montrons ici (tableau 3.16) les résultats de l'essai pour deux valeurs de courant demandé de 10A et de 60A. On voit bien que la réalisation d'un débit de 10 A à haute vitesse est rendue possible par l'inversion du courant d'excitation, celui-ci ne dépassant pas -4 A.

	V (tr/min)	1500	1800	2000	3000	6000	10000	14000	18000
I débité 10A	I_f (A)	5,91	4,05	3,25	1,09	-1,06	-2	-2,38	-2,56
	C (N.m)	1,59	1,29	1,16	0,88	0,84	1,2	1,45	1,85
	Rend (%)	56%	58%	57%	51%	27%	11%	7%	4%
I débité 60A	I_f (A)	9,55	6,45	5,55	3,31	1,25	0,52	0,17	0
	C (N.m)	7,35	5,86	5,3	3,66	2,19	1,85	1,84	1,82
	Rend (%)	73%	76%	76%	73%	61%	44%	31%	25%

Tab 3.16 : Performances mesurées de la machine en charges partielles

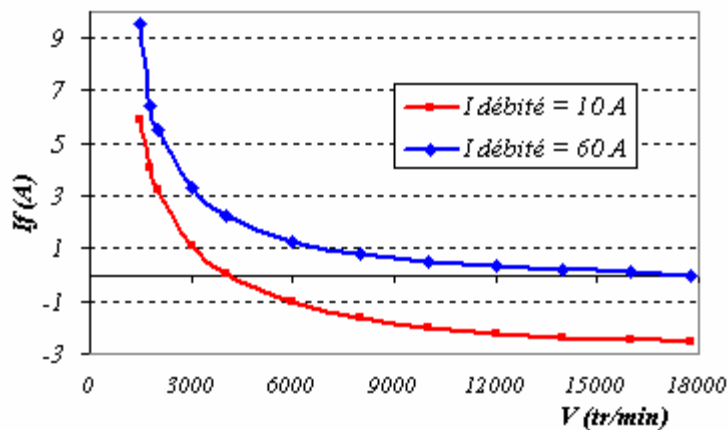


Fig. 3.55 : Courant d'excitation en charges partielles 10A et 60A

On remarque aussi, et c'est l'un des désavantages majeurs de cette structure, que le couple prélevé par la machine à hautes vitesses pour ce même débit tend à augmenter pour le débit de 10A (figure 3.55). De par son principe de fonctionnement, la structure n'annule pas le flux en le baissant localement mais en l'aiguillant de façon à avoir une résultante abaissée. Il en résulte que pour maintenir ce faible débit quand

la vitesse augmente, il faut pousser de plus en plus de courant et prélever de plus en plus de couple, celui-ci se transforme quasiment en pertes fer. Il s'en suit une nette dégradation du rendement.

Nous nous sommes intéressé aux résultats des essais pour un débit de 60 A car ce débit correspond au maximum de courant délivré par la machine sans excitation. Pour des applications où le débit est au minimum égal à cette valeur, on voit bien que le courant d'excitation n'a pas besoin d'être inversé. Ce qui nous affranchit de l'utilisation du pont en H. La courbe du couple en fonction de la vitesse pour $I = 60A$ est monotone. A hautes vitesses le couple prélevé par la machine provient des pertes fer élevées à cause de la présence permanente du flux des aimants et de la fréquence augmentant.

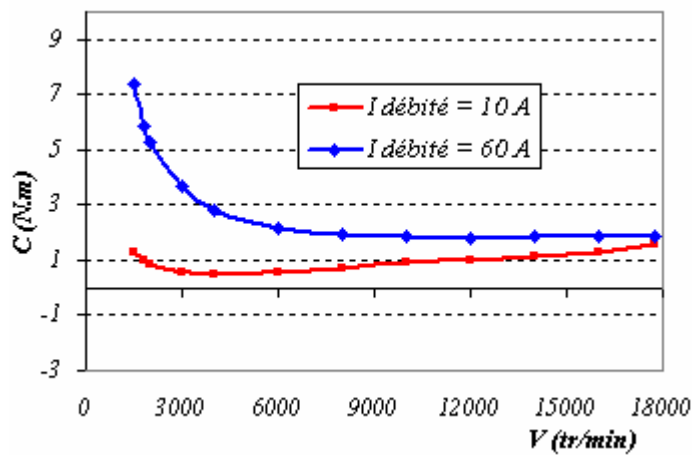


Fig. 3.56 : Couple prélevé par la machine pour les charges partielles 10A et 60A

Les essais en charges partielles sont réalisés sur le même banc d'essai de la figure 3.49. La procédure d'essais spécifie que la charge soit pilotée cette fois-ci en courant. Le courant est varié par paliers de 10A de 0 A jusqu'au courant maximum de la machine. Pour chaque palier de courant sollicité, une période de stabilisation de 10 minutes est exigée pour la première vitesse. Cette dernière correspond à la vitesse la plus basse pour laquelle l'alternateur est capable de réaliser la charge demandée, elle est déterminée lors de l'essais en plein charge. On fait varier par la suite la vitesse jusqu'à la vitesse maximale en maintenant le courant de charge à la même valeur. Pour chacune des vitesses le temps de stabilisation est réduit à 1 minute. Le couple de la machine est prélevé à la fin de chaque période de stabilisation. Celui-ci nous permettra pour calculer le rendement de la machine.

Elles sont aussi prélevées les températures des différents composants de la machine ainsi que le courant d'excitation. Ces informations seront très utiles lors de la décomposition de pertes de la machine.

Le graphe d'isorendements de la machine (figure 3.58) est obtenu à partir des essais en charges partielles décrits en haut en calculant pour chaque couple de vitesse et de débit le rendement associé.

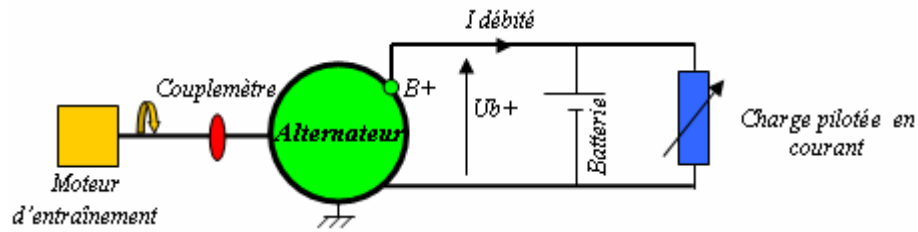


Fig. 3.57 : Schéma de montage en charges partielles

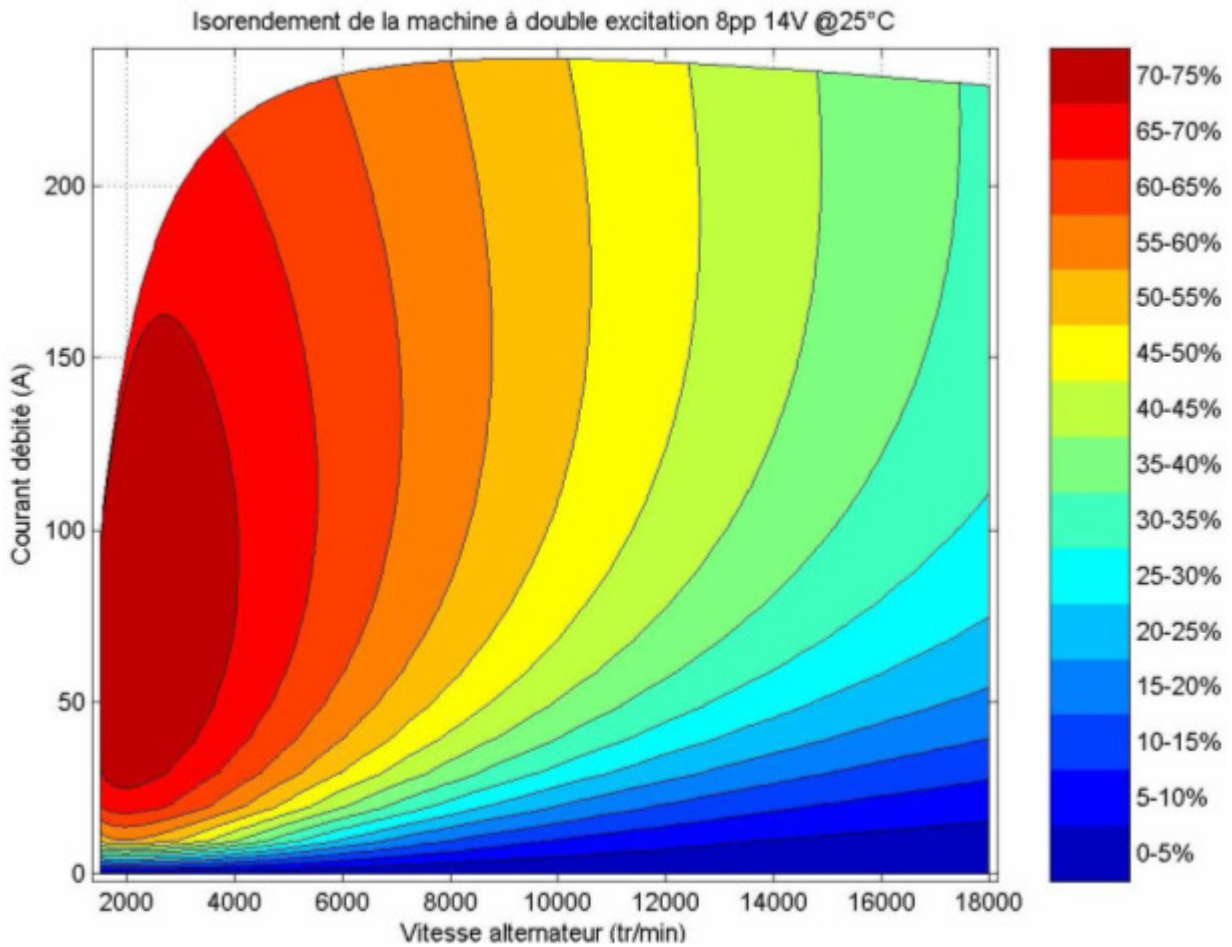


Fig. 3.58 : Cartographie d'isorendements obtenue par essai de la machine

Le graphe nous renseigne sur les zones de fonctionnement à haut rendement de la machine. On remarque que la machine possède un bon rendement vers les basses vitesses et pour une large gamme de courant débité, cela correspond à un fonctionnement où la machine est normalement chargée, c'est-à-dire où les bobines du rotor sont excitées de façon à produire autant de flux que les aimants. Par contre dès que l'on commence à défluxer, notamment vers les hautes vitesses et moyen débit ou pour des très basses charges à hautes et à basses vitesses, la machine voit son rendement se dégrader comparativement à une

machine où le défluxage serait local (la machine à griffes par exemple). Nous verrons cela plus loin lors de la comparaison de la machine à double excitation à la machine à griffes.

III. 3.2.3 Décomposition de pertes de la machine :

Il est indispensable, dans l'étude des machines électriques, de pouvoir réaliser le bilan de puissance, ceci nous renseigne sur les différentes sources de pertes dans la machine et leur quantification, celles-ci se répartissent comme suit :

- Pertes mécaniques : aérauliques, de ventilations et de transmission.
- Pertes par effet Joule au stator
- Pertes par effet Joule au rotor : Puissance d'excitation
- Pertes fer au stator et au rotor
- Pertes dans le pont redresseur à diodes

Nous procéderons dans cette partie au calcul de ces différentes pertes et à l'évaluation de leurs proportions dans les pertes globales de la machine.

III.3.2.3.1 Pertes mécaniques et aérauliques :

Les alternateurs automobiles ont une large plage de vitesse de fonctionnement. La vitesse de rotation de ces derniers varie, avec un rapport de transmission égal généralement à trois, de 1800 tr/min à 18000 tr/min. De ce fait les pertes mécaniques et aérauliques peuvent avoir des proportions considérables. Les pertes mécaniques sont générées par les frottements dans les roulements et les frottements entre bagues et balais de l'excitation. Les pertes aérauliques proviennent des ventilateurs de refroidissement de part et d'autre du rotor.

Pour déterminer ces pertes mécaniques nous avons utilisé un banc à entraînement direct (sans courroie) muni d'un couplemètre adapté à la mesure des faibles couples (voir figure 3.59).

Afin de ne pas induire des erreurs dans la mesure, nous avons pris le soin d'insérer dans le rotor à la place des aimants des pièces en acier ayant la même forme des aimants et dans lesquelles nous avons percé des trous pour ramener leurs masses à celle des aimants. Nous avons utilisé pour cette mesure le rotor avant qu'il ne soit utilisé dans d'autres mesures, dans le souci de nous épargner du couple qui subsisterait à cause de la rémanence du fer si le rotor était déjà excité.

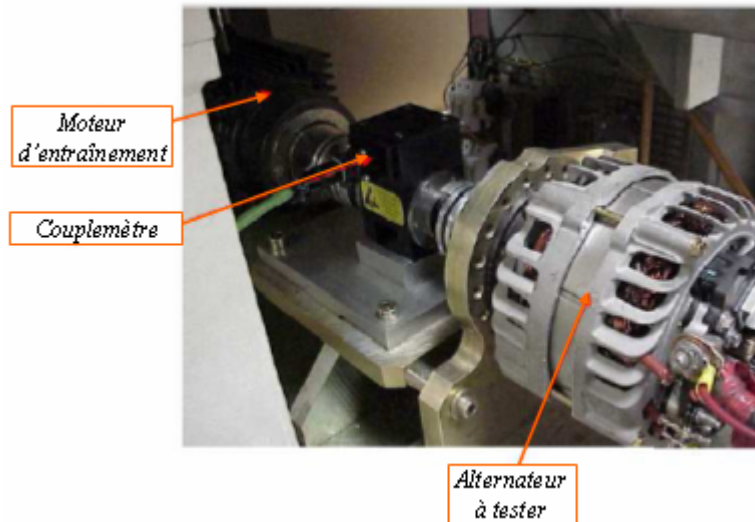


Fig. 3.59 : Banc à entraînement

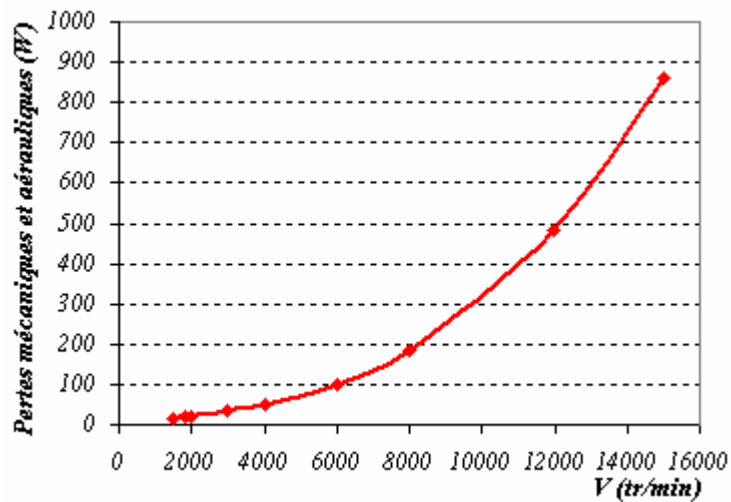


Fig. 3.60 : Pertes mécaniques et aérauliques en fonction de la vitesse de rotation

Les essais de détermination des pertes mécaniques et aérauliques de la machine ont donné le résultat de la figure 3.60.

La loi permettant l'approximation des pertes en fonction de la vitesse est de la forme :

$$P_{méca} = k_{méca} \cdot \frac{V}{10000} + k_{aéro} \cdot \left(\frac{V}{10000} \right)^3$$

Où $k_{méca}$ et $k_{aéro}$ sont les coefficients de pertes mécaniques et de pertes aérauliques et V la vitesse de rotation.

Nous avons pu par identification déterminer les deux paramètres des équations des pertes mécaniques et aérauliques qui sont :

$$k_{méca} = 90 \text{ W} \cdot \text{min}^{-1}$$

$$k_{aéro} = 215 \text{ W} \cdot \text{min}^{-3}$$

Nous remarquerons que pour des puissances débitées de l'ordre de 300 W à la vitesse de 18000 tr/min, les pertes mécaniques et aérauliques représentent à elles seules plus de quatre fois la puissance utile.

Dans le cas de transmission par courroie, on peut rajouter à ces pertes les pertes par transmission qui dépendront de la puissance mécanique transmise par la courroie à la poulie de l'alternateur et de la vitesse de rotation comme suit :

$$P_{trans} = k_{trans} \cdot \frac{P_{abs} \cdot V}{18000}$$

Où k_{trans} est le coefficient de pertes par transmission et P_{abs} la puissance mécanique totale absorbée par l'alternateur ($k_{trans} = 0,03 \text{ min}^{-1}$)

III.3.2.3.2 Pertes par effet Joule au stator :

Le stator de la machine est composé de deux systèmes triphasés décalés de 30° électriques, le courant débité par la machine est la somme des courants des deux systèmes.

Les pertes dans le stator sont données par la formule classique :

$$P_{js} = 2 \cdot 3 \cdot R_s(T) \cdot I_{seff}^2$$

I_{seff} est le courant efficace traversant une phase du stator.

$R_s(T)$ est la résistance d'une phase calculée à la température T de fonctionnement mesurée sur les têtes de bobines du stator à l'avant et à l'arrière de la machine.

III.3.2.3.3 Pertes dans le pont redresseur :

Les pertes dans le pont redresseur à diodes résultent de la chute de tension aux bornes des ces diodes. Pour simplifier le calcul nous considérons le modèle de diode de la figure suivante :

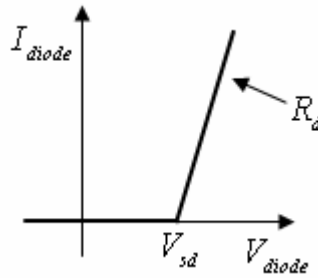


Fig. 3.61 : Caractéristique simplifiée de la diode

Lorsque la diode est passante, la chute de tension entre ses bornes est donnée par la relation :

$$V_{diode} = V_{sd} + R_d(T) \cdot I_{diode}$$

Avec V_{sd} : La tension seuil de la diode. Elle aussi dépend de la température, nous la considérons ici constante pour simplification.

$R_d(T)$: La résistance de la diode à l'état passant à la température de fonctionnement mesurée.

Nous

I_{diode} : Le courant traversant la diode.

Les pertes totales dans le pont comprenant 12 diodes sont données par :

$$P_{diodes} = 12 \cdot I_{d\text{eff}} \left(\frac{V_{sd} \cdot \sqrt{2}}{\pi} + R_d(T) \cdot \frac{I_{d\text{eff}}}{2} \right)$$

III.3.2.3.4 Pertes dans l'excitation :

Ce sont les pertes par effet Joule dans le rotor engendrées par le courant d'excitation. Elles sont de la forme :

$$P_{ex} = U_{ex} \cdot I_f$$

Dans nos essais, l'excitation est séparée, notre calcul ne prend pas en compte les pertes dans le régulateur. Celles-ci sont la somme des pertes Joule dans le MOS et dans la diode et les pertes par commutation dans le MOS. Pour avoir un ordre d'idée de ces pertes, notons que dans un régulateur d'alternateur automobile la totalité des pertes s'élève à 3 W. Elles peuvent être négligées si on les compare aux pertes dans les rotors qui sont de l'ordre de la soixantaine de watts.

III.3.2.3.5 Pertes fer dans le rotor et le stator:

Les pertes fer dans les machines électriques tournantes ont fait l'objet de plusieurs études et publications [B2] [B3] [P1] [B4] [A1]. Il est certain que cette partie de l'étude des machines n'est pas la plus aisée puisque il s'agit de décrire des phénomènes microscopiques avec des modèles macroscopiques. Plusieurs formulations ont été tentées par différents chercheurs, les plus anciennes considèrent l'induction sinusoïdale dans le fer [B2] [P1] [B4] et les plus récentes prennent en compte la forme non sinusoïdale de l'induction [B3] [A1] [T].

Tous ces modèles tentent une séparation des pertes fer totales en des pertes par hystérésis et des pertes par courants de Foucault. Le modèle le plus connu et le plus utilisé est celui de Bertotti [B2]. Ce modèle donne pour l'expression des pertes spécifiques :

$$P_{fer} = K_h f B_m^\alpha + K_{cf} (fB_m)^2 + K_{ex} (fB_m)^{\frac{3}{2}}$$

$K_h f B_m^\alpha$: Pertes par hystérésis.

$K_{cf} (fB_m)^2$: Pertes par courants de Foucault.

$K_{ex} (fB_m)^{\frac{3}{2}}$: Correction apportée aux pertes dynamiques, appelées pertes par excès.

K_h , α et K_{ex} : coefficients propres à la matière (données constructeur).

$K_{cf} = (\pi d)^2 / 6\rho m_v \cdot d$, ρ et m_v sont respectivement l'épaisseur, la résistivité électrique et la masse volumique de la tôles utilisée.

f et B_m : Fréquence et valeur crête de l'induction sinusoïdale.

Des améliorations ont été apportées à ce modèle pour prendre en compte la forme non sinusoïdale de l'induction. On appellera ce dernier le modèle de Bertotti amélioré [A1], sa formulation est la suivante :

$$P_{fer} = K_{ch} K_h f B_m^\alpha + \frac{d^2}{12\rho T} \int_0^T \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt + K_{ex} \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{dB}{dt} \right)^{\frac{3}{2}} dt$$

K_{ch} : Coefficient de prise en compte des cycles mineurs

On retombera sur la première formulation classique de Bertoti dans le cas où l'induction est sinusoïdale.

Dans notre étude les pertes fer ne seront pas calculées. Elles se déduiront des pertes globales de la machine par la séparation des pertes. Le principe consiste en l'estimation des autres différentes pertes (pertes mécaniques et aérauliques, pertes d'excitation, pertes Joule dans le stator et des pertes dans le pont redresseur) et de la déduction de celles-ci des pertes totales.

Les pertes totales de la machine sont données par la formule :

$$P_{\text{totales}} = P_{\text{abs}} - P_{\text{utile}}$$

La puissance absorbée et la puissance utile sont calculées comme nous l'avons montré précédemment.

Les pertes fer s'écrivent donc :

$$P_{\text{fer}} = P_{\text{totales}} - P_{\text{méca}} - P_{\text{trans}} - P_{\text{Js}} - P_{\text{diodes}} - P_{\text{ex}}$$

III. 3.2.4 Evaluation des différentes pertes:

La figure ci-dessous montre l'évolution des pertes de la machine en fonction de la vitesse de rotation pour un débit maximal de celle-ci. A partir de la puissance utile mesurée sur banc d'essai, nous rajoutons par couches toutes les pertes estimées jusqu'à atteindre la puissance totale absorbée.

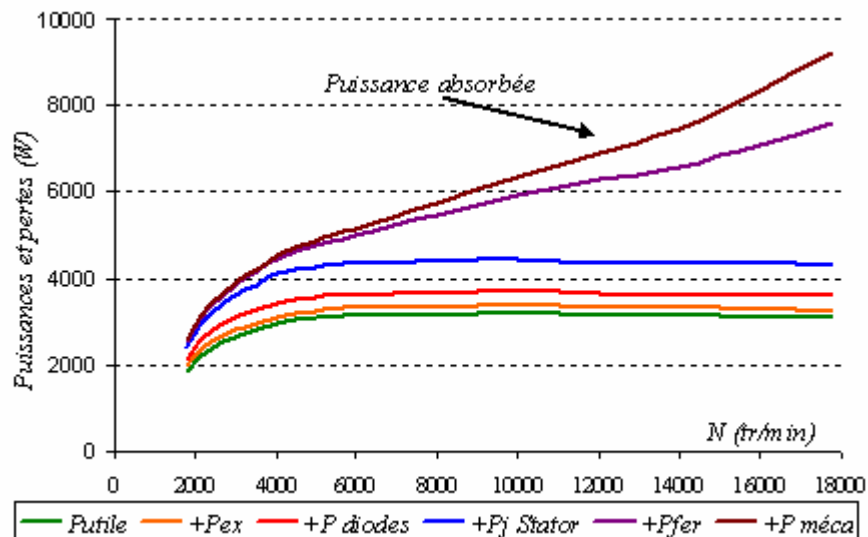


Fig. 3.62 : Répartition des pertes de la machine en fonction de la vitesse de rotation

Nous constatons sur la figure 3.63 que les pertes sont très élevées à hautes vitesses, notamment les pertes fer. Celles-ci constituent la moitié des pertes totales, ce que montre le diagramme de répartition des pertes. Les pertes mécaniques et de ventilations représentent elles un cinquième des pertes totales.

A cause des vitesses élevées auxquelles tournent les alternateurs automobiles, les pertes fer doivent être prise très au sérieux. Afin de les réduire, il ne faudra pas faire l'économie d'utiliser des tôles d'épaisseur moindre que celle que nous avons utilisé (0,5 mm).

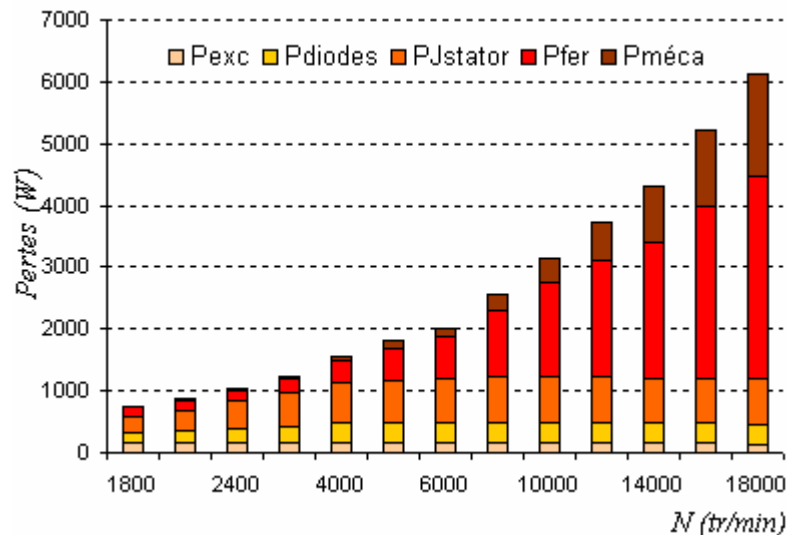


Fig. 3.63 : Répartition des pertes en débit maximal

III.3.3 Voie d'amélioration du débit : traitement thermique de la tôle retenant l'aimant :

L'analyse par éléments finis de la structure à double excitation met en évidence l'existence d'un flux de fuite considérable au niveau de la tôle retenant l'aimant.

L'aimant, sous l'effet de la force centrifuge, tend à se désolidariser de la structure, ceci est d'autant plus accentué quand la vitesse de rotation augmente. Il est donc clair que le dimensionnement de l'épaisseur de la tôle à gauche et à droite de l'aimant obéit en premier lieu à des considérations purement mécaniques. Il en résulte une utilisation non optimale de l'aimant du point de vue électrotechnique.

Dans notre cas nous avons réalisé des essais de survitesse sur le rotor pour nous assurer que l'épaisseur de la tôle est suffisante pour retenir l'aimant. Cet essai est décrit dans l'annexe A

Une solution pour remédier à ce problème est de faire subir un traitement thermique aux tôles localement [J] dans des zones bien précises, ceci les rendant amagnétiques tout en conservant intactes leur propriétés mécaniques.

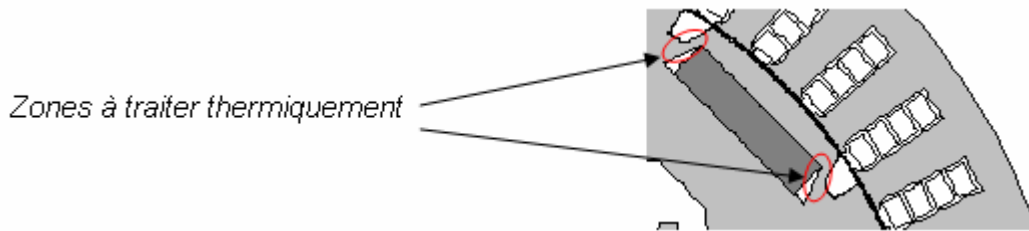
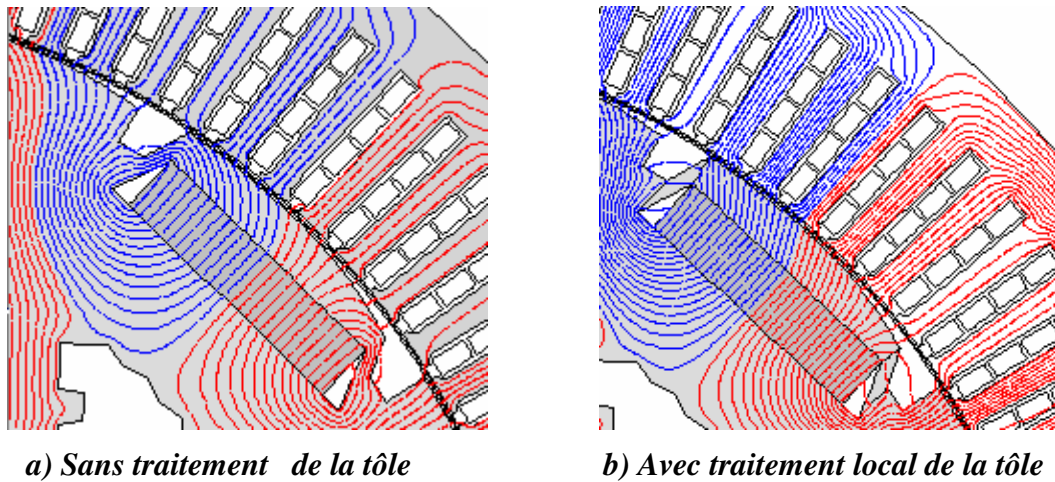


Fig. 3.64 : Tôle retenant de part et d'autre l'aimant



a) Sans traitement de la tôle

b) Avec traitement local de la tôle

Fig. 3.65: Lignes de flux dans les deux configurations différentes

La figure 3.65 représente les lignes de flux aux alentours de l'aimant dans le cas actuel, c'est-à-dire l'aimant retenu par une épaisseur de tôle dont les caractéristiques magnétiques sont semblables à la caractéristique de la tôle du rotor partout ailleurs, et dans un cas où cette épaisseur est localement traitée thermiquement de façon à ce que ses propriétés magnétiques deviennent proches de celles de l'air. On voit bien dans le premier cas qu'une partie, non négligeable du flux de l'aimant passe par la petite épaisseur retenant l'aimant et que dans l'autre cas la majorité du flux traverse l'entrefer pour aller au stator

Le calcul en statique sous Flux 2D nous révèle l'existence d'une différence notable entre le flux à vide dans les deux cas. Ce traitement permet (Tableau 3.16) un gain de flux de 12%, celui-ci nous permet dès à présent de nous attendre à un gain en débit conséquent. Le calcul a été réalisé avec un courant d'excitation de 10A dans les deux cas.

	Flux max (mWb)
Sans traitement	9,9
Avec traitement	11,1
Gain	12%

Tab 3.16 : Résultats de simulations (flux à vide total dan une phase dans les deux cas)

La simulation de débit maximal en charge sur une plage de vitesse allant de 1800 tr/min à 6000 tr/min de la structure ainsi traitée a donné les résultats que l'on voit sur le tableau 3.17. Nous avons également évalué le gain que l'on obtiendrait en utilisant des aimants trapézoïdaux, ceux-ci occupant tout le volume de l'évidement trapézoïdal. On s'attend par là à ce que ce petit surplus de l'aimant sature les bouts de tôle, permettant ainsi à l'autre partie de l'aimant de travailler efficacement.

<i>V</i> (tr/min)	<i>Débit net (A)</i>		
	<i>MDE</i> <i>initiale</i>	<i>Avec aimants</i> <i>trapézoïdaux</i>	<i>avec traitement</i> <i>des tôles</i>
1800	130	134	158
2000	150	154	174
3000	201	202	213
6000	236	237	245

Tab 3.17 : Débits des différentes structures

<i>V</i> (tr/min)	<i>Gain en débit (A)</i>		<i>V</i> (tr/min)	<i>Gain de débit (%)</i>	
	<i>Avec aimants</i> <i>trapézoïdaux</i>	<i>Avec traitement</i> <i>des tôles</i>		<i>Avec aimants</i> <i>trapézoïdaux</i>	<i>Avec traitement</i> <i>des tôles</i>
1800	4	28	1800	3%	18%
2000	3	24	2000	2%	13%
3000	1	12	3000	1%	5%
6000	1	10	6000	0%	4%

Tab 3.18 : Gains de débits obtenus

Il existe dans le cas du traitement thermique des tôles un gain non négligeable en débit, notamment à basses vitesses où il s'élève à 18%, ce qui correspond à 28A de débit net. Ceci est très important dans les applications pour alternateurs de véhicules automobiles où la recherche de la puissance volumique est toujours de mise. On passe, dans le même encombrement de machine, à une classe supérieure (fig. 3.67). On peut, autrement dit, grâce à ce traitement réduire de quelques 3 millimètres la longueur active de la machine pour le même cahier des charges. Ceci correspondant à une réduction de 6% de la masse des aimants et de la quantité de fer, ce qui pourrait amortir le prix du traitement thermique. Par contre les 3% de gain réalisés par l'insertion d'aimants trapézoïdaux ne peuvent pas justifier le recours à ceux-ci, sachant que la fabrication de formes non conventionnelles d'aimants augmente sensiblement le prix de ces derniers. Dans notre cas précis la différence de prix entre les deux aimants utilisés, montrés sur la figure 3.66 est de 17% en faveur des aimants trapézoïdaux bien sûr.

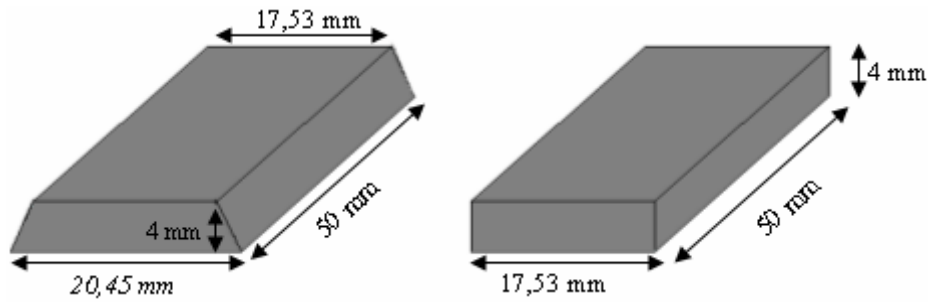


Fig. 3.66 : Géométrie des aimants comparés

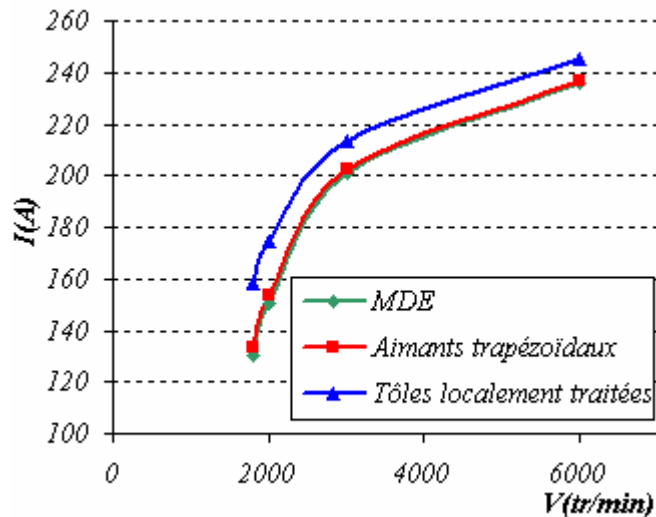


Fig. 3.67 : Courbes de débit net des trois structures

III.3.4 Conclusion :

Après avoir décrit dans le chapitre II le principe de fonctionnement de la double excitation sur des schémas de base, nous nous sommes attaqué dans cette partie à l'étude de l'une des structures basée sur ce principe. La nature bidimensionnelle de la structure choisie nous a permis d'utiliser pour son étude la méthode des éléments finis sans trop de perte de temps.

Nous avons montré grâce à cette étude la faisabilité d'une machine suivant le principe décrit. Nous avons vu que la machine est défluxable par l'action du courant d'excitation.

L'utilisation de l'outil élément finis nous a permis, par ailleurs, une optimisation de la géométrie du circuit magnétique. Il est vrai que l'outil analytique est plus adapté à de pareils exercices, cependant dans notre cas l'utilisation de l'outil éléments finis présente des avantages indéniables par rapport à l'outil analytique. Le premier avantage est sa précision. En effet, dans notre cas l'optimisation s'est effectuée sur des variations petites des paramètres et dans ce genre de situations la précision est de mise. Le deuxième avantage est la facilité de construction d'un tel modèle une fois que toutes ces dimensions sont fixées. Pour

notre besoin, si on additionne le temps de développement et le temps de calcul des modèles, le modèle éléments finis n'est pas forcément le plus lent.

Grâce à ce modèle nous avons pu dimensionner une machine répondant au cahier des charges. La aussi le temps de calcul n'est pas très long, car le dimensionnement se fait avec deux paramètres seulement, la longueur active de la machine et le nombre de spires et une bonne connaissance du comportement de l'alternateur automobile permet de cibler les configurations à simuler .

Les essais de fem à vide et en charge ont confirmé les attentes en matière de contrôle de flux et la validité du modèle car l'écart maximum entre les mesures et les calculs est de 3,8%.

La décomposition des pertes de la machine montre que cette dernière possède un rendement acceptable, atteignant les 75% dans certaines zones, mais elle nous montre aussi que cette structure souffre de son mauvais rendement à hautes vitesses pour les faibles charges. Nous reviendrons sur ce point dans le chapitre suivant et nous détaillerons les différentes pertes dans une comparaison avec la machine à griffes.

Nous avons proposé à la fin de cette étude une voie d'amélioration des performances de la machine en pratiquant un traitement thermique sur les zones de tôles retenant les aimants. La simulation montre qu'on peut augmenter le flux de 12% avec le traitement rendant ces zones amagnétiques. Le gain en débit s'élève alors à 18% (presque 30 A à basses vitesses). Pour de pareilles applications, ne nécessitant pas un défluxage par les courants statoriques, un tel traitement ne peut être que bénéfique.

[A1] K. Atallah, Z.Q. Zhu & D. Howe. 'An improved method for predicting iron losses in brushless permanent magnet DC drives'. *IEEE Trans. Mag.*, vol. 28, no. 5, pages 2997–2999, Sep. 1992

[B1]: L.Bouarroudj, 'Contribution à l'étude de l'alternateur à griffes. Application au domaine automobile'. Thèse de Doctorat, Grenoble 2006

[B2] G. Bertotti. 'General properties of Power Losses in Soft Ferromagnetic Materials'. *IEEE Trans. Mag.*, vol. 24, no. 1, pages 621–630, Jan.1988.

[B3] G. Bertotti, A. Boglietti, D. Chiampi, D. Chiarabaglio, F. Fiorillo & M. Lazzari. 'An improved estimation of iron losses in rotating electrical machines'. *IEEE Trans. Mag.*, vol. 27, no. 6, pages 5007–5009, Nov. 1991.

[B4] J.E.L. Bishop. 'Simulation of skew domain wall bowing in SiFe laminations with asymmetric roll orientation'. *IEEE Trans. Mag.*, vol. 18, no. 4, pages 970–980, Jul. 1982.

[J]: T.M Jahns, A. El Refaie, "Automotive Accessory Motor Using New Magnetic Material", MIT / industry Consortium on Advanced Automotive Electrical/Electronic Components and Systems, Program Review Meeting, Toulouse November 2002

[P1] R.H. Pry & C.P. Bean. 'Calculation of the energy loss in magnetic sheet materials using a domain model'. *Journal Appl. Phys.*, vol. 29, no. 3, pages 532–533, Mar. 1958.

[U]: A.Umeda; T.Shiga, S.Kusase, "Alternator for an automotive vehicle", December 1999 US Patent 5,998,903.

Chapitre IV :

Comparaison avec des machines classiques

- Machine à pôles bobinés
- Machine à griffes

IV.1 Introduction

Afin de monter l'intérêt de la double excitation, nous nous proposons dans ce chapitre de réaliser une étude comparative de performances par rapport à une structure à pôles saillants bobinés, cette dernière est dimensionnée dans le même encombrement de la machine à double excitation. Nous allons nous intéresser dans cette partie à la comparaison des puissances maximales des deux structures et nous verrons ce qu'apporte l'introduction des aimants dans le cas de la structure hybride.

Nous essayerons par la suite de confronter cette structure hybride bidimensionnelle à la légendaire machine à griffes. Pour cela nous dimensionnerons, toujours dans le même encombrement de la machine à double excitation, une machine à griffes avec aimants et nous procéderons à des comparaisons de puissance et de rendement entre les deux. La comparaison sera faite essentiellement par essais puisque les prototypes seront réalisés et testés.

IV.2 La machine à pôles saillants bobinés

IV.2.1 Généralités

La machine à pôles saillants bobinés (figure 4.1) est constituée au rotor de masses polaires autour desquelles sont entourées des bobines d'excitation. Ces masses polaires peuvent être réalisées en acier massif ou par un empilage de tôles afin de réduire les pertes fer pouvant surgir à la surface de celles-ci. Le flux d'excitation est obtenu, donc, grâce aux ampères-tours d'excitation injectés dans les bobines rotoriques. Le stator est réalisé exclusivement par un empilage de tôles magnétiques pourvues d'évidement contenant les enroulements généralement triphasés.

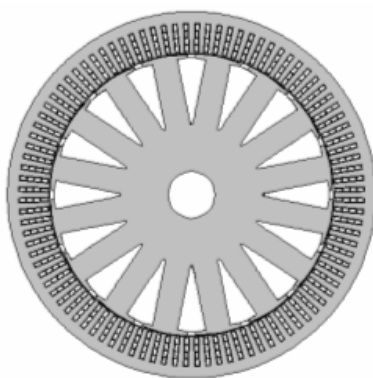


Fig. 4.1 : Machine à pôles saillants bobinés

On rencontre ce type de machines généralement dans les centrales hydrauliques de production d'énergie électrique où les vitesses de rotation sont très basses de l'ordre de 50 à 300 tr/min. Les forces centrifuges appliquées à grandes vitesses sur les masses polaires pour ces machines de grands diamètres sont très élevées. Dans les centrales thermiques on préfère utiliser les machines synchrones à pôles lisses, les vitesses de rotation des turbines à vapeur peuvent atteindre 3600 tr/min.

On rencontre aussi ces machines à pôles saillants bobinés dans des applications alternateurs pour l'automobile, notamment pour les alternateurs 42V [R1]. La figure 4.2 montre le rotor et le stator d'un alternateur de 3,5 kW sous 42V.



a) Rotor

b) Stator refroidi par eau

Fig. 4.2 : Alternateur pour automobile 3,5 kW 42V [R1]

IV. 2.2 Calcul éléments finis et optimisation.

Dans ce qui suit nous nous proposons de calculer les performances maximales de la machine à pôles saillants bobinés dans le même encombrement que la machine à double excitation.

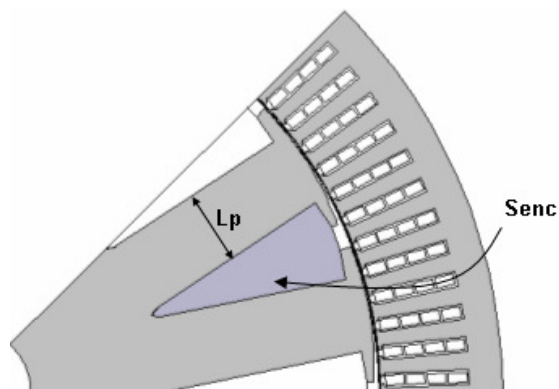


Fig. 4.3: Huitième de la machine modélisée et paramètres d'optimisation

On considère que les têtes de bobines du rotor à pôles saillants sont de même longueur que celles du rotor à double excitation. Nous allons donc comparer les performances des deux rotors à iso longueur active. Nous utiliserons donc pour cette machine le même stator de la machine à double excitation.

A fin de rechercher la machine optimale dans l'encombrement fixé, nous nous donnons comme paramètre d'optimisation la largeur du pôle bobiné, qui lui même influe sur la section bobinable (figure 4.3).

Par un calcul géométrique nous pouvons pour chaque largeur du pôle bobiné retrouver la section d'encoche bobinable associée. Nous estimerons, par conséquent, les ampères-tours injectables et cela pour les deux façons de comparer vues au § III.1.3.2 :

- Les deux rotors sont comparés à iso-densité de courant
- Les deux rotors sont comparés à iso-pertes Joule.

On considère que pour un tel rotor on peut atteindre le même taux de remplissage que celui de la machine à double excitation.

Le tableau 4.1 récapitule les différentes configurations de la machine à pôles saillants étudiées. Pour chaque largeur du pôle bobiné nous y retrouvons la section d'encoche associée, la section de fer par pôle associée, les répartitions de la section de fer et de la section de l'encoche. Nous y retrouvons également les ampères-tours injectés en fonction de la largeur de pôle selon que l'on travaille à mêmes pertes Joule ou à même densité de courant que pour la machine à double excitation.

L_p (mm)	S_{enc} (mm ²)	$S_{fer} / pôle$ (mm ²)	S_{enc} / S_{tot} (%)	S_{fer} / S_{tot} (%)	nI à iso densité de courant	nI à iso pertes Joule
6	233	261	47%	53%	927	679
7	200	293	41%	59%	798	630
8	171	323	35%	65%	679	581
9	134	360	27%	73%	535	516
10	125	370	25%	75%	497	497
11	95	400	19%	81%	379	434
12	75	420	15%	85%	298	385

Tab 4.1 : Différentes configurations étudiées

IV. 2.2.1 Flux à vide et comparaison avec la machine à double excitation

Les simulations en magnétostatique des structures étudiées montrent que dans les deux cas, que ce soit à iso-pertes Joule ou à iso-densité de courant, la structure donnant le plus de flux à vide est celle ayant une

largeur de pôle d'environ 9,5 mm. La figure 4.4 montre les résultats de ces simulations, auxquelles nous avons rajouté une courbe, sous forme de droite, relative au flux à vide de la structure à double excitation optimale.

La différence entre les deux manières de comparer, ceci étant mentionné dans le cas de la machine à double excitation et que nous rappelons ici, est que le raisonnement à iso densité de courant privilégie les structures ayant des sections bobinales conséquentes et sous-estime les configurations à faible section d'encoche. Le deuxième raisonnement fait le contraire, puisqu'il dégrade un peu les performances des structures à fortes sections bobinales et fait remonter les performances des configurations à faible section d'encoche en se permettant d'augmenter le courant d'excitation afin d'avoir les mêmes pertes Joule. Ceci étant dit, on retiendra que la vérité se trouve entre les deux.

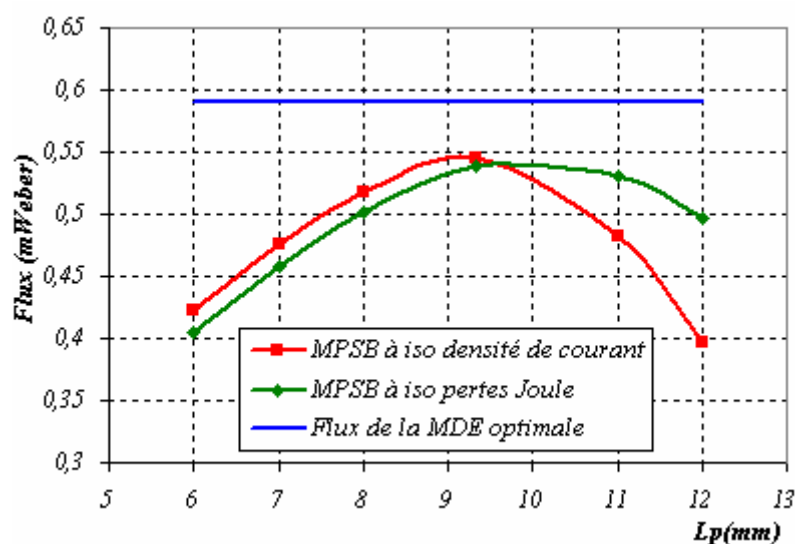
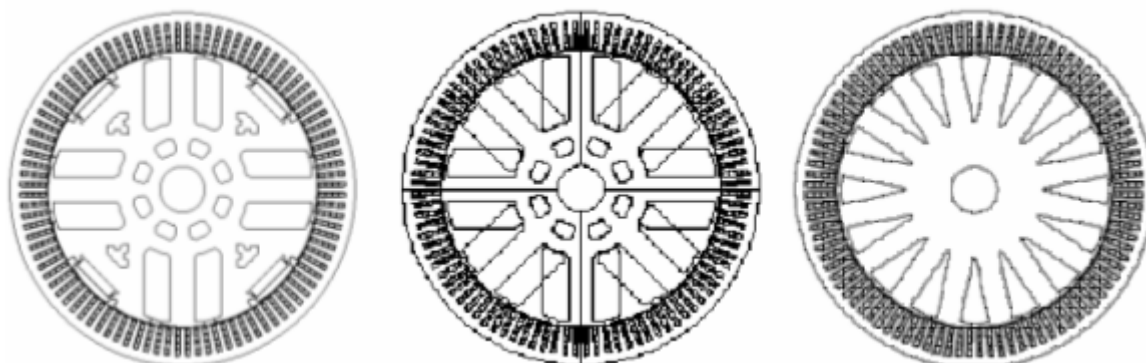


Fig. 4.4 : Résultats de simulation du flux à vide

Nous remarquons que même la structure la plus optimale des machines à pôles saillants n'arrive pas à égaler la structure à double excitation en terme de flux à vide. L'écart de flux entre les deux est d'environ 10%. Ceci est la conséquence de la différence entre la section bobinaire des deux structures, à même largeur de pôle. Le tableau Tab 4.1 et le tableau Tab 3.5 du paragraphe § 3.1.3.2 montrent que, pour une largeur de pôle donnée, 10 mm par exemple, la section de l'encoche est d'environ 240 mm² pour la structure à double excitation alors qu'elle n'est que de 125 mm² dans le cas de la machine à pôles saillants. Ce qui représente presque le double. Par conséquent nous arrivons à injecter presque le double d'ampères-tours autour des pôles bobinés de la structure à double excitation qu'autour des pôles de la structure à pôles saillants. Sachant que les aimants produisent, eux aussi, la même quantité de flux que les pôles

bobinés. Cela produit plus de flux au global, pas dans les mêmes proportions à cause de la non linéarité, mais du moins ceci est réalisable à mêmes pertes Joule.



Cas 1

Cas 2

Cas 3

Fig. 4.5 : Illustration des différences des section d'encoche

La figure 4.5 constitue une illustration du gain en section d'encoche réalisé par l'introduction des aimants. Le Cas1 correspond à la structure à double excitation, on y voit une section d'encoche rectangulaire assez conséquente.

Le Cas 2 correspond, à une structure imaginaire qui essaie de garantir la même section d'encoche à même largeur de pôle bobiné et nombre de paires de pôles dans le même diamètre, nous voyons bien que ceci est impossible à réaliser. Le cas réalisable est le Cas 3. Celui-ci correspond à la machine étudiée dans ce paragraphe, avec une encoche triangulaire égale à la moitié de l'encoche de la machine à double excitation. Ceci constitue le principal avantage de notre structure à double excitation par rapport à la machine à pôles saillants classique.

IV. 2.2.2 Calculs en charge et comparaison avec la machine à double excitation

Comme pour la machine à double excitation, nous allons déterminer par un calcul éléments finis les débits des différentes configurations en vue d'en tirer l'optimale. Nous procéderons de la même manière, c'est-à-dire par un calcul à iso-densité de courant que dans la structure à double excitation et par un calcul à iso-pertes Joule d'excitation que dans la même structure.

Les résultats des simulations sont présentés dans le tableau 3.17 et représentés sur la figure 3.50. Nous remarquons que les courbes de débits à 1800 tr/min et à 6000 tr/min possèdent un optimum qui n'est pas le même pour les deux. Pour le débit à 1800 tr/min, l'optimum se situe vers la zone à haut flux, celui-ci étant le paramètre le plus important à cette vitesse. Par contre, à cause de la réaction magnétique de l'induit,

l'optimum pour la courbe de débit à 6000 tr/min se trouve un peu en arrière, ou le compromis flux et inductance et le plus avantageux.

L_p (mm)	A iso-densité de courant		A iso-pertes Joule	
	I (A) à 1800 tr/min	I (A) à 6000 tr/min	I (A) à 1800 tr/min	I (A) à 6000 tr/min
6	4	99	12	81
7	41	132	35	110
8	65	122	54	105
9	57	100	53	96
11	25	69	37	79

Tab 4.2 : résultats de simulation

Les résultats se comportent de la même manière que précédemment, avec des meilleures performances pour les structures à grandes encoches si l'on raisonne à même densité de courant et un réajustement de la courbe pour les structures à faible encoche quand le calcul est fait à mêmes pertes Joule.

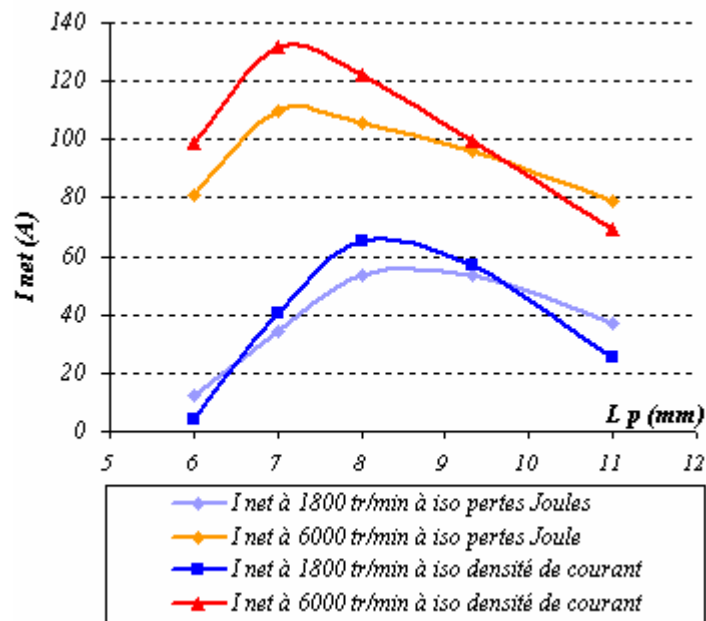
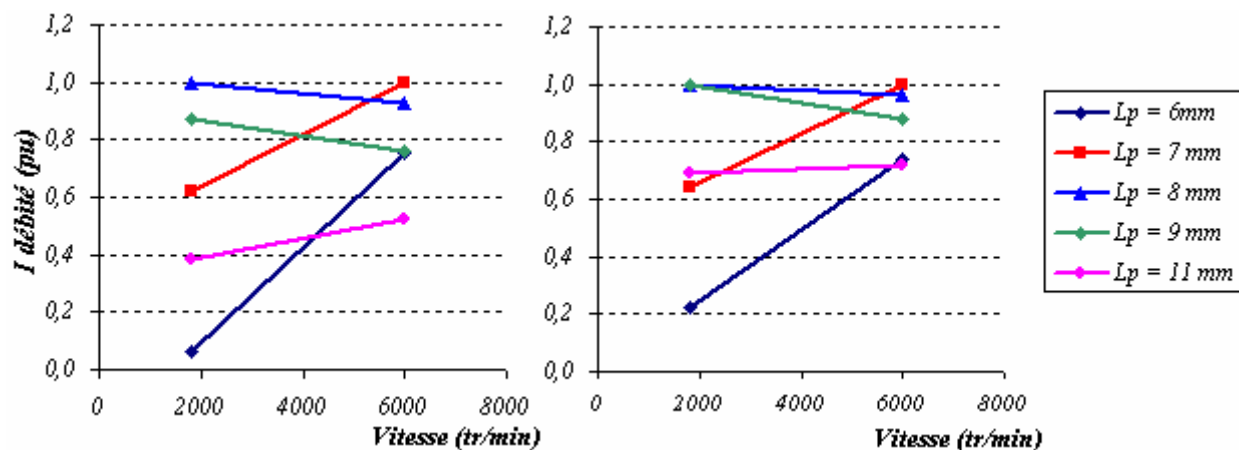


Fig. 4.6 : Résultats de simulation pour le différentes configurations

La figure 4.6 montre l'optimum pour chaque courbe de débit, cette manière de présenter les résultats renseigne sur les tendances et comportement de la structure en fonction de la largeur du pôle. Toutefois il est difficile d'en tirer la meilleure parce que les optimums sont distincts. Nous avons choisi une autre représentation (figure 4.7) qui permet une meilleure visibilité.



a) Débits en pu à iso-densité de courant

b) Débits en pu à iso-pertes joules

Fig. 4.7 : Débits des différentes configurations en fonction de la vitesse de rotation

La version assurant un débit équilibré, d'après la figure 4.7, dans les deux cas est la version avec une largeur de pôle de 8 mm. Les courbes de débit maximum complètes pour cette version sont montrées sur la figure 4.8, elles sont comparées dans les deux cas de figure à la courbe de débit maximum de la machine à double excitation.

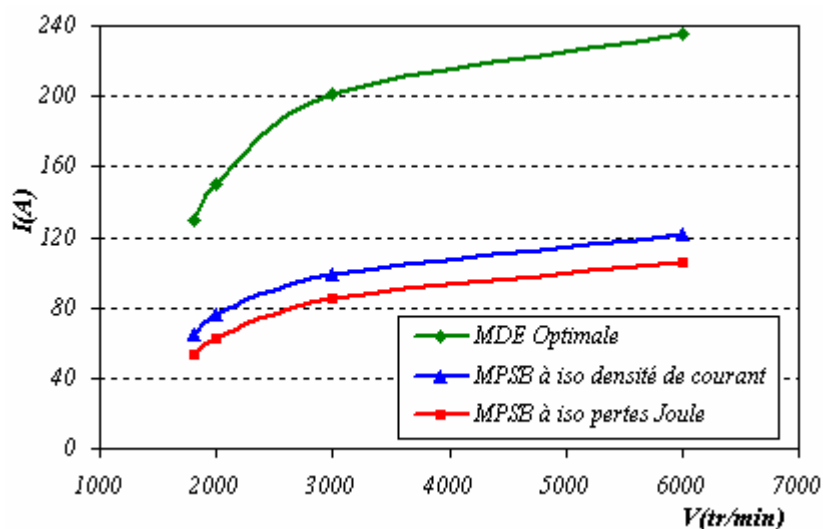


Fig. 4.8 : Débits de la structure optimale

On constate que la machine à double excitation est nettement plus performante que la machine à pôles saillants, son débit est presque le double. La comparaison des machines à même pertes Joule d'excitation au rotor donne un débit de 54A à 1800 tr/min pour la machine à pôles saillants bobinés au lieu de 130 A pour la machine à double excitation. A 6000 tr/min respectivement 105 A et 236 A.

IV. 3 La machine à griffes

IV. 3.1 Généralités sur la machine à griffes

La machine à griffes est aujourd'hui la machine utilisée pour la génération d'énergie électrique dans les véhicules automobiles. Les particularités faisant d'elle la machine incontestable pour cette application sont sa grande puissance volumique et son industrialisation facile. La figure 4.9 montre une vue éclatée de cette machine ou l'on distingue :

- Les paliers extérieurs arrière et avant où sont logés les roulements
- Le rotor à griffes (avec aimants inter-polaires pour cet exemple)
- Le paquet de tôle stator
- Le pont redresseur à diodes à l'arrière de la machine
- Le régulateur
- Le capot protecteur.

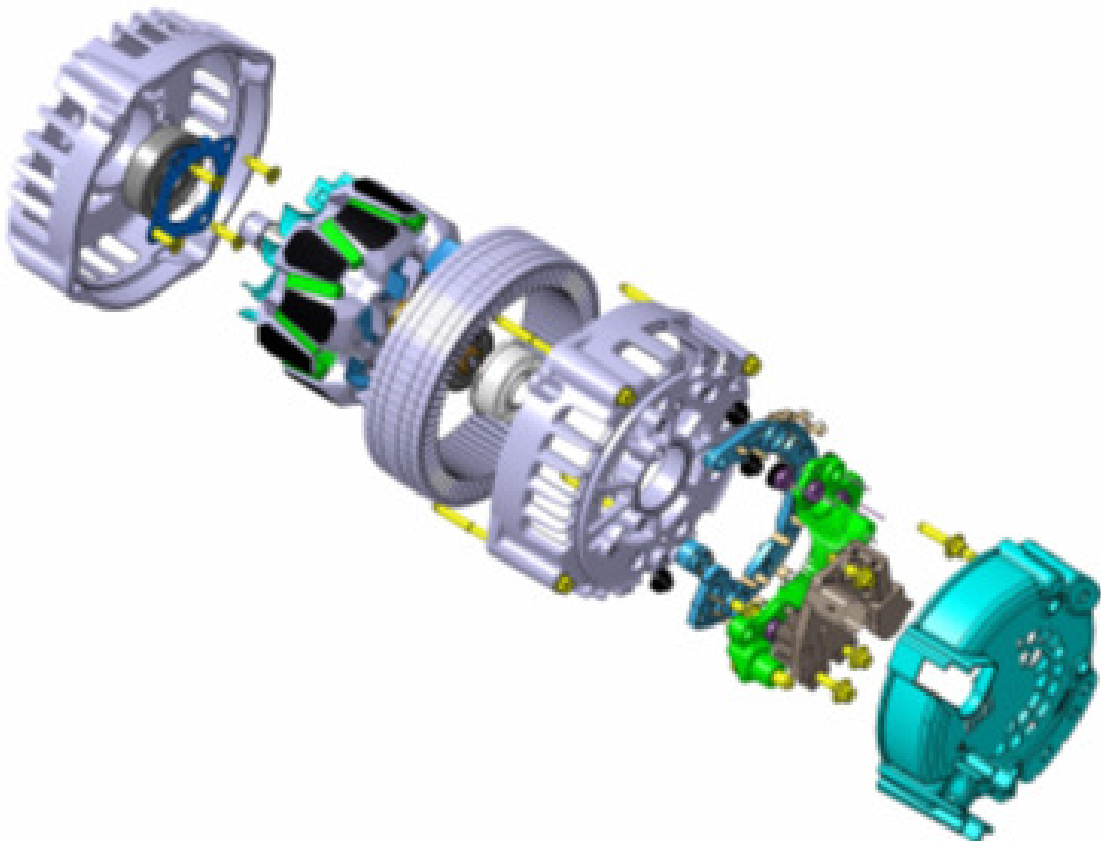


Fig. 4.9 : Vue éclatée de la machine à griffes

La machine à griffes est une machine synchrone, son principe se base sur la création du flux par une bobine annulaire enroulée autour d'un noyau, le flux de cette dernière est ramené de part et d'autre du noyau vers l'entrefer par des plateaux. Les plateaux en acier massif, de polarités opposées nord et sud, sont rabattus axialement vers l'entrefer et se terminent par des extrémités triangulaires ou trapézoïdales appelées les griffes (figure 4.11). Ces dernières sont alternées sur la périphérie du rotor de telle sorte à former la succession de pôles nord et de pôles sud de la machine synchrone. Le stator est classique, formés de tôles empilées ayant des encoches pour accueillir le bobinage triphasé.

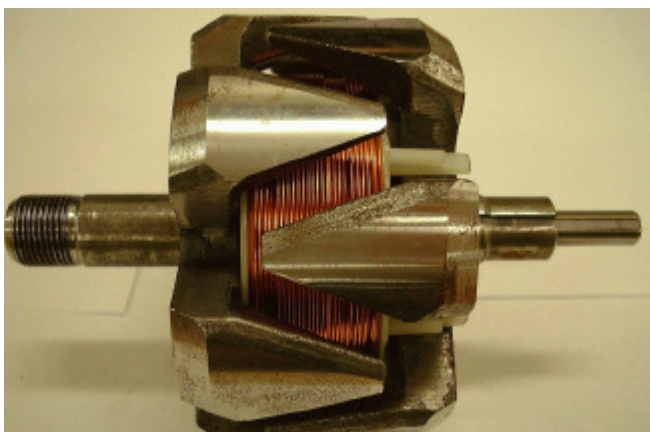


Fig. 4.10 : Rotor à griffes



Fig. 4.11 Vue d'une griffe

Au cours des années et à fin de répondre à des besoins d'énergie électrique et à des exigences de compacité et de rendement de plus en plus accentués, les équipementiers automobiles ont réussi à réaliser des améliorations sensibles sur cette machine.

Au niveau du stator, Le coefficient de remplissage des encoches est passé de 38% à 48% durant la dernière décennie (voir exemple d'amélioration sur la figure 4.12), ceci a été réalisé grâce à une meilleure maîtrise des méthodes de bobinage du stator. Au futur, le progrès ne s'arrêtant jamais, on compte améliorer encore plus ce coefficient tout en restant en fil rond.



Fig. 4.12 : Evolution du coefficient remplissage de l'encoche stator

Un autre moyen d'augmenter ce coefficient est l'utilisation des fils de cuivre méplat [U] (bobinage épingle). Cela demande à changer complètement les méthodes de bobinage. Le coefficient de remplissage se trouve nettement amélioré grâce à cette nouvelle technique puisque l'on peut arriver à des valeurs de l'ordre de 60% aujourd'hui. La forme carrée ou rectangulaire des épingles permet un remplissage optimal de l'encoche qui elle, pour le besoin, est de forme rectangulaire (figure 4.13). Un tel bobinage permet aussi d'améliorer le refroidissement des têtes de bobines par ventilation puisqu'il confère une forme de grille à celles-ci (figure 4.14). La circulation facile de l'air entre les mailles de cette grille accroît l'efficacité de la ventilation. Un autre avantage de taille peut encore être ajouté à la liste, il consiste en la diminution de la longueur des têtes de bobine, l'arrangement des spires y étant plus régulier.

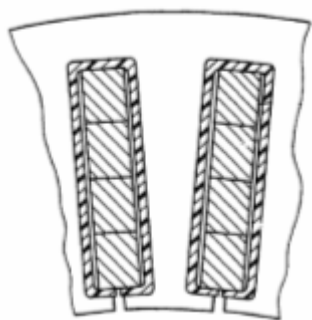


Fig. 4.13: Encoche du stator à épingle

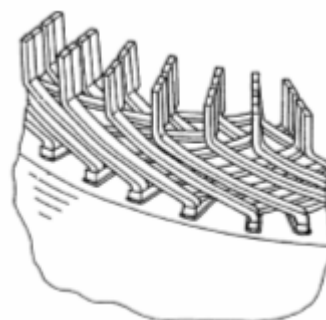


Fig. 4.14 : Tête de bobine du stator à épingle

Au rotor, le taux de remplissage de la fenêtre bobinable (figure 4.15) a été amélioré également. Il est passé de 62% à 68% entre deux générations successives d'alternateurs par des meilleures techniques de bobinage permettant un meilleur rangement des fils (figure 4.16).

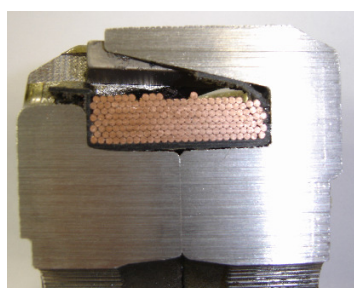


Fig. 4.15 : Fenêtre bobinable au rotor

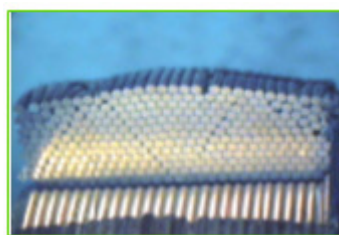


Fig. 4.16 : Arrangement des fils au rotor

Toujours au niveau du rotor et afin d'augmenter la puissance volumique des machines, les équipementiers ont fait appel aux aimants. L'introduction de ceux-ci de la manière indiquée sur la figure 4.17, c'est-à-dire entre les griffes du rotor permet de réduire le flux de fuite inter-griffes et d'apporter en plus un supplément de flux, on reviendra sur ce point plus en avant.

Comme toute structure électrotechnique, la machine à griffes possède ses points forts et ses points faibles. Parmi ces derniers on peut citer deux problèmes majeurs.

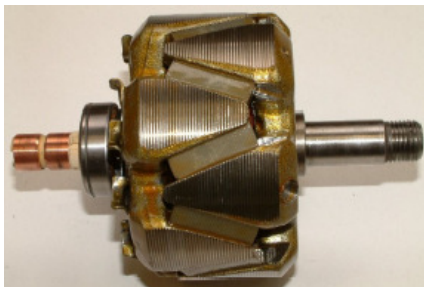


Fig. 4.17 : Rotor à aimants inter-griffes

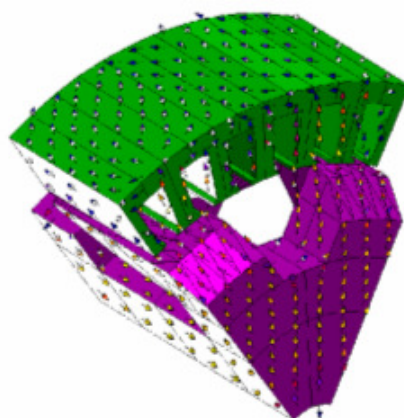


Fig. 4.18 : Nature tridimensionnelle du flux, Lignes de flux obliques au stator

Le premier est lié à la nature tridimensionnelle du flux dans la machine (figure 4.18), celle-ci est à l'origine de la création de courants de Foucault dans le plan des tôles du stator. En effet, les lignes de flux sortent du rotor, en majorité par les bases des griffes Nord pour y retourner de l'autre côté par les bases des griffes Sud en suivant un chemin tridimensionnel. Le stator est, par conséquent, traversé de manière oblique par les lignes de flux dont la composante axiale est importante. Ce flux axial induit des courants de Foucault circulant perpendiculairement à l'axe de la machine, c'est-à-dire dans le plan des tôles du stator. Le feuilletage du stator pourvu pour parer à la circulation de courants induits dans le paquet de tôles ne peut évidemment pas s'y opposer.

Plusieurs solutions sont étudiées où en cours d'étude pour réduire l'effet de cette composante [B]. On citera parmi elles la pratique de fentes au niveau des dents du stator [B] (figure 4.19), celles-ci constitueront des obstacles pour les courants de Foucault au niveau des dents.



Fig. 4.19 : Fentes des dents du stator [B1]



Fig. 4.20 : Couronne en aluminium [B1]

D'autres solutions agissent plutôt sur la source du problème et tentent à réduire la composante axiale du flux. L'introduction des aimants interpolaires en est une, ceux-ci aident à réorienter des lignes de flux dans le plan du feuilletage du stator. Nous verrons plus loin que cette solution est efficace et permet de réduire notablement les pertes fer dans la machine. On peut aussi évoquer la solution consistant en l'insertion d'une couronne amagnétique au milieu du stator (fig. 4.20), celui-ci sera coupé magnétiquement en deux parties distinctes, le flux sera donc contraint à suivre un chemin forcé ayant une composante axiale moins prononcée.

L'autre problème auquel est confronté le concepteur de la machine est l'ouverture par centrifugation des cornes des griffes, la figure 4.21 montre la distribution des contraintes mécaniques subies par le rotor par centrifugation et la déformation des griffes suite à ces contraintes. La figure montre que les contraintes sont plus importantes en bout de griffe.

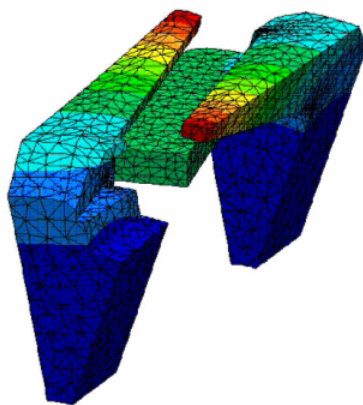


Fig. 4.21 : Ouverture des griffes par centrifugation

Cela impose que l'on prenne en compte lors de la conception de la machine des contraintes d'ordre mécanique. Par exemple un allongement excessif des griffes dans le sens axial n'est pas toujours admis, on préfère agir plutôt sur les dimensions radiales de la machine ou sur les deux au même temps.

IV. 3.2 Démarche de comparaison :

Dans le but de comparer la machine à double excitation et la machine à griffes pour notre application, deux manières différentes de faire sont possibles. Nous rappelons que toute notre étude est menée dans un même encombrement radial, c'est-à-dire un diamètre extérieur stator de 137 mm.

La première consiste en le dimensionnement d'une machine à griffes répondant au cahier des charges dans cet encombrement radial. Les comparaisons seront dans ce cas faites sur la longueur axiale, la masse, l'inertie, et les pertes totales ou le rendement.

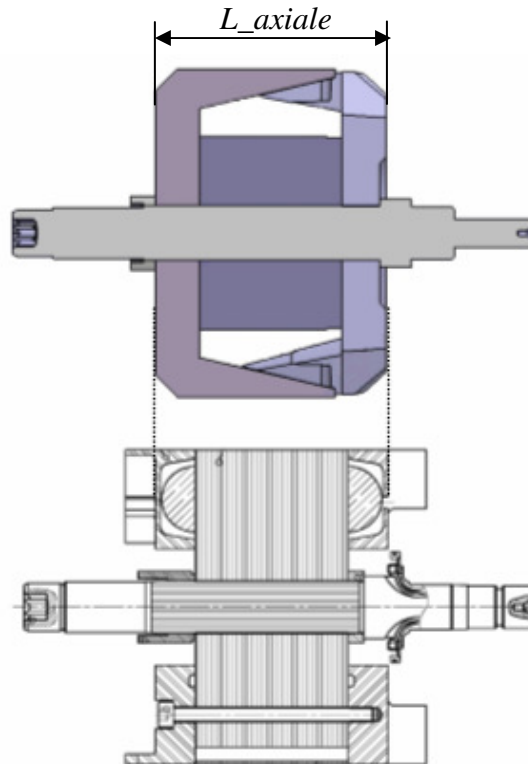


Fig. 4.22 : Illustration du choix de la méthode de comparaison

La deuxième manière est de dire qu'en lieu et place du rotor à double excitation, nous dimensionnons un rotor à griffes optimal. Ce dernier dans ce cas aura les mêmes dimensions radiales et axiales que le rotor à double excitation. Les comparaisons porteront donc sur leurs performances, c'est-à-dire la puissance et les pertes ou le rendement.

La figure 4.22 illustre ce deuxième choix. La longueur axiale du rotor à griffes sera égale à la longueur active du rotor à double excitation à laquelle sont rajoutées les deux épaisseurs des flasques protégeant les têtes de bobines.

Cette deuxième méthode de comparaison, bien qu'elle ne soit pas la plus pertinente des deux, a l'avantage d'être la moins coûteuse et la plus aisée et rapide à mettre en œuvre. Et elle permet malgré tout de tirer des conclusions intéressantes sur les performances des deux structures Une telle démarche permet

l'utilisation d'une quantité de pièces en commun lors de la réalisation des prototypes, la démarche étant essentiellement expérimentale.

Notons qu'à part les rotors eux mêmes, toutes les autres pièces sont les mêmes y compris les arbres et au lieu de réaliser huit sous ensembles, qui sont deux rotors et deux stators et deux jeux de paliers, nous en réaliserons que cinq puisque le stator dans les deux cas est le même ainsi que les paliers.

Il est vrai que pour satisfaire le cahier des charges avec la structure à griffes il faudra refaire un autre dimensionnement, mais ceci n'est pas l'objet de cette étude, cette comparaison nous permettra en premier lieu de positionner les deux structures.

IV. 3.3 Démarche de dimensionnement du rotor à griffes et modèle adopté:

Dans le but de dimensionner un rotor à griffes optimal dans l'encombrement spécifié, nous devons construire un modèle adapté au dimensionnement et à l'optimisation.

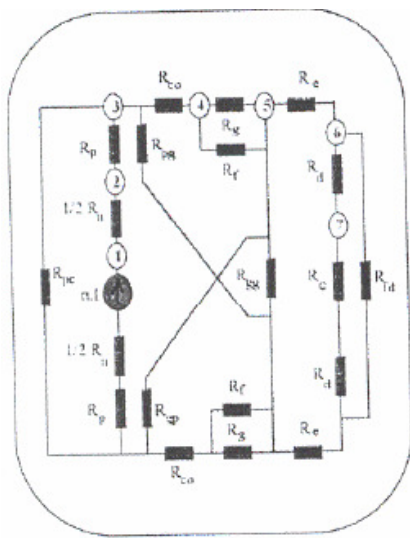
Dans notre cas, nous avons choisi d'utiliser une modélisation analytique contrairement au cas des machines bidimensionnelles ou nous avons utilisé des modèles purement numériques. Pour les machines bidimensionnelles on pouvait encore se permettre d'utiliser les modèles éléments finis, par contre dans le cas de la machine à griffes nécessitant un modèle en trois dimensions, le temps de calcul explose.

Différents modèles analytiques sont rencontrés dans la littérature. Les plus répandus sont les modèles de Rakotovao [R2], d'Ostovic [O] et de Bai [B2]. Le modèle le plus intéressant est celui de Rakotovao, repris par Albert dans ces travaux de thèse. Le modèle utilise un réseau de reluctances assez simple (figure 4.23) pour le calcul du flux à vide, le circuit électrique quant à lui est modélisé par un modèle équivalent au premier harmonique. Le modèle d'Ostovic est assez complexe comme le montre la même figure 4.23, le nombre de reluctances mises en jeu est très élevé. Ce modèle est certainement précis, mais nous préférons nous affranchir d'une telle complexité.

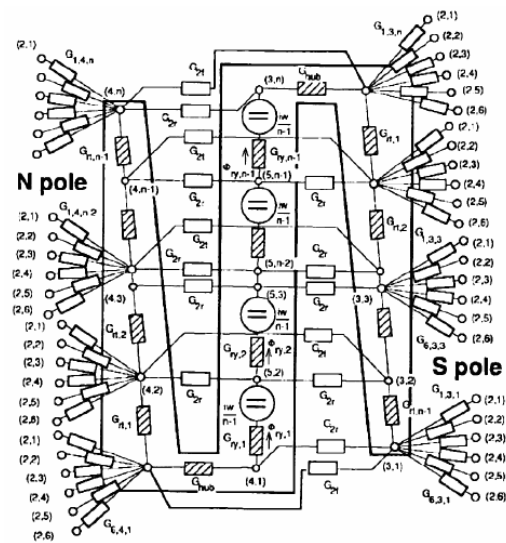
Nous avons vu durant l'optimisation des rotors bidimensionnels que le circuit magnétique assurant le plus de flux à vide est celui qui assure un meilleur débit à basse vitesse, mais il ne l'est pas automatiquement à hautes vitesses. Car, en effet, la réaction magnétique d'induit est plus importante quand le circuit magnétique est perméable. Et à hautes vitesses, il existe toujours un compromis à trouver entre la fem à vide, en d'autres termes le flux à vide, et l'inductance de la machine pour assurer le meilleur débit. Dans le cas de la machine à griffes la réaction magnétique de l'induit sera sans doute moins importante que dans les machines bidimensionnelles, car le trajet des lignes de champ statoriques sera plus important du

fait de la tridimensionnalité de celles-ci. Nous essayerons donc pour la machine à griffes de garantir le plus grand débit à basses vitesses, sachant que à hautes vitesses celle-ci se comportera, si ce dernier est garanti, mieux que la machine bidimensionnelle.

Notre modélisation se fera, par voie de conséquence, uniquement sur le circuit magnétique. Le but recherché sera donc de dimensionner le rotor ayant le flux à vide le plus élevé pour assurer le meilleur débit à basses vitesses. Nous essayerons donc, dans ce qui suit, de développer un modèle similaire à celui de Rakotavao pour la partie relative au calcul du flux à vide. Nous l'utiliserons ensuite pour tirer le rotor optimal pour notre application.



Modèle de Rakotavao



Modèle d'Ostovic

Fig. 4.23 : Réseaux de reluctance des deux modèles

IV. 3.4 Modélisation du circuit magnétique :

IV. 3.4.1 Introduction

La modélisation du circuit magnétique se fait à base de réseaux de reluctances, cette méthode permet d'obtenir une bonne précision de calcul, à condition de bien réussir le découpage de la structure en circuits élémentaires. Nous entendons par réussir le découpage de la structure, avoir un réseau de reluctances unique capable de garantir une bonne précision de calcul quelque soit le niveau d'excitation. En effet, en fonction de l'excitation la saturation dans le circuit magnétique et la forme tridimensionnelle de celui-ci implique un changement dans la direction des lignes de fuite et des saturations locales, modifiant la topologie du réseau.

La théorie des réseaux de reluctances permet de résoudre les problèmes magnétiques par une analogie entre les circuits magnétiques et les circuits électriques. La résolution s'effectue en appliquant les lois des mailles et des nœuds de Kirchhoff comme dans les circuits électriques. Les flux magnétiques sont équivalents aux courants électriques, les reluctances aux résistances et les forces magnétomotrices magnétique aux tensions.

La reluctance \mathfrak{R} d'un circuit magnétique (fig. 4.24) limité par deux sections S_1 et S_2 portées à des potentiels magnétiques V_1 et V_2 est définie telle que $\mathfrak{R} \cdot \Phi = V_2 - V_1$.

Φ est le flux traversant le circuit provoqué par la différence de potentiel $V_2 - V_1$ entre ses bornes. La reluctance caractérise un circuit magnétique, elle est fonction des matériaux et des dimensions de celui-ci.

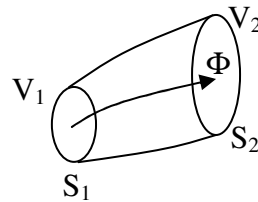


Fig. 4.24 : Circuit magnétique élémentaire

Dans le cas des circuits magnétiques linéaires, la reluctance \mathfrak{R} est indépendante de la force magnétomotrice imposée. Dans ce cas la construction du réseau et sa résolution est très simple, elle nécessite juste la connaissance des dimensions géométriques des pièces constituant la machine et les forces magnétomotrices mises en jeu.

Dans la réalité, les matériaux utilisés sont ferromagnétiques saturables, leur perméabilités, et par conséquent leurs reluctances, dépendent du champ d'excitation. Les choses deviennent donc plus compliquées surtout que la saturation magnétique n'est pas constante le long d'une ligne de flux. L'idée dans ce cas consiste en le découpage du circuit magnétique suivant la direction de flux en circuits élémentaires ayant une variation de perméabilité faible de telle sorte à pouvoir considérer celle-ci constante le long de chaque circuit élémentaire pour une excitation donnée.

Cette hypothèse nous permet de calculer les reluctances comme dans les circuits linéaires, à la différence que la perméabilité n'est pas une donnée d'entrée mais déduite de l'étude du circuit global. La résolution dans ce cas s'effectue sous forme itérative partant d'un état magnétique arbitraire, c'est-à-dire des potentiels magnétiques initiaux aux nœuds quelconques. Ces potentiels nous permettent de calculer les champs auxquels sont soumis les circuits élémentaires, de là par les équations des matériaux nous en

déduisons les perméabilités et par conséquent les flux et donc les nouveaux potentiels correspondant. Les potentiels obtenus sont comparés à ceux de l'itération précédente, s'ils sont égaux la résolution est terminée.

IV. 3.4.2 Construction du réseau de reluctance pour la machine à griffes

Il existe dans la machine un chemin de flux principal constitué par les pièces ferromagnétiques et l'entrefer et des chemins de fuites dans l'air.

Le chemin principal où maille principale est constitué du noyau, des plateaux, des coudes, des griffes, des dents stator, de la culasse et bien sûr de l'entrefer. Nous avons représenté cette maille sur la figure 4.25, celle-ci représente les différentes reluctances rencontrées par le flux magnétique créé par la bobine.

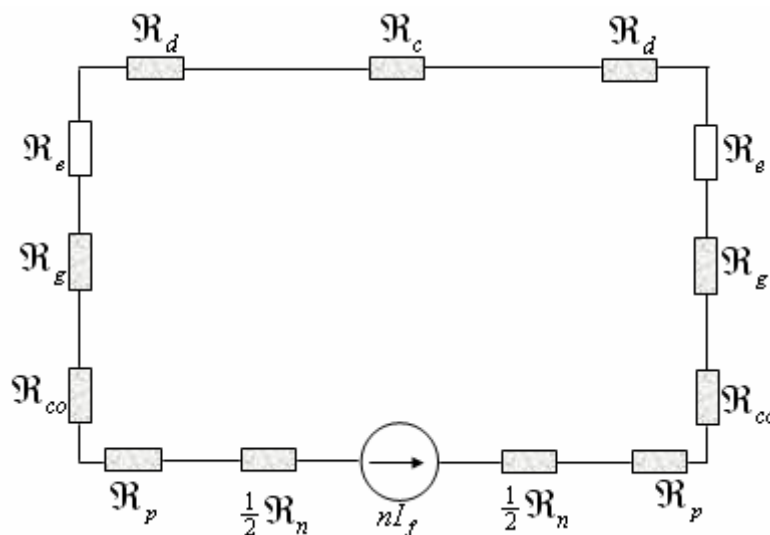


Fig. 4.25 : Maille principale du circuit magnétique

Les reluctances \mathcal{R}_n , \mathcal{R}_p , \mathcal{R}_{co} , \mathcal{R}_g , \mathcal{R}_d et \mathcal{R}_c sont respectivement celles du noyau, du plateau, du coude, de la griffe, des dents stator et de la culasse stator. \mathcal{R}_e est la reluctance de l'entrefer.

La figure 4.26 montre qu'en plus du chemin principal, il existe plusieurs chemins traversés par le flux magnétique. En effet, il existe dans la machine des flux de fuites à cause de la forte excitation magnétique dans la machine et de sa géométrie particulière. Nous devons donc les prendre en compte pour que le modèle soit précis dans les zones de fonctionnement à forte saturation. Nous ajoutons donc à la boucle principale des reluctances constantes représentant les différents chemins du flux de fuites.

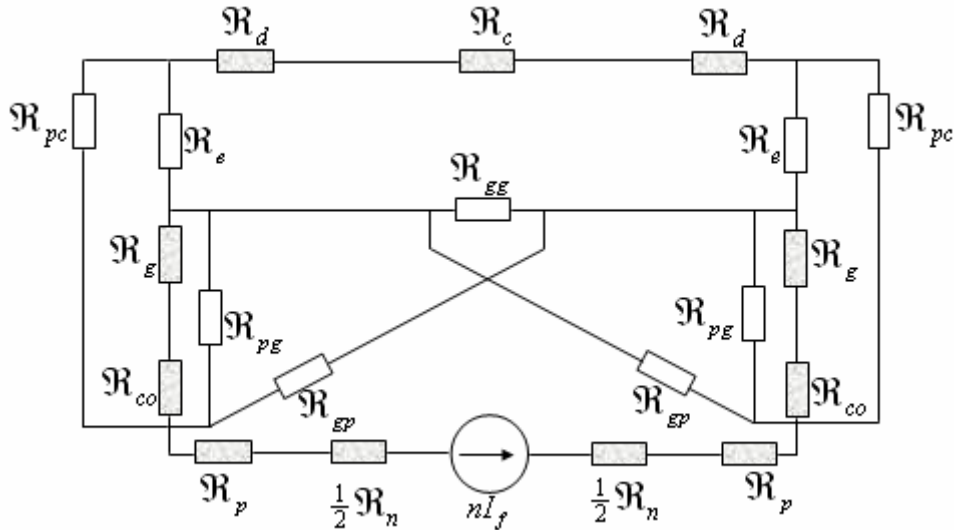


Fig. 4.26 : Schéma de reluctances considéré

Les reluctances de fuites considérées sont la reluctance entre la griffe et le plateau de la roue polaire opposée \mathfrak{R}_{gp} , la reluctance de fuites entre la griffe et le plateau de la même roue polaire \mathfrak{R}_{pg} , la reluctance de fuites entre le plateau et la culasse stator \mathfrak{R}_{pc} et la reluctance entre griffes \mathfrak{R}_{gg} . Cette dernière voit passer la majorité du flux de fuites de la machine, nous le constaterons ultérieurement.

IV. 3.4.3 Calcul des différentes reluctances

IV.3.4.3.1 Reluctance du noyau

Le flux créé par la bobine d'excitation circule axialement dans le noyau et le plateau comme indiqué sur la figure 4.27.

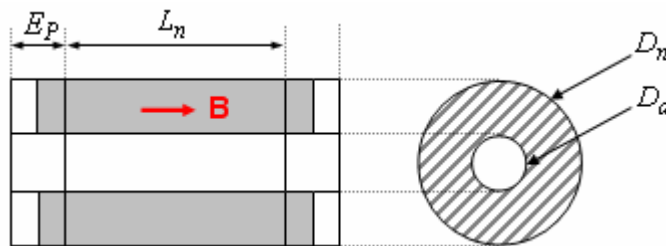


Fig. 4.27 : Coupes longitudinale et transversale du noyau : section de passage du flux

La reluctance de ce tronçon est donnée par :

$$\mathfrak{R}_n = \frac{1}{\mu_n} \cdot \frac{(L_n + E_p)}{S_n}, \quad \text{avec} \quad S_n = \pi \cdot (R_n^2 - R_a^2)$$

R_n : Rayon du noyau,

R_a : Rayon de l'arbre

L_n : Longueur du noyau.

E_p : Epaisseur du plateau

μ_n : Perméabilité magnétique du noyau

La reluctance pour une paire de pôles est donnée donc par :

$$\mathfrak{R}_n = p \cdot \frac{1}{\mu_n} \cdot \frac{(L_n + E_p)}{\pi \cdot (R_n^2 - R_a^2)}$$

Il est important de choisir le diamètre de noyau adéquat pour obtenir une section de noyau suffisante à fin de véhiculer le flux d'excitation. Ce paramètre est donc très important lors la conception du rotor à griffe d'autant plus qu'il conditionne l'espace réservé à la bobine d'excitation. La même chose est valable également pour la longueur du noyau car la fenêtre de bobinage en est dépendante, la section de passage de flux au niveau du plateau également comme nous le verrons dans le paragraphe suivant.

IV.3.4.3.2 Reluctance du plateau

Pour le calcul de la reluctance du plateau nous supposons que sa perméabilité est constante tout au long du trajet de flux, notre hypothèse simplifie considérablement le calcul et n'influe pas beaucoup sur le résultat. Nous pouvons alors calculer la reluctance par une intégrale de la section minimale jusqu'à la section maximale dans le sens radial, la reluctance par pôle s'écrit donc :

$$\mathfrak{R}_p = \frac{Ln(R_{bg}/R_n)}{2\pi \cdot \mu_p \cdot E_p}$$

Où R_{bg} est le rayon de la griffe à la base.

Notons que pour que le flux ne soit pas étranglé au niveau de la jonction noyau plateau il faut que la section minimale du plateau, c'est à dire $S_{\min \text{ plateau}} = 2 \cdot \pi \cdot R_n \cdot E_p$ soit comparable à la section du noyau. Ceci impose une épaisseur minimale du plateau, qui doit être égale à la section du noyau bobiné. Cette épaisseur obéit aussi à des considérations d'ordre mécaniques qui tendent à l'agrandir, pour garantir une meilleure tenue des griffes en centrifugation.

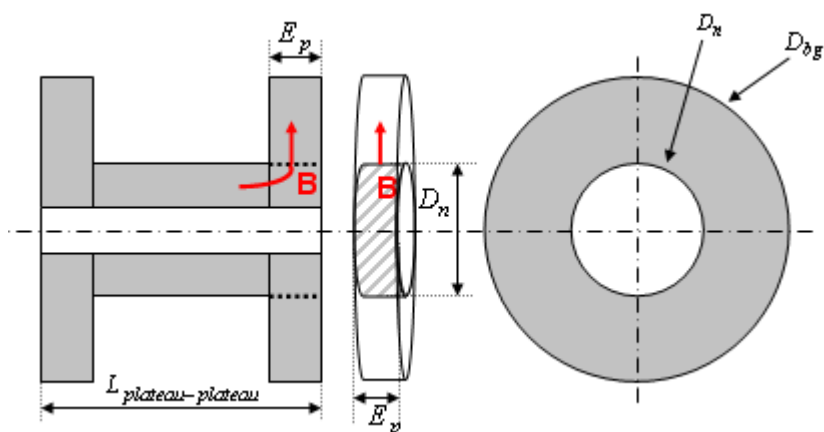


Fig. 4.28: géométrie du plateau

IV.3.4.3.3 Reluctance du coude

Le coude est en forme de quart de cylindre. Le flux magnétique le traverse de manière azimutale.

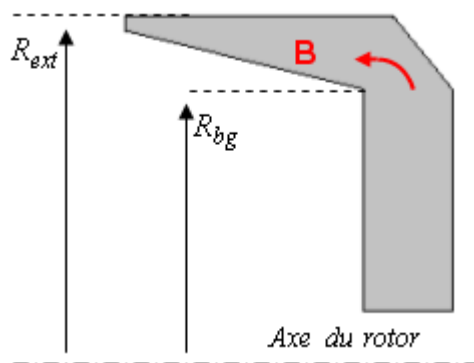


Fig. 4.29: circulation du flux au niveau du coude

La reluctance de ce tronçon s'exprime approximativement de la sorte :

$$\mathfrak{R}_{co} = \frac{\sqrt{(R_{ext} - R_{bg})^2 + E_p^2}}{\mu_{co} \cdot L_{bg} \cdot E_p}$$

Où L_{bg} est la largeur de la griffe à la base, R_{ext} est le rayon extérieur du rotor et μ_{co} la perméabilité magnétique du coude.

Le diamètre de base de griffe D_{ibg} est un paramètre important dans la conception du rotor à griffes, il conditionne deux grandeurs anti-proportionnelles et essentielles dans le dimensionnement du rotor ; la section des bases de griffes et la section fenêtre bobinable du rotor (figure 4.30). La première diminue avec l'augmentation de ce diamètre, la deuxième varie de manière inverse c'est-à-dire augmente avec

l'augmentation de celui-ci. Ce dilemme se pose toujours, notamment dans les encombrements impartis aux alternateurs automobiles. Dans ces conditions il est très difficile d'allier une grande section bobinable, donc beaucoup d'ampères-tours d'excitation au rotor et une section de passage de flux conséquente au niveau de la base des griffes.

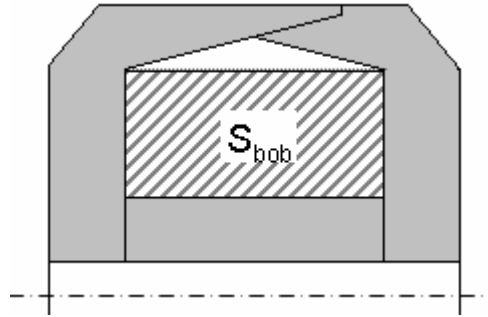


Fig. 4.30: La fenêtre bobinable

La section de la fenêtre bobinable est donnée par la relation :

$$S_{bob} = L_n \cdot \left(\frac{D_{bg} - D_n}{2} \right)$$

Où L_n est la longueur axiale du noyau

IV.3.4.3.4 Reluctance de la griffe

Le calcul de la reluctance de cette partie conduit à des formules mathématiques compliquées si on prend en compte exactement la géométrie de la griffe d'autant plus que la saturation magnétique n'est pas homogène le long de la griffe. A fin de faciliter le calcul sans risque d'introduire une erreur considérable dans son estimation, on ne considère que la zone de la griffe la plus saturée. Les calculs par élément finis montrent que dans la majorité des cas la partie la plus saturée est la base de la griffe. La reluctance de cette partie peut être estimée comme suit :

$$\mathfrak{R}_g = \frac{L_{eq}}{\mu_{co} \cdot l_{bg} \cdot E_p}$$

Où L_{eq} est la longueur du tube de flux partant de la jonction plateau-griffe jusqu'à la surface de séparation de la griffe et de l'entrefer. Cette longueur peut être considérée approximativement égale à la distance séparant les centres des surfaces d'entrée de flux et de sortie de flux sur la figure 4.31. La section

du tube de flux est prise égale à la section minimale que traverse le flux, c'est-à-dire la section de base griffe (section d'entrée de flux sur la figure 4.31)

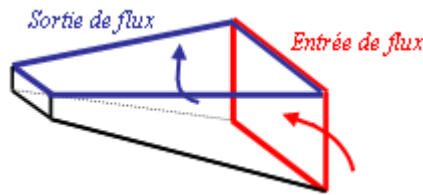


Fig. 4.31: Circulation du flux dans la griffe

IV.3.4.3.5 Reluctance des dents stator

Dans un système triphasé à deux encoches par pôle et par phase on trouve en face de chaque griffe six dents.

$$\mathfrak{R}_d = \frac{h_d}{6 \cdot \mu_d \cdot l_d \cdot L_a}$$

Où h_d et l_d sont la hauteur et la largeur de la dent et L_a est la longueur active ou bien la longueur du stator.

IV.3.4.3.6 Reluctance de la culasse

La reluctance de la culasse est donnée par la formule suivante :

$$\mathfrak{R}_c = \frac{l_c}{2 \cdot \mu_c \cdot h_c \cdot L_a}$$

Où h_c est la hauteur de la culasse et l_c la longueur moyenne de l'arc de la culasse sur un pas polaire.

IV.3.4.3.7 Reluctance d'entrefer

La figure 4.32 montre les surfaces d'échanges entre les dents et les griffes dans les cas de griffes trapézoïdales. La forme trapézoïdale des griffes est adoptée pour des raisons de réduction du bruit magnétique. Cette forme de griffe contribue à rendre la fem sinusoïdale contrairement à la forme rectangulaire.

Pour calculer la reluctance de l'entrefer il faut considérer la section réelle de vis-à-vis des deux armatures, on retranchera l'espace inter-griffes et la surface des ouvertures d'encoches.

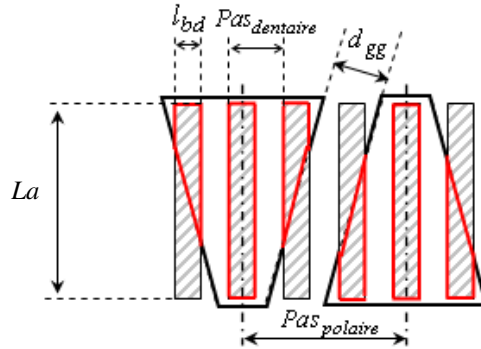


Fig. 4.32: Surfaces en vis-à-vis dents-griffe

La section s'entrefer prise en compte est donc :

$$S_{entrefer} = (pas_{polaire} - d_{gg}) \cdot L_a \cdot \frac{l_{bd}}{pas_{dentaire}}$$

La reluctance d'entrefer s'écrit alors :

$$\mathfrak{R}_{entrefer} = \frac{e}{\mu_0 \cdot S_{entrefer}}$$

IV.3.4.3.8 Reluctance de fuite griffe-griffe

Le flux de fuite inter-griffes met en jeu les surfaces latérales des griffes en en vis-à-vis, ces surfaces sont distantes de l'espace inter-griffes qu'on note d_{gg} . La reluctance de cet espace est donnée par :

$$\mathfrak{R}_{gg} = \frac{d_{gg}}{\mu_0 \cdot S_{gg}}$$

Les griffes sont définies par deux largeurs L_A et L_B à deux hauteurs respectivement H_A et H_B données à partir du plateau. Ces dimensions déterminent la forme trapézoïdale de la griffe et l'espace inter-griffes.

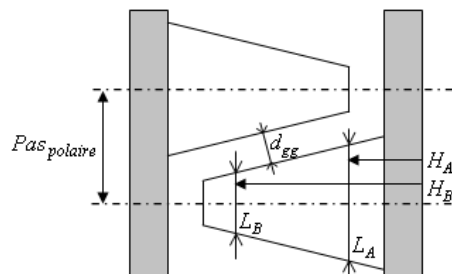


Fig. 4.33: paramètres géométriques définissant la forme de la griffe

La section de fuite inter-griffes S_{gg} est montrée sur la figure 4.34.

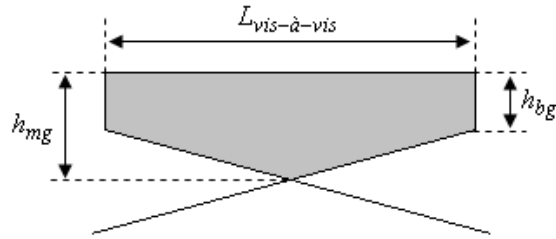


Fig. 4.34: Section des griffes en vis-à-vis

Les dimensions $L_{vis-à-vis}$, h_{mg} et h_{bg} sont déterminées à partir des dimensions principales des griffes.

IV. 3.4.4 Introduction des aimants dans le modèle :

L'introduction des aimants inter-polaires dans le rotor à griffes implique la modification du modèle reluctant de la machine.

Les aimants sont introduits dans les rotors à griffes afin de contrer le flux de fuite existant entre les griffes et d'apporter un supplément de flux à la machine. Les aimants sont magnétisés (dirigés) orthoradialement comme dans le cas des rotors à aimants à concentration de flux, comme le montre la figure 4.35

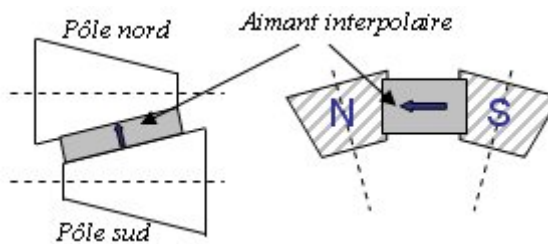


Fig. 4.35: Placement des aimants inter-griffes.

La reluctance de fuite inter-griffes du modèle précédent (figure 4.26) sera remplacée par le modèle de l'aimant permanent composé d'une force électromotrice nI_a et une reluctance R_a représenté dans la figure 4.36

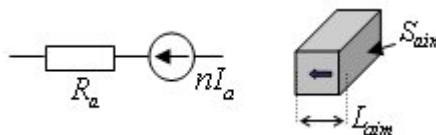


Fig. 4.36: Aimant permanent et son modèle

Les équations de la f.m.m et de la reluctance de l'aimant sont données comme suit :

$$nI_a = \frac{B_a \cdot L_{zim}}{\mu_a \cdot \mu_0} \quad \text{Et} \quad R_a = \frac{1}{\mu_a \cdot \mu_0} \cdot \frac{L_{aim}}{S_{aim}}$$

IV. 3.4.5 Caractéristique magnétique des matériaux utilisés :

La courbe $\mu = f(H)$ du matériau utilisé est modélisée avec une équation de type :

$$\mu(H) = 1 + \frac{a}{(1 + b \cdot H^c)}$$

Cette équation nous garantit que pour les champs magnétiques élevés la perméabilité magnétique du matériau tend vers celle de l'air. Les coefficients a, b et c sont choisis de telle sorte à ce que la courbe soit confondue avec la donnée du constructeur des pièces ferromagnétiques.

Les aimants choisis sont de types terres rares Neodyme-Fer-Bore (N_dF_eB), leur induction rémanente est de 1,12 T. La caractéristique de démagnétisation idéale est donnée par la droite suivante :

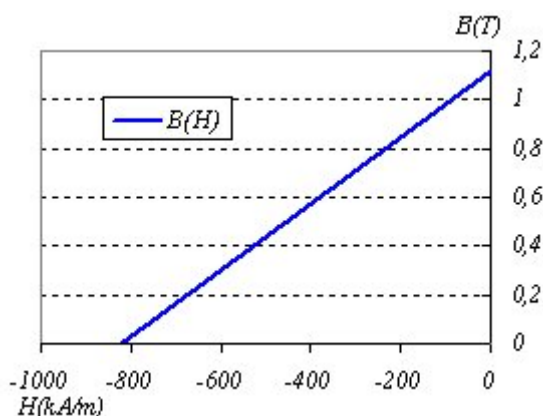


Fig. 4.37: Courbe de démagnétisation de l'aimant

IV. 3.4.6 Etude paramétrique et recherche du rotor optimal :

Nous commençons d'abord dans cette étude par rechercher le rotor sans aimants le plus optimal en variant les proportions de cuivre et de fer dans ce dernier. Par la suite nous introduirons les aimants afin d'améliorer l'efficacité du rotor considéré. Une étude paramétrique basée sur la taille des aimants nous aidera à cet effet à choisir les aimants les plus convenables.

La première partie du travail consiste donc à répartir les volumes de cuivre et de fer dans le rotor pour garantir le meilleur flux à vide.

Comme nous l'avons vu dans les paragraphes précédents, étant donné que la longueur axiale du rotor et son diamètre extérieur sont fixés, les trois paramètres les plus importants, et qui déterminent les quantités de cuivre et de fer, sont le diamètre du noyau, la longueur du noyau et le diamètre à la base de la griffe comme montré sur la figure 4.38. Ces trois paramètres ne sont pas indépendants du point de vue électrotechnique, mais étroitement liés car pour garantir une homogénéité magnétique du circuit, c'est-à-dire pour avoir un même état de saturation dans toutes les parties ferromagnétiques, il faut garantir une même section de passage de flux à tous les niveaux (noyau, plateau, coude et griffe). Nous pouvons donc résumer l'étude paramétrique au seul paramètre diamètre noyau, les deux autres en découlent si on veut respecter le principe de conservation de section. Nous ferons varier donc sur une plage donnée le diamètre noyau, on en déduit les deux autres paramètres et donc la section de bobinage S_{bob} (voir tableau 3.75)

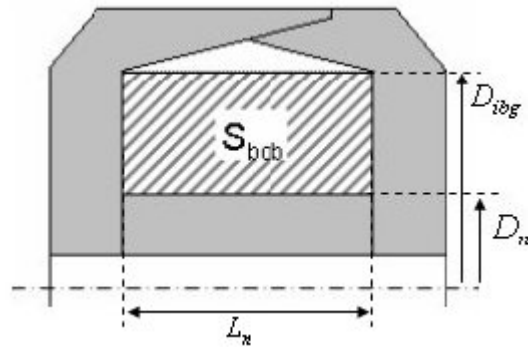


Fig. 4.38 : Principaux paramètres du rotor à griffes

Paramètre	Unité	Config 1	Config 2	Config 3	Config 4	Config 5	Config 6
Diamètre du noyau	(mm)	48	50	54	58	63	64
Longueur du noyau	(mm)	53	51	50	47	45	44
Diamètre base griffe	(mm)	85	83	82	81	79	78
Épaisseur du plateau	(mm)	10	11	12	13	14	15
Section du noyau	(mm ²)	1571	1725	2051	2403	2829	2978
section bobinable	(mm ²)	988	842	700	541	373	308
Nombre de spires		622	584	536	453	395	356
Diamètre du fil	(mm)	1,18	1,12	1,09	1,00	0,95	0,90
Résistance (à 20°)	Ω	2,28	2,25	2,23	2,28	2,24	2,26
nI d'excitation	A-tours	2690	2557	2368	1956	1736	1552

Tab. 4.3: Différentes configurations de l'étude paramétrique

Dans les différents cas de figure nous choisirons des définitions de bobines de telle sorte à bien remplir les fenêtres de bobinage et d'avoir sensiblement les mêmes résistances (voir tableau 4.3). Ce choix est justifié par un souci de garantir une comparaison des différents circuits magnétiques à mêmes pertes joules.

Le calcul du flux à vide des différentes configurations a donné les résultats que nous pouvons voir sur la figure 4.39. Nous remarquons que le flux à vide augmente avec l'augmentation de la section de fer. Cette augmentation tend à stagner à partir de la configuration n°5 puisque les courbes de flux de celle-ci et la courbe de la configuration n°6 sont presque confondues. La tendance s'inversera certainement à partir de ce cap si on avait continué d'augmenter la section de fer car au final nous arriverons à un volume rempli que de fer et sans excitation qui ne produira aucun flux.

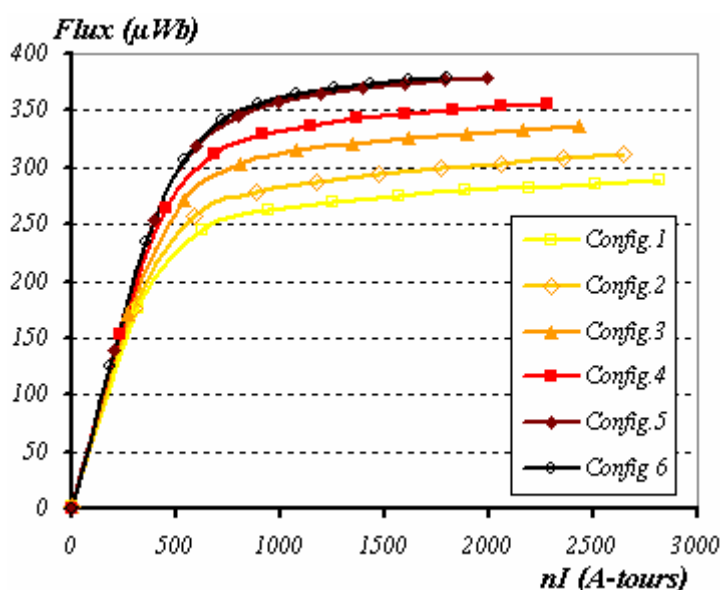


Fig. 4.39: Flux à vide des différentes configurations en fonction des ampères-tours d'excitation

Le tableau 4.4 montre les flux à vide des différentes configurations fonctionnant avec leur Ampères-tours d'excitation nominaux. Les configurations ayant les faibles sections de fer profitent d'ampères-tours d'excitation considérables, mais à cause de la saturation du circuit magnétique elles ont un faible flux. C'est le cas du rotor de la configuration n°1 qui profite de 2690 Ampères-tours mais qui ne produit le plus faible flux (287 μ -Weber par pôle). Et de plus en plus que la section de fer augmente les ampères-tours d'excitation diminuent mais au final le flux se trouve augmenté.

Nous voyons sur ce tableau comme nous l'avons fait remarqué précédemment que le gain de flux devient de plus en plus petit quand on augmente la section de fer. L'augmentation de flux à vide entre les deux dernières configurations n'est que de 0,6% alors que la section de fer s'est agrandie de 5,3%. Nous

choisirons par conséquent la configuration n°5, elle présente presque les mêmes performances en flux à vide et elle a en plus l'avantage d'avoir une section de fer plus petite et des ampères-tours d'excitation plus grand que la version n°6, elle aura un meilleur comportement à hautes vitesses car elle subira moins la réaction magnétique d'induit.

	Config.1	Config.2	Config.3	Config.4	Config.5	Config.6
<i>D_n (mm)</i>	48	50	54	58	62,5	64
<i>nI (A tours)</i>	2690	2557	2368	1956	1736	1552
<i>Flux (μWeber)</i>	287	310	336	352	375	378

Tab. 4.4: Flux à vide nominal des différentes versions des rotor sans aimants

La deuxième partie de l'optimisation portera sur la détermination de la largeur de l'aimant qui donnera le meilleur apport de flux au rotor de la configuration n°5. Le tableau 4.5 présente quatre configurations de rotor sur lesquelles nous avons adapté la forme de la griffe pour contenir des aimants de différentes largeurs. La modification de la forme de la griffe porte sur la largeur de la griffe L_B (voir figure 4.33) afin de modifier la distance inter-griffes.

<i>Paramètre</i>	<i>Unité</i>	<i>Config 5-1</i>	<i>Config 5-2</i>	<i>Config 5-3</i>	<i>Config 5-4</i>
<i>Diamètre du noyau</i>	(mm)	62,5	62,5	62,5	62,5
<i>Longueur du noyau</i>	(mm)	45,25	45,25	45,25	45,25
<i>Diamètre à la base de griffe</i>	(mm)	79	79	79	79
<i>Largeur de la griffe en A</i>	(mm)	21	21	21	21
<i>Largeur de la griffe en B</i>	(mm)	8,95	10,6	12,2	13,8
<i>Hauteur de la griffe en A</i>	(mm)	12	12	12	12
<i>Hauteur de la griffe en B</i>	(mm)	52	52	52	52
<i>Inclinaison de la griffe</i>	(°)	8,6	7,4	6,3	5,1
<i>Distance griffe-griffe *</i>	(mm)	7	6	5	4
<i>Largeur de l'aimant</i>	(mm)	9,5	8,5	7,5	6,5

* La distance spécifiée est donnée avant l'usinage de la rainure contenant l'aimant

Tab. 4.5: Différentes configurations pour différentes largeurs d'aimant

Le résultat de calcul montré sur la figure 4.40 montre que les configurations sont très proches en terme de flux à vide. Les valeurs de flux à excitation nominale (tableau 4.6) montrent que la variation du flux en fonction de la largeur de l'aimant passe par un optimum, néanmoins l'écart de flux entre les configurations limites est très faible, elle est de 1,7 %. Nous adopterons dans notre cas spécial une largeur d'aimants de 9,5 mm puisque ce rotor sera produit avec les moyens industriels standard de Valeo adaptés à cette largeur.

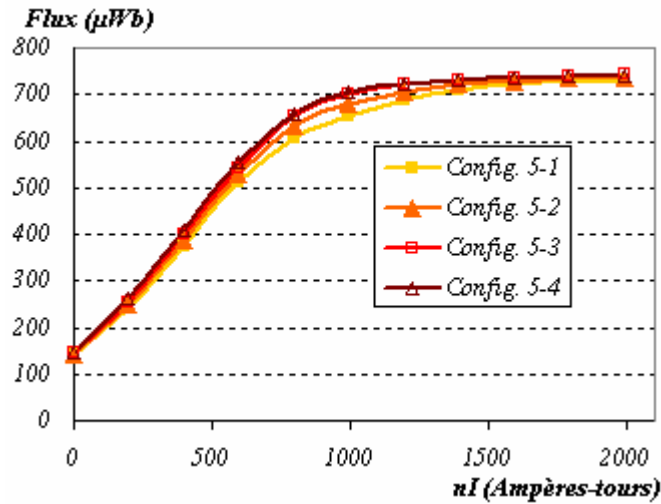


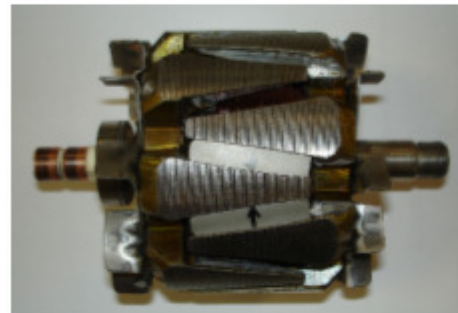
Fig. 4.40: Flux à vide des différentes configurations en fonction des Ampères-tours d'excitation

	Config. 5-1	Config. 5-2	Config. 5-3	Config. 5-4
Laim (mm)	48	50	54	58
nI (A tours)	727	732	739	738
Flux (µWeber)	705	710	717	716

Tab. 4.6: Flux à vide nominal des différentes versions de rotor à aimants

Nous avons obtenu après ces optimisations un rotor ayant les caractéristiques du tableau 3.18.

Caractéristique	Valeur	Unité
Nombre de paires de pôles	8	sans
Diamètre extérieur rotor	105,35	mm
Longueur plateau-plateau	73,8	mm
Diamètre du noyau	62,5	mm
Épaisseur du plateau	14,28	mm
Longueur du noyau	45,25	mm
Largeur de la base de la griffe	20,3	mm
Diamètre du noyau	354	mm ²
Largeur de l'aimant	9,5	mm
Longueur de l'aimant	40,5	mm
Épaisseur de l'aimant	6	mm
Nombre de spires au rotor	395	sans
Résistance du rotor	2,25	Ω



Tab. 4.6, Fig. 4.41.: Rotor dimensionné et ses caractéristiques principales.

IV. 3.5 Essais à vide

Nous présentons ici les résultats des essais à vide du prototype de la machine. Ces essais sont réalisés à une vitesse de rotation fixée à 1800 tr/min, pour des courants d'excitation allant de 0 à 5 A, sachant que le courant d'excitation nominal est de l'ordre de 4A.

La comparaison du flux à vide obtenu par calcul et celui obtenu par essai montre que le modèle que nous avons développé permet d'avoir des résultats assez satisfaisant. L'erreur commise dans les deux cas avec ou sans aimants et d'environ 9%, ce qui est acceptable pour un modèle analytique.

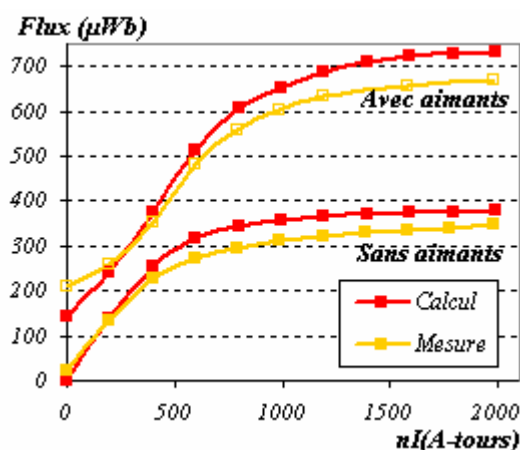


Fig. 4.41: Comparaison des flux à vide mesurées et calculées

Nous avons réalisé ces essais pour quatre configurations de machines selon le nombre d'aimants insérés dans le rotor. Les résultats de fem efficace relevés sur oscilloscope sont montrés dans le tableau 4.7.

If (A)	fem efficace entre phases (V)			
	0 aimants	8 aimants	12 aimants	16 aimants
0	0,3	2,4	3,8	5,4
1	6,8	8,7	9,2	9,8
2	9,1	13,0	14,5	15,8
3	10,1	14,2	16,2	18,2
4	10,6	14,8	16,8	19,0
5	10,9	15,0	17,0	19,2

Tab 4.7 : Relevé de fem en fonction du courant d'excitation et du nombre d'aimants inter-griffes

On remarque que l'introduction des aimants apporte un flux considérable à la structure puisque la fem à vide a augmenté de 79 % entre la structure sans aimants et la structures avec tous les aimants (16 aimants) , ceci pour un courant d'excitation de 4A. Nous pouvons estimer l'apport en flux d'un seul aimant dans cette structure à 5% ce qui n'est pas négligeable.

Il existe comme on le constate sur les courbes de la figure 4.42 une fem non nulle sans excitation pour les structures ayant des aimants. Cette fem est gênante pour un fonctionnement sur véhicule dans une phase de roulage de celui-ci sans beaucoup de charge. Pour la structure ayant 8 aimants, par exemple, la fem sans excitation à 1800 tr/min est égale à 2,4 V, ce qui donnerait à 18000 tr/min une fem 24V pour un fonctionnement sur batterie de 14V.

Nous avons noté la même chose pour la structure à double excitation et pour celle-ci l'utilisation d'un pont en H pour l'excitation s'impose, à part pour les applications très rares demandant 60A en permanence. Par contre pour une structure à griffes, un re-dimensionnement du circuit magnétique suffit pour s'affranchir de cette fem. Le flux des aimants y sera délibérément court-circuité en majorité à travers le noyau lors d'un fonctionnement sans excitation. La structure privilégiera dans ce cas le flux produit par les ampères-tours bobinés à celui des aimants. Ces derniers n'apporteront dans ce cas que quelques 25 à 30 % de supplément de flux. Ceci aura pour conséquence la baisse des performances de la machine. C'est le compromis à faire si on ne veut pas avoir recours au pont en H comme dans le cas de la totalité des machines à griffes sur le marché.

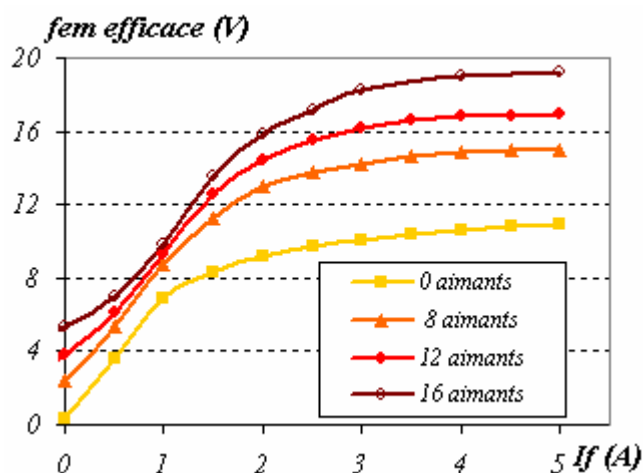
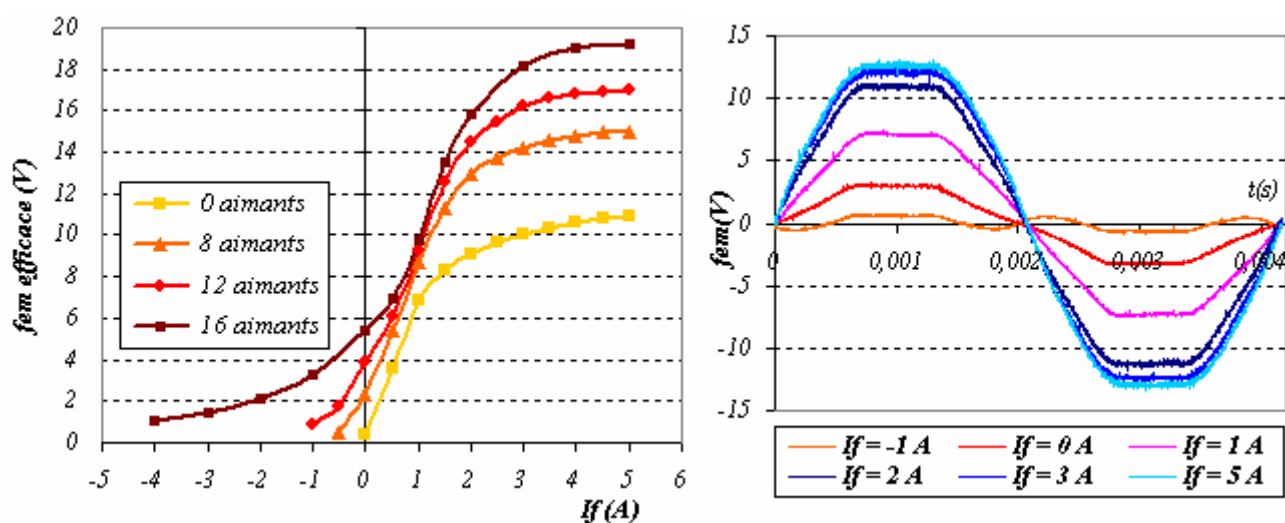


Fig. 4.42: Fem à vide en fonction des ampères-tours injectés paramétrée par le nombre d'aimants

Dans notre cas, et pour que la comparaison soit équitable, nous avons choisi un dimensionnement garantissant les meilleures performances à la machine à griffes et un défluxage par un courant d'excitation inverse si nécessaire. La figure 4.43 montre la faisabilité du défluxage pour cette structure, nous y constatons que pour les structures ayant 8 et 12 aimants le défluxage est assez aisé, ou 1 A au plus dans le sens inverse y est nécessaire. Par contre pour la structure ayant tous les aimants la tâche est plus difficile, puisque il en faut 4A. Cette différence est due au fait que pour les structures à 8 et 12 aimants, les pôles

(griffes) n'ayant pas d'aimants de part et d'autre font circuler le flux inverse de la bobine vers le stator, celui-ci participe à la baisse du flux total.



a) Fem efficace des différentes structures b) Fem (t) de la structure à 12 aimants
 Fig. 4.43: Possibilité de défluxage par le courant d'excitation inverse

L'analyse harmonique de la fem à vide du rotor à griffes montre que sa forme d'onde n'est pas trop distordue. Que ce soit pour la structure à 12 aimants (figure 4.44) ou pour les autres, le taux de distorsion est de l'ordre de 7 % et l'amplitude de l'harmonique de rang 3 est faible elle ne vaut qu 6,6% du fondamental. Ces valeurs seront encore plus faibles si ce rotor était conçu pour un fonctionnement exclusivement sans aimants. Pour ce type de rotors les formes de griffes sont encore plus pointues, c'est-à-dire de forme triangulaire. Nous verrons dans la comparaison avec le rotor de la machine à double excitation que la forme du pôle influe de manière directe sur la forme de la fem.

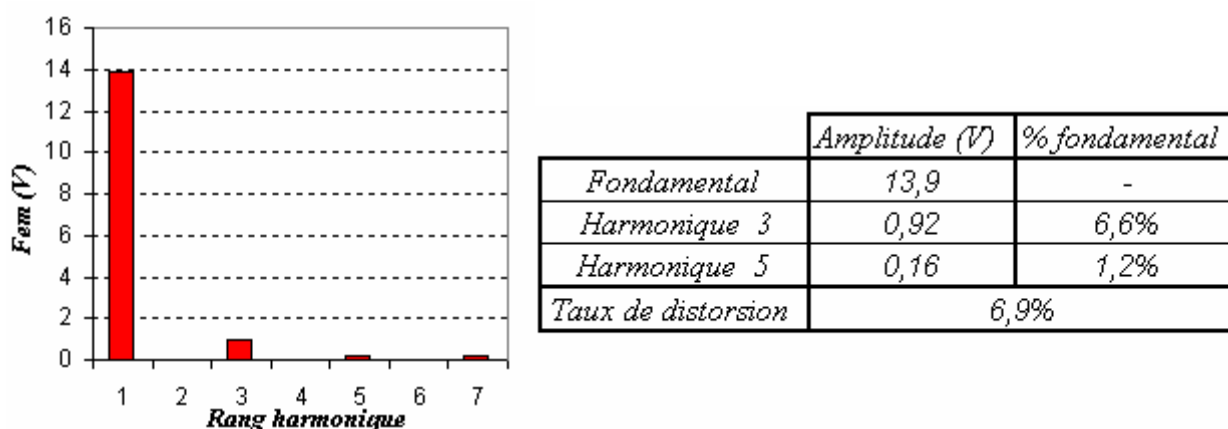


Fig. 4.44: Analyse harmonique de la fem à vide de la structure à 12 aimants

IV. 3.6 Essais en charge :

La machine à griffes dimensionnée est testée dans les mêmes conditions des essais réalisés sur la machine à double excitation, c'est-à-dire sous une température ambiante de 25°C et suivant la même procédure de stabilisation. Les essais en pleine charge ont donné les résultats montrés sur le tableau 3.18, nous constatons que l'influence des aimants est très importante sur les débits des machines. On arrive avec la structure ayant 16 aimants à débiter 376 A à 6000 tr/min et à augmenter ainsi le débit de 117 A par rapport au débit de la machine sans aimants ce qui représente 45% du débit celle-ci. Le gain est encore plus significatif à basses vitesses. La machine n'ayant pas d'aimants, à cause de sa faible fem à vide n'amorce même pas à 1800 tr/min. En effet la fem pour cette configuration à 1800 tr/min est de l'ordre de 11 V alors que la tension de la batterie est fixée durant les essais à 13,5 V. L'introduction de huit aimants a permis de passer à un débit de 152 A et l'introduction de 16 aimants de passer à 243 A.

<i>V (tr/min)</i>	<i>Débits nets (A)</i>			
	<i>0 aimants</i>	<i>8 aimants</i>	<i>12 aimants</i>	<i>16 aimants</i>
1800	0	152	205	243
2000	24	190	226	270
3000	159	286	303	333
4000	215	319	333	357
5000	244	334	350	369
6000	259	341	360	376

Tab 4.8 : Résultats des essais en pleine charge des différentes configurations

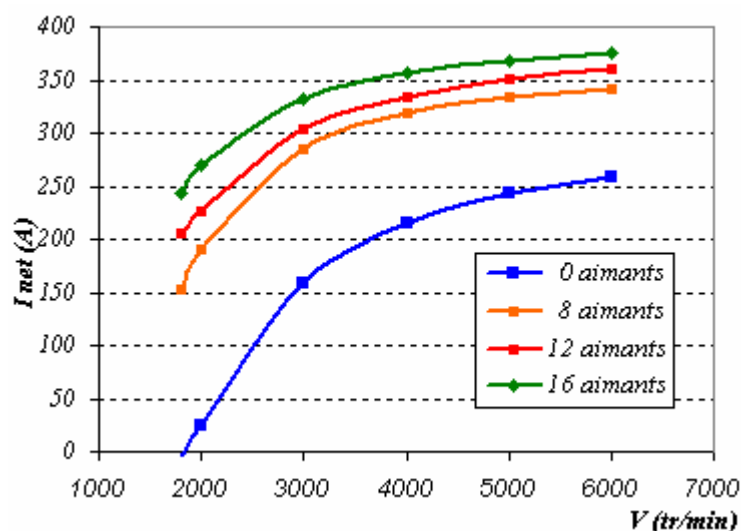


Fig. 4.45: Courbes de débits en pleine charges des différentes structures

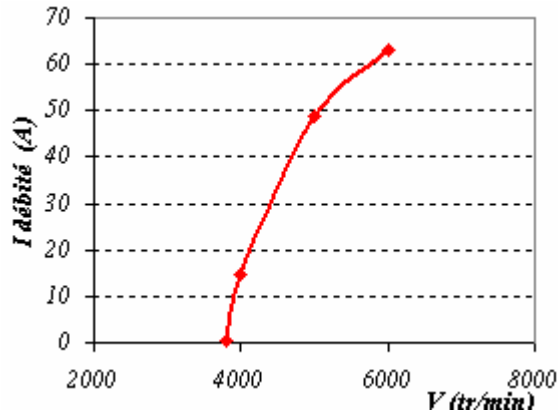


Fig. 4.46: Débit sans excitation de la structure ayant 16 aimants

Comme pour la machine à double excitation nous avons réalisé un essai sur batterie sans excitation pour la structure ayant 16 aimants. Nous avons vu en haut que cette structure possède une fem efficace à vide de l'ordre de 5,4 V entre phases à 1800 tr/min, ce qui présage un amorçage vers 4000 tr/min comme pour la machine à double excitation, ce que montre la figure 4.46. La machine a par ailleurs débité un courant de 60 A à 6000 tr/min. On remarquera que toutes les courbes s'arrêtent à 6000 tr/min pour cette machine, cette précaution est prise pour éviter tout risque de frottement ou de détérioration de la machine, le calcul mécanique (Annexe1) limite pour cette structure la vitesse maximum de rotation à 12000 tr/min.

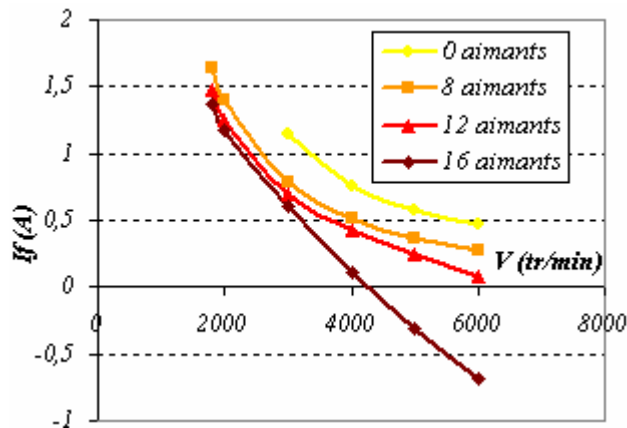


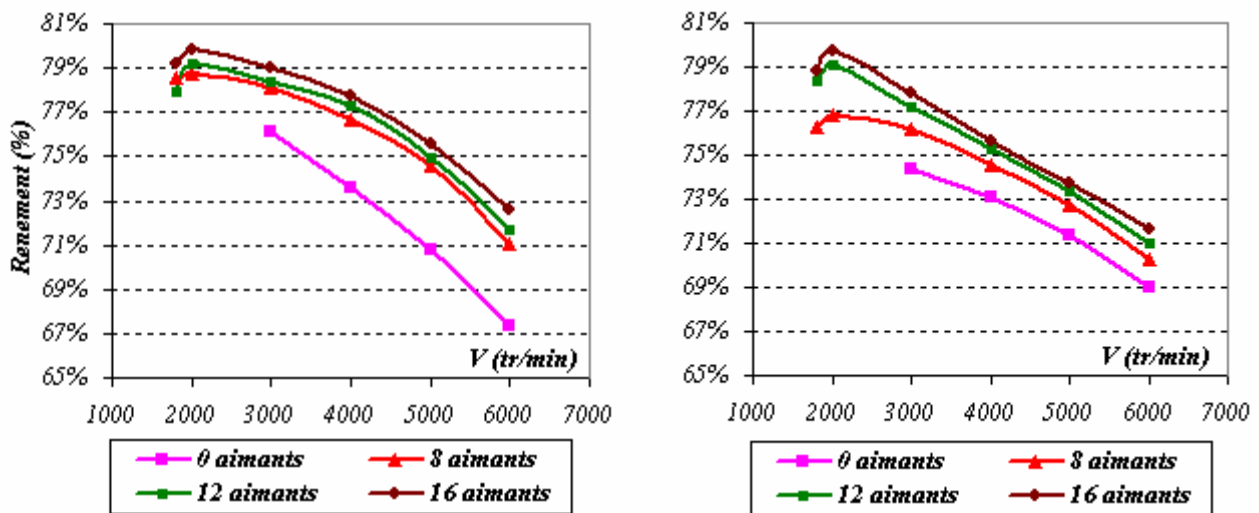
Fig. 4.47 : Courant d'excitation en charge partielle de 20A pour les différentes configurations

Nous avons aussi réalisé des essais en charges partielles pour vérifier la capacité de cette structure à être défluxée. Nous avons choisi une charge partielle de 20A pour illustrer cela. Nous nous apercevons d'après les figures ci-dessous que pour maintenir ce débit, la machine a besoin d'être défluxée en inversant le courant d'excitation quand la vitesse augmente, notamment pour les structures à 12 et 16 aimants. Nous constatons aussi que, pour la machine avec 16 aimants, l'allure de la décroissance du courant est plus

accentuée que pour les autres. La cause de cela est due au fait que cette structure est difficile à défluxer pour la raison que nous avons citée plus en haut.

IV. 3.7 Influence de l'introduction des aimants sur le rendement :

Nous avons évoqué ultérieurement dans la présentation de la machine à griffes le rôle que peuvent jouer les aimants dans la réduction des pertes fer dans la machine. Nous allons dans ce qui suit tenter de mettre ceci en évidence. Pour cela nous nous proposons de réaliser des essais sur les différentes configurations de machines, celles-ci débitant les mêmes charges dans les mêmes conditions. Nous avons choisi deux charges 80A et 120A correspondant approximativement au tiers et à la moitié du débit maximum de la configuration sans aimants.



a) Charge partielle 80 A

b) Charge partielle 120 A

Fig. 4.48: Rendement en fonction de la vitesse en charges partielles

Les courbes de rendements (figure 4.48) des différentes configurations pour les deux charges en fonction de la vitesse montrent une amélioration du rendement d'autant plus élevée que le nombre d'aimants est élevé. A 6000 tr/min et pour le débit de 80A, par exemple, le rendement est passé de 67,3% pour la machine sans aimants à 72,6% pour la machine avec 16 aimants gagnant ainsi 5,2%. Le même constat est visible pour la charge 120A ou le gain en rendement, à 3000 tr/min par exemple, a atteint 3,4%.

Ayant réalisé les essais dans les mêmes conditions et à même charge dans les deux cas, nous pouvons affirmer, sans crainte de se tromper, que les pertes mécaniques et de ventilation, les pertes dans le pont redresseur et les pertes Joule dans les bobinage du stator sont égales quelque soit le nombre d'aimants. Nous pouvons donc justifier l'amélioration du rendement par deux raisons ; La première est la baisse des

perdes d'excitation suite à la baisse du courant au rotor due à l'apport de flux des aimants et la deuxième consiste en la baisse des pertes fer totales dans la machine.

Afin de faire la part des choses entre les deux causes, nous avons calculé, pour les deux charges partielles et pour les différentes structures les pertes totales et les pertes dans l'excitation puisque celles-ci peuvent aisément être obtenues d'après les résultats des essais.

<i>V</i> (tr/min)	<i>Δ Pertes totales (W)</i>			<i>V</i> (tr/min)	<i>Δ Pertes d'excitation (W)</i>		
	8 aimants	12 aimants	16 aimants		8 aimants	12 aimants	16 aimants
3000	36	42	55	3000	5,3	5,7	5,8
4000	62	74	82	4000	1,8	2,1	3,0
5000	83	91	102	5000	1,5	1,8	2,9
6000	83	100	118	6000	1,3	1,7	3,0

Tab 4.9 : Baisse des pertes en comparaison à la configuration avec 0 aimants pour la charge 80A

<i>V</i> (tr/min)	<i>Δ Pertes totales (W)</i>			<i>V</i> (tr/min)	<i>Δ Pertes d'excitation (W)</i>		
	8 aimants	12 aimants	16 aimants		8 aimants	12 aimants	16 aimants
3000	51	81	96	3000	14,1	14,7	14,9
4000	44	68	79	4000	3,8	4,1	4,6
5000	42	61	73	5000	2,5	2,9	3,8
6000	42	70	90	6000	2,2	2,6	4,2

Tab 4.10 : Baisse des pertes en comparaison à la configuration avec 0 aimants pour la charge 120A

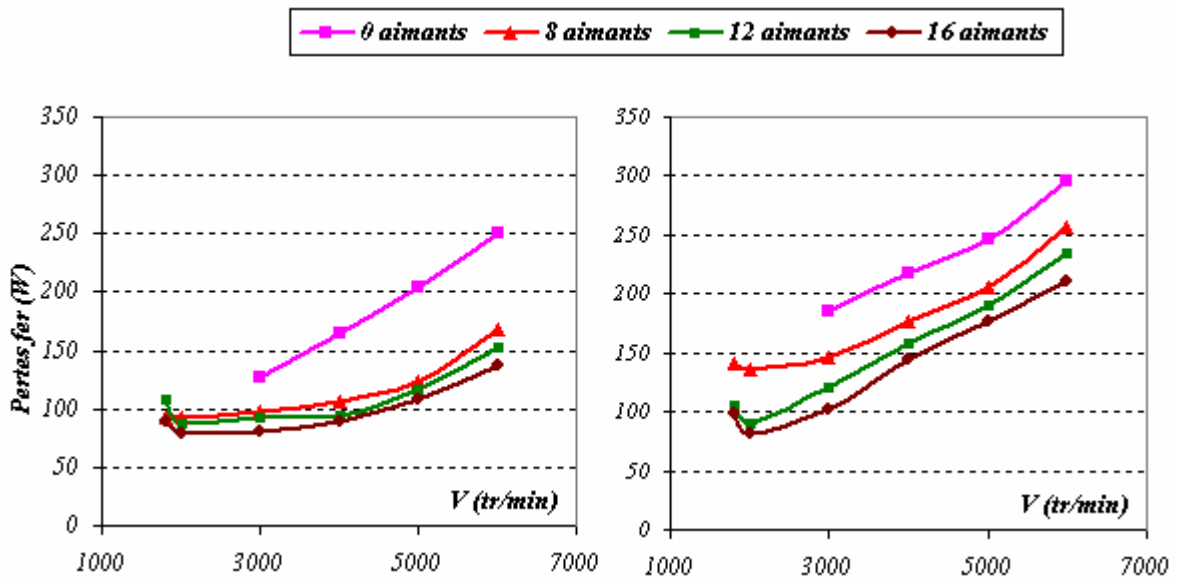
Les tableaux 4.9 et 4.10 montrent le gain en pertes totales et en pertes d'excitation réalisés par les différentes configurations à aimants par rapport à la machine n'ayant aucun aimant et ceci pour les deux charges. Nous avons réalisé les comparaisons à partir de la vitesse 3000 tr/min car la machine n'ayant pas d'aimants ne débite pas en dessous de cette vitesse.

Le constat est le même dans les deux cas ; la baisse de la puissance d'excitation, bien quelle soit visible, ne peut pas à elle seule justifier le gain en rendement. Au contraire, son influence est secondaire au vu des ces résultats.

En effet, et cela est valable dans les deux cas, la part de la baisse des pertes Joule d'excitation ne représente au maximum que 10% de la baisse des pertes totales de la machine et ceci sur la majorité de la plage de vitesse et elle n'est que de 2% dans quelques points de fonctionnement. Il est vrai que pour le cas particulier correspondant à la vitesse 3000 tr/min cette part est assez conséquente, elle arrive même à 28%, cela s'explique par le fait que cette vitesse est proche de la vitesse d'amorçage de la machine sans aimants

et que pour réaliser une charge de 120A, par exemple, il faut un courant d'excitation conséquent donc une puissance d'excitation conséquente.

Nous pouvons conclure donc d'après cela, que la baisse des pertes dans la machine pour une même charge est due essentiellement à la baisse des pertes fer dans la machine.



a) Charge partielle 80 A

b) Charge partielle 120 A

Fig. 4.49: Evolution des pertes fer pour les différentes configurations

Nous pouvons voir sur la figure 4.49 l'évolution des pertes fer de la machine pour chaque charge selon le nombre d'aimants insérés. On constate une nette baisse des pertes fer due à l'introduction des aimants, cela est plus visible pour la charge 80A que pour la charge 120A. Nous pouvons expliquer ceci par le fait que la composante axiale de l'induction, responsable en premier lieu des pertes fer élevées de la machine à griffes, est plus prépondérante pour une faible charge à cause de la faible excitation.

En effet pour une faible excitation les lignes de flux sortent de la base de la griffe pour retourner dans l'autre griffe au niveau du coude suivant ainsi un chemin oblique. Alors que pour une excitation plus grande les lignes ont tendance à avancer plus dans le sens de la longueur de la griffe avant de monter vers le stator. Le stator dans ce cas est traversé par des lignes moins obliques que pour le premier cas.

IV. 4 Comparaison à la machine à double excitation

Nous allons dans ce qui suit établir un comparatif des performances entre les deux machines à griffes et à double excitation (MDE). Notre comparatif portera essentiellement sur les puissances électriques fournies par les structures et les rendements donc les pertes des celles-ci pour différentes charges.

Nous rappelons que les deux structures de rotor sont dimensionnées dans un même volume (fig. 4.50) et fonctionnant dans le même stator et que les essais sont réalisés sur le même banc d'essai dans les mêmes conditions.

	<i>MDE</i>	<i>Machine à griffes 6 aimants</i>
<i>Nombre d'aimants</i>	4	6
<i>Largeur de l'aimant (mm)</i>	17,5	9,5
<i>Longueur de l'aimant (mm)</i>	50	40,5
<i>Epaisseur de l'aimant (mm)</i>	4	6
<i>Volume d'aimants (cm³)</i>	14,0	13,9
<i>Type de l'aimant</i>	<i>NdFeB</i>	<i>NdFeB</i>
<i>Masse volumique (g/cm³)</i>	7,6	7,6
<i>Masse totale (g)</i>	106	105

Tab 4.11 : Caractéristique des aimants pour les deux configurations similaires

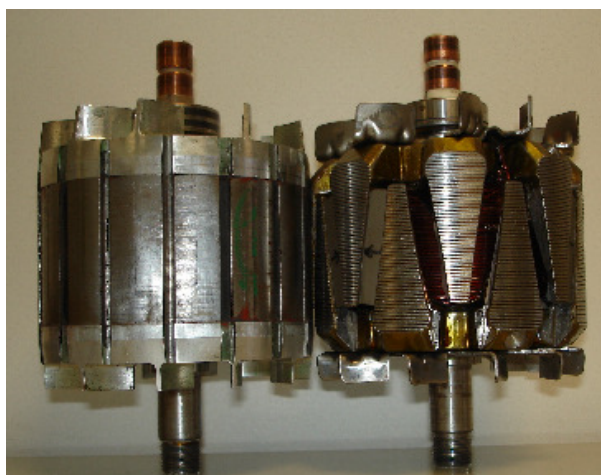


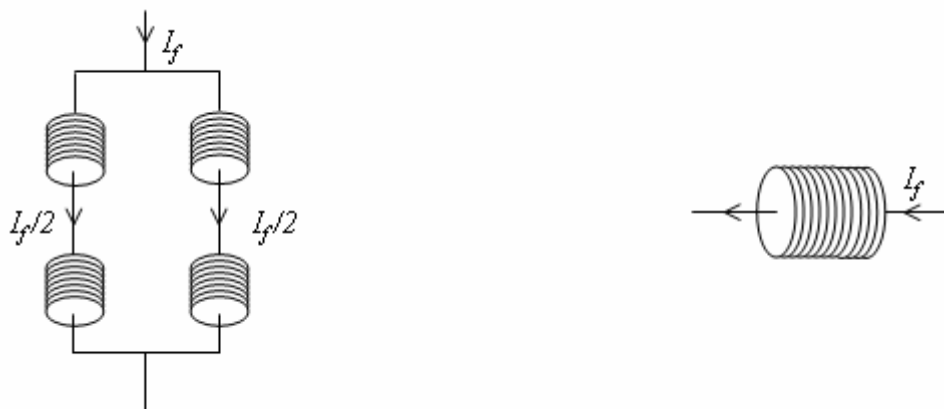
Fig. 4.50: Les deux rotors comparés

Nous avons choisi, dans ce paragraphe, d'axer le comparatif sur deux configurations de la machine à griffes citées en haut ; la configuration sans aimants (MG_0aimants) et la configuration avec tous les aimants (MG_16 aimants) les autres étant des machines intermédiaires. Nous avons aussi jugé utile de rajouter à la comparaison une configuration de la machine à griffes ayant 6 aimants (MG_6aimants), de

telle sorte à avoir une structure similaire à la machine à double excitation en terme de quantité d'aimants utilisée (voir tableau 4.11), le prix des aimants étant une composante non négligeable dans le prix final des machines.

IV. 4.1 Fem à vide :

Nous avons choisi durant la conception de la machine à double excitation de monter les quatre bobines de la machine à double excitation deux en série en parallèle avec deux autres en série. Cette disposition nous permet de pouvoir injecter plus d'ampères-tours que si elles étaient toutes en série. Le courant d'excitation à l'entrée de la machine se divise de cette façon en deux pour alimenter les bobines excitatrices.



a) Bobines de la MDE

b) Bobine de la machine à griffes

Fig. 4.51 : Courant d'excitation dans les bobines inductrices du rotor

Les essais à vide sont réalisés à une vitesse de rotation de 1800 tr/min pour les deux machines, en excitation séparée, les fem à vide efficaces sont relevées par oscilloscope.

La figure 4.52 montre les courbes de la fem à vide entre phases des deux machines en fonction du courant injecté dans le rotor. Les courbes de fem à vide de la machine à griffes possèdent une pente plus importante que celle de la machine à double excitation c'est-à-dire une plus grande mutuelle rotor-stator. Sur cette figure les fem à vide sont comparées en fonction du courant total injecté dans le rotor celui-ci se divise en deux dans le cas de la machine à double excitation.

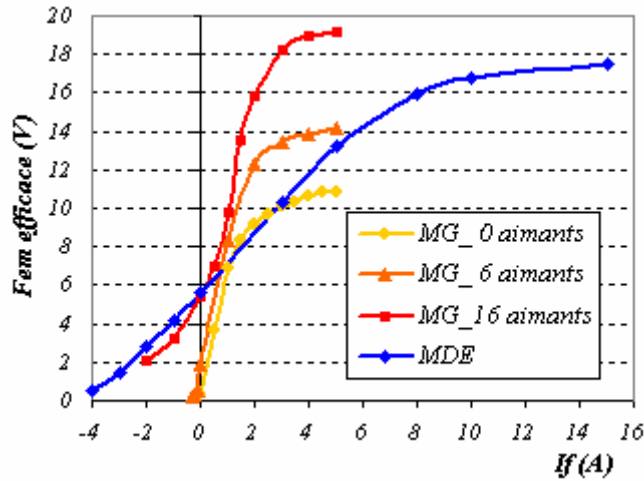


Fig. 4.52 : Fem à vide en fonction du courant d'excitation total

On voit sur la figure 4.53 que même si la comparaison était faite en fonction du courant circulant réellement dans les bobines, la machine à griffes possède toujours la mutuelle la plus importante.

En effet, grâce à sa bobine annulaire la machine à griffes possède un grand nombre de spires au rotor sous chaque pôle comparativement à la structure à double excitation. Chaque pôle dans la machine à griffes est magnétisé par les ampères-tours d'une même grosse bobine, alors que dans le cas de la machine à double excitation chaque pôle est magnétisé par la bobine qui l'entoure. Dans notre cas le nombre de spires de la bobine de la machine à griffes est 400 spires et le nombre de spires entourant chaque pôle rotor de la machine à double excitation est 160 spires. Ceci procure à la structure à griffes pour un même courant d'excitation beaucoup plus d'ampères-tours d'excitation, ce qui s'exprime ici en mutuelle plus grande.

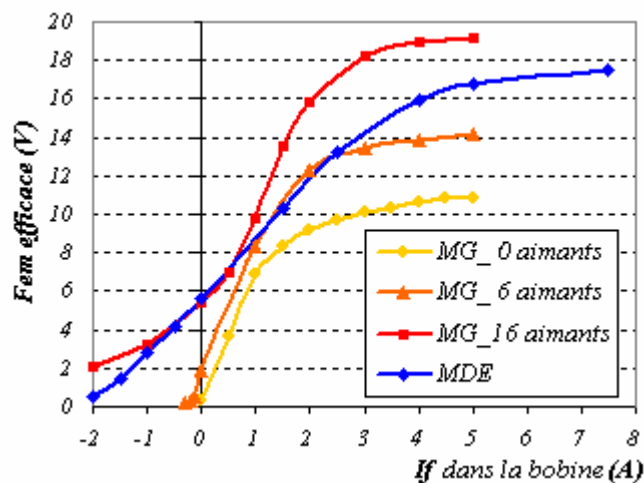


Fig. 4.53: Fem à vide en fonction du courant dans la bobine

Par contre si l'on compare les fem à vide des deux structures en fonction des ampères-tours sous chaque pôle (figure 4.54), on constate que la machine à double excitation présente une reluctance plus faible à l'excitation bobinée, ceci s'exprime par une fem plus grande pour les même ampères-tours dans la partie linéaire. En effet la longueur moyenne des lignes de flux est petite dans la machine à double excitation comparativement à la longueur moyenne des lignes de flux dans la machine à griffes. Dans cette dernière le chemin est tridimensionnel passant par le noyau, les plateaux, les griffes et le stator, comme nous l'avons décrit plus haut, alors que dans le cas de la machine à double excitation les lignes de flux sont bidimensionnelles traversant le pôle bobiné et le stator.

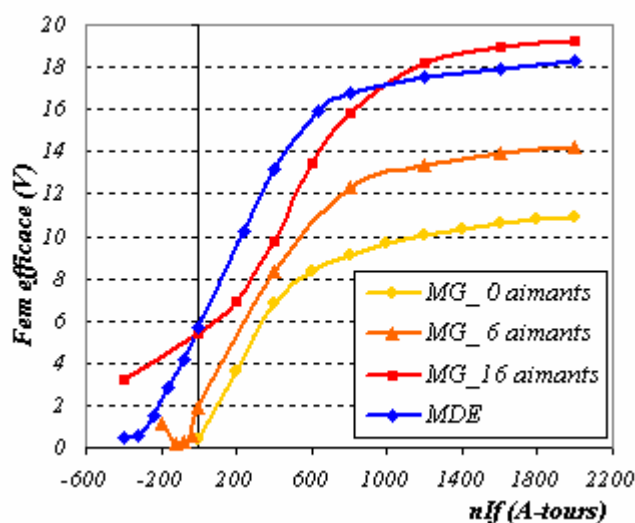


Fig. 4.54: Fem à vide en fonction des ampères-tours bobinés

La comparaison des deux machines dans leurs zones de fonctionnement nominales, c'est-à-dire excitées par leurs courants rotor nominaux, montre que la machine à double excitation possède une fem supérieure à son homologue à griffes, c'est-à-dire celle possédant la même quantité d'aimants (MG_6 aimants), ce qui laisse prédire un débit plus important à basse vitesse. Par contre grâce à son nombre important d'aimants la machine ayant 16 aimants possède une fem supérieure à la machine à double excitation sachant que les deux ont la même fem sans excitation.

Notons que la machine à griffes fonctionne en régime nominal avec environ 1600 ampères-tours alors que la machine à double excitation n'atteint que 1000 ampères-tours, pour atteindre ces niveaux d'excitation la machine à griffes a besoin d'environ 60 Watt de puissance excitatrice alors que la machine à double excitation nécessite une puissance de 160 W.

Machine	If (A)	nIf (At)	fem efficace entre phases (V)
MG_0 aimants	4	1600	10,6
MG_6 aimants	4	1600	13,9
MG_16 aimants	4	1600	19,0
MDE	12,5	1000	17,1

Tab 4.12 : Fem efficace à vide des différentes structures excitées par leur courant nominal

L'analyse harmonique des formes d'ondes des fem à vide des deux structures montre que la machine à griffes possède une fem de forme plus sinusoïdale que la fem de la structure à double excitation, les taux d'harmoniques y sont plus faibles. L'harmonique 3, par exemple, n'y représente que 6,6 % du fondamental alors que pour la structure à double excitation celui-ci représente 15,4%. La figure 4.55 montre les deux formes d'ondes des signaux des deux structures excitées avec leur courant nominal, nous y voyons une forme plus distordue pour la machine à double excitation, le taux de distorsion pour celle-ci est de 17,7 % contre 7% pour la machine à griffes. En effet, nous l'avons noté plus en avant, la forme trapézoïdale des griffes acquiert à la machine à griffes une variation progressive du flux à vide. La machine à double excitation, à cause de la forme rectangulaire des pôles, souffre de la variation abrupte du flux, ce que nous voyons de la montée (fig.4.55). A la descente la variation est plus douce grâce au détalonnage pratiqué en sortie de flux (Fig. 4.56).

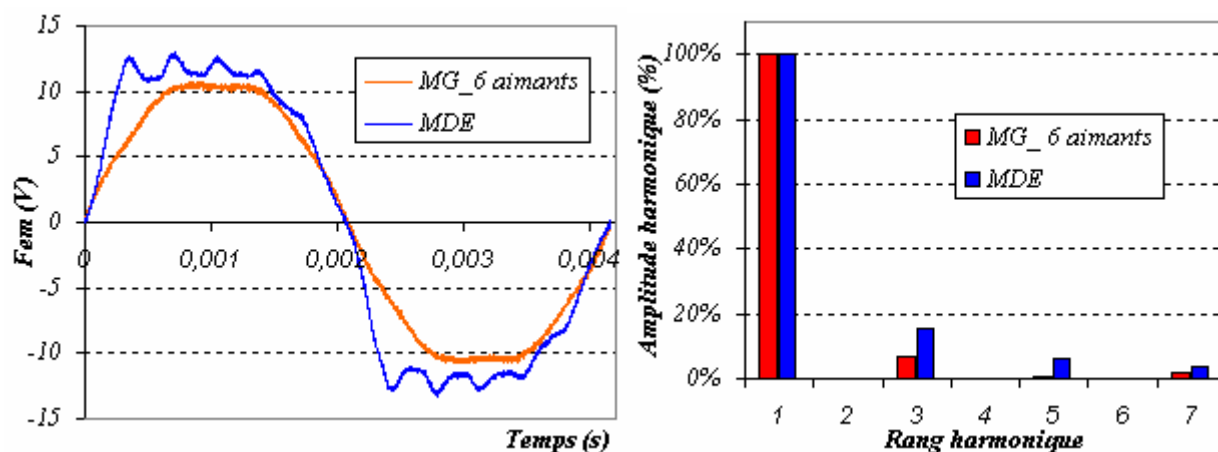


Fig. 4.55: Fem (t) à vide des deux structures et leur décomposition harmonique

	<i>MG_6 aimants</i>		<i>MDE</i>	
	<i>Amplitude (V)</i>	<i>% fondamental</i>	<i>Amplitude (V)</i>	<i>% fondamental</i>
<i>Fondamental</i>	11,4	-	13,6	-
<i>Harmonique 3</i>	0,75	6,6%	2,10	15,4%
<i>Harmonique 5</i>	0,1	0,8%	0,5	3,6%
<i>Taux de distorsion</i>	7%		17,7%	

Tab 4.13 : Analyse harmonique de la fem des deux structures

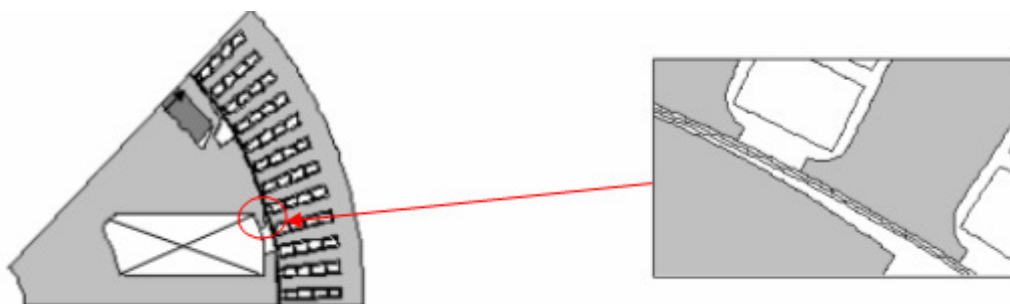


Fig. 4.56: Détailonnage pratiqué en sortie de flux

IV. 4.2 Débit en charge

Les performances mesurées sur banc d'essais des différentes structures comparées sont récapitulées dans le tableau 4.14. Tel que l'on s'attendait d'après les courbes de fem à vide, la machine MG_6aimants débite moins que la MDE à 1800 tr/min. Elle a débité 122 A pour 130 A requis dans le cahier des charges. Ceci est dû à sa faible fem à vide. Par contre à 6000 tr/min elle débite beaucoup plus que la MDE, son débit net est de 331 A tandis que celui de la MDE est de 232 A.

Cette machine MG_6aimants re-bobinée en 4 spires branchées en triangle pourra satisfaire le cahier des charges à 1800 tr/min, car la fem à vide va être augmentée dans le rapport des nombres de spires (1,15), ce qui augmentera le débit à 1800 tr/min. Le débit à 6000 tr/min se trouvera baissé dans le rapport des nombres de spires aussi à cause de l'augmentation de l'inductance de la machine dans le carré du rapport et l'augmentation du flux dans le rapport des spires.

La machine MG_0aimants est très loin du cahier des charges. Son débit à basses vitesses, à cause de sa très faible fem est inférieur au débit de la MDE. Ce n'est qu'à partir de 4000 tr/min que celle-ci commence à avoir un débit comparable à celui de la MDE. A très grande vitesse, grâce à sa faible inductance elle arrive à fournir plus de courant que la MDE.

Les performances de la machine MG_16aimants sont largement au dessus du cahier des charges et des performances de la MDE. Grâce à l'apport du flux des 16 aimants sa fem est supérieure de 11% par rapport à la fem de la MDE. A 1800 tr/min sa fem entre phases est de 19 V au lieu de 17,1 V de la MDE, c'est-à-dire une différence de 2 V en triphasé pour une résistance couplée en triphasé de 19,6 mΩ, ce qui a conduit à une augmentation de débit de 108 A. La même chose se produit à 6000 tr/min, à cette vitesse la fem à vide entre phases de la MG_16aimants est de 63,3 V alors que celle de la MDE est de 57,1 V, c'est-à-dire une différence de 6,2 V, avec en plus un inductance plus faible pour la machine MG_16aimants, il en a résulté un écart de débit de 144 A.

V (tr/min)	Débits nets (A)			
	MG 0 aimants	MG_6 aimants	MG_16 aimants	MDE
1800	0	122	243	135
2000	24	161	270	152
3000	159	262	333	198
4000	215	302	357	220
5000	244	321	369	228
6000	259	331	376	232

Tab 4.14 : Débits des différentes structures

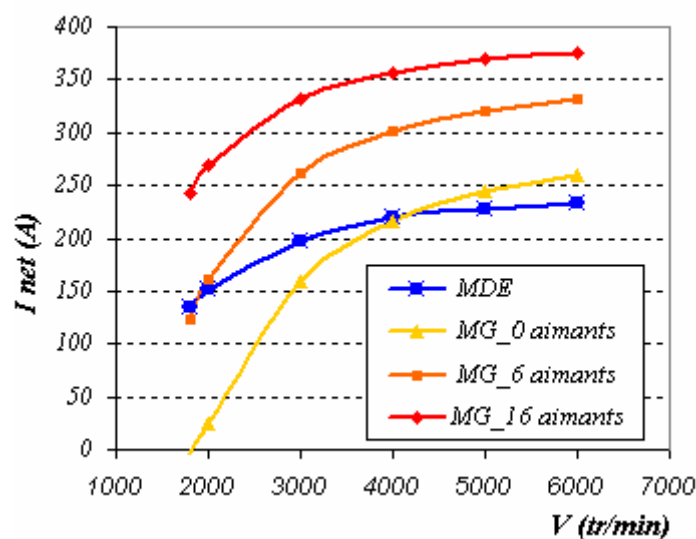


Fig. 4.57: Débits nets maximums des différentes structures à 25°C d'ambiance

La figure 4.57 montre de manière plus parlante les courbes de débits en fonction de la vitesse de rotation des différentes structures comparées. On constate bien que la machine MG_16aimants possède un débit largement au dessus du débit de la machine à double excitation, que la machine MG_6aimants telle qu'elle est n'est pas satisfaisante et qu'un basculement de courbe est nécessaire pour celle-ci et que la machine MG_0aimants ne peut pas égaler la MDE.

Comme nous l'avons à plusieurs reprises signalé, l'avantage majeur de la machine à griffes réside dans sa structure permettant avec une seule grosse bobine de magnétiser tous les pôles de la machine. Cela procure à la machine un grand nombre d'ampères-tours pour chaque pôle. Pour montrer que cette particularité de la machine à griffes explique ses bonnes performances, on se propose d'alimenter sa bobine avec un courant d'excitation lui procurant les mêmes ampères-tours que la machine à double excitation (~ 1000 ampères-tours) et de voir l'effet que ça a sur les performances de la machine. On comparera les résultats des essais en charge de celle-ci avec les performances de la machine à double excitation.

Le tableau 4.15 et la figure 4.56 résument les résultats des essais. On constate que la MG_6aimants et la MG_0aimants sont peu performantes par rapport à la MDE, cela est prévisible en se référant aux fem à vide efficace de celles-ci avec ces ampères-tours respectivement 12,9 V et 9,7 V à 1800 tr/min.

V (tr/min)	nIf (At)	Débits nets (A)			
		MG_0 aimants	MG_6 aimants	MG_16 aimants	MDE
1800	995	0	71	145	135
2000	972	0	103	159	152
3000	954	109	167	197	198
4000	971	153	194	218	220
5000	962	174	205	226	228
6000	957	185	211	231	232

Tab. 4.15: Débits des différentes structures à même ampères-tours d'excitation

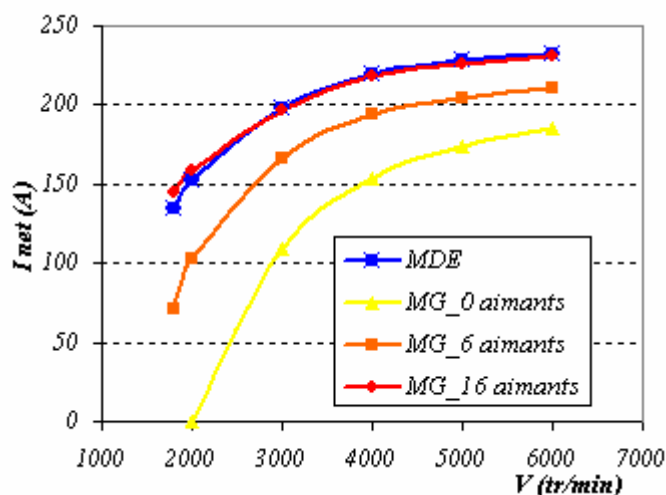


Fig. 4.56: Débits des différentes structures à iso ampères-tours d'excitation

La machine MG_16aimants est équivalente à la MDE, la figure 4.56 nous montre deux courbes pratiquement collées. Cela s'explique par le fait que aux alentours de 1000 At d'excitation les fem à vide

des deux structures sont très proches (figure 4.56). A 1800 tr/min avec 995 At la machine MG_16 aimants a 0,1 V de fem efficace en plus que la MDE. Cela en association avec une inductance plus faible et une meilleure thermique a donné 10 A de plus pour la machine à griffes. A 6000 tr/min avec 957 At la machine MG_16aimants possède une fem efficace inférieure de 1V à celle de la MDE, ceci est compensé par sa faible inductance.

IV. 4.3 Rendements des machines et pertes

Nous avons choisi pour comparer les rendements et les pertes des deux structures de nous intéresser comme dans le paragraphe IV.5.6 à deux charges partielles 80A et 120A, nous avons choisi aussi dans cette partie de comparer les différentes structures à même débit maximum que la structure à double excitation.

La comparaison des rendements pour les charges 80A et 120 A montre que les structures à griffes ont de meilleurs rendements que la MDE. La figure 4.57 montre les courbes de rendements des différentes structures pour les deux charges choisies en fonction de la vitesse de rotation. Comme nous l'avons vu dans le paragraphe IV.5.6 l'ajout d'aimants dans la structure à griffes améliore le rendement de celles-ci et nous remarquons que leurs courbes de rendement sont au dessus de celle de la MDE.

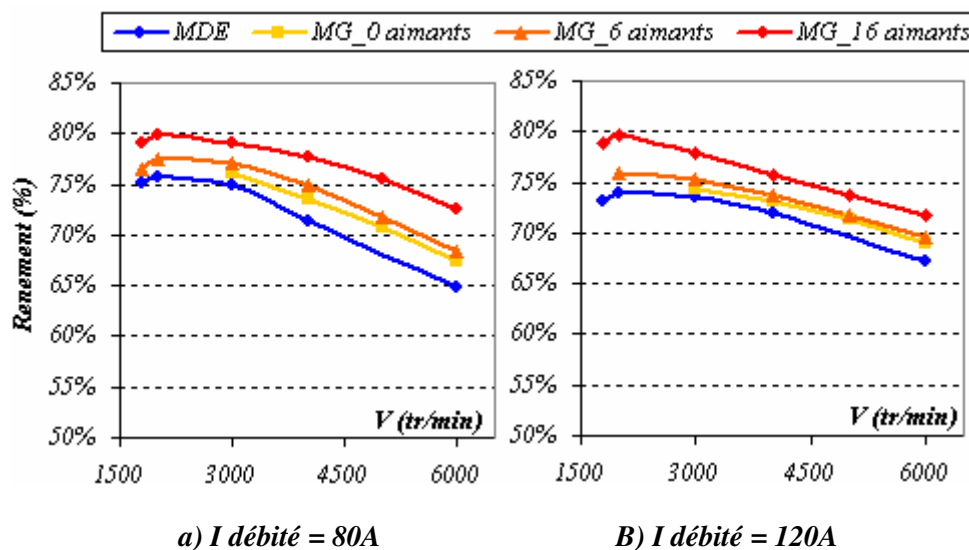


Fig. 4.57: Rendements des machins pour deux charges partielles

Par exemple, l'écart des rendements entre la MDE et la MG_6aimants pour un débit de 80A varie progressivement entre 1,3 % à 1800 tr/min à 3,6 % à 6000 tr/min. La même chose est notable si l'on compare la MDE aux deux autres machines. Pour la MG_0aimants l'écart est moins important allant progressivement de 1,3 % à 2000 tr/min à 2,6 % à 6000 tr/min, alors que pour la MG_16aimants celui-ci,

conformément à ce que l'on dit plus haut, est plus important variant de la même manière entre 4 % et 7,8%.

La séparation des pertes des différentes machines pour ces deux charges nous permettra d'expliquer ces écarts de rendements et leurs comportements en fonction de la vitesse de rotation. Nous nous intéresserons ici aux pertes d'excitation et aux pertes fer dans les machines sachant que les autres pertes sont presque égales. En effet, à part les pertes Joule dans le stator qui peuvent être différentes entre la machine à griffes et la machine à double excitation à cause des échauffements différents du stator, les autres sont pratiquement pareilles. Le stator dans le cas de la machine à griffes est un peu plus froid bien qu'il soit traversé par le même courant, car le rotor à griffes constituant une condition aux limites est moins chaud à cause des pertes d'excitations moindres et permet une meilleure ventilation à cause de sa forme, cette différence de températures n'est pas très grande, elle atteint la quinzaine de °C pour le débit max de la MDE.

Le tableau 4.16 montre les valeurs des pertes totales des différentes machines pour un débit de 80A (équivalent à une puissance utile de 1120 W) et les différences des pertes totales entre la MDE et les différentes machines à griffes (Δ Pertes = Pertes MDE – Pertes MG_Xaimants, X= 0, 6 et 16).

V (tr/min)	Pertes totales (W)				V (tr/min)	Δ Pertes totales (W) / MDE		
	MG 0 aimants	MG 6 aimants	MG 16 aimants	MDE		MG 0 aimants	MG 6 aimants	MG 16 aimants
1800	-	346	297	371	1800	-	25	75
2000	-	325	285	359	2000	-	34	75
3000	353	337	297	377	3000	25	41	80
4000	403	379	320	451	4000	48	72	131
5000	466	444	364	532	5000	66	88	168
6000	542	516	424	613	6000	71	97	189

Tab. 4.16: Pertes totales et écart des pertes des machines à griffes par rapport à la MDE

Comme on peut le voir, la machine MDE a plus de pertes que ses homologues à griffes. La différence des pertes est ascendante en augmentant la vitesse de rotation ce qui laisse penser que ces écarts de pertes sont dus majoritairement aux pertes fer dans les machines.

En effet, à la vue des pertes d'excitation (tableau 4.17) dans les différentes machines on peut conclure que les écarts de pertes ne peuvent provenir essentiellement que des pertes fer. Effectivement, les pertes d'excitation ne sont pas très importantes, surtout à haute vitesse où l'on a tendance à baisser l'excitation. Il

est vrai qu'à basse vitesse la différence des pertes d'excitation représente une part non négligeable dans la différence des pertes totales. Elle vaut 80% de celles-ci à 2000 tr/min si on compare la MDE à la MG_6aimants et plus que la différence des pertes toujours pour les deux machines à 1800 tr/min. On verra par la suite l'effet que ça fait sur le rendement de la machine à double excitation.

V (tr/min)	Pertes d'excitation(W)				V (tr/min)	Δ Pertes d'excitation (W) / MDE		
	MG 0 aimants	MG 6 aimants	MG 16 aimants	MDE		MG 0 aimants	MG 6 aimants	MG 16 aimants
1800	-	28	10	57	1800	-	29	46
2000	-	15	8	42	2000	-	27	34
3000	10	6	4	18	3000	8	12	14
4000	5	4	2	11	4000	6	6	9
5000	4	3	1	8	5000	4	5	7
6000	3	3	0	6	6000	2	3	5

Tab. 4.17: Pertes d'excitation et écarts par rapport à la MDE

Le tableau 4.18 montre les valeurs des pertes fer des structures étudiées déduites de la séparation des pertes et leur comparaison pour la MDE et les MG_Xaimants. On voit clairement, surtout à haute vitesse, que la différence des pertes fer représente la quasi-totalité de la différence des pertes totales entre les machines. A 6000 tr/min, par exemple, plus de 90% de l'écart des pertes sont dues aux différences entre les pertes fer, ce qui explique l'augmentation des écarts des rendement en augmentant la vitesse.

V (tr/min)	Pertes fer (W)				V (tr/min)	Δ Pertes fer (W) / MDE		
	MG 0 aimants	MG 6 aimants	MG 16 aimants	MDE		MG 0 aimants	MG 6 aimants	MG 16 aimants
1800	-	125	92	106	1800	-	-19	14
2000	-	113	80	110	2000	-	-3	30
3000	127	116	81	142	3000	15	26	60
4000	165	142	89	204	4000	39	62	115
5000	203	185	108	259	5000	56	74	151
6000	250	228	138	315	6000	65	86	177

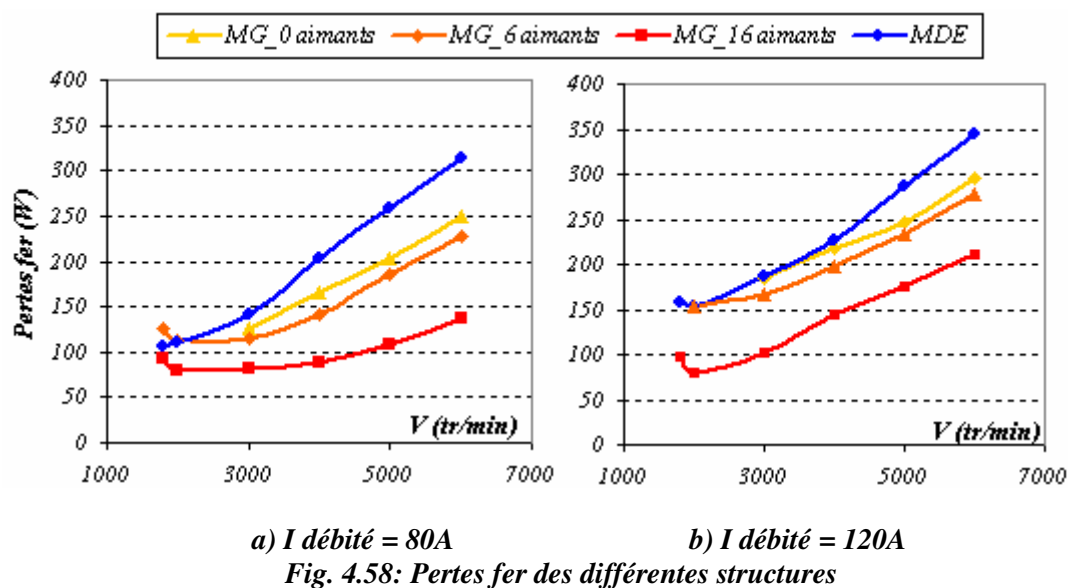
Tab. 4.18: Pertes fer et écarts des pertes des machines à griffes par rapport à la MDE

Ces valeurs montrent que la machine à double excitation pour cette charge possède des pertes fer plus importantes à haute vitesse que les structures à griffes. La figure 4.58 a montré l'évolution de ces pertes fer en fonction de la vitesse pour la charge partielle 80A.

Le principe de désexcitation de la MDE fait que pour ces faibles charges à hautes vitesses, des pertes fer subsistent à cause du flux continu des aimants permanents, alors que dans le cas des la machine à griffes la désexcitation fait baisser le flux dans le stator localement et globalement.

Par contre à basses vitesses les écarts ne sont pas très grands, voire favorables à la MDE comparativement aux machines MG_6 aimants et MG_0aimants, car dans cette zone de fonctionnement ces dernières sont suffisamment excitées pour que leur pertes fer soient supérieures à la MDE et dans ces cas de figure l'avantage revient à la machine qui a un flux le plus radial (c'est-à-dire dans le plan des tôles). A titre d'exemple il a fallu à la machine MG_6 aimants une excitation de 1228 ampères tours à 1800 tr/min pour réaliser cette charge ce qui amène le stator au début de sa zone de saturation. Malgré cela, la machine MG_6 aimants garde son avantage de rendement grâce à sa faible puissance d'excitation et à sa meilleure thermique au stator.

Les écarts de pertes fer à haute vitesse entre la MDE et les machines à griffes diminuent aussi au fur et à mesure que la charge augmente, c'est-à-dire au fur et à mesure que les machines sont existées. La figure 4.58.b montre l'évolution des pertes fer pour une charge de 120 A. On constate sur cette figure que les pertes fer des machines à griffes se rapprochent des pertes de la MDE.



a) I débité = 80A

b) I débité = 120A

Fig. 4.58: Pertes fer des différentes structures

Si on charge encore plus les machines et on leur fait débiter le même débit maximal que la MDE (135 A à 1800 tr/min et 232 A à 6000 tr/min), les pertes fer redeviennent plus grandes pour les machine MG_6 aimants et MG_0aimants comme le montre la figure 4.59. Dans ce cas de figure la MDE fonctionne dans sons régime nominal avec une répartition équitable de flux entre les pôles à aimants et les pôles bobinés,

c'est-à-dire pas de défluxage, les deux structures à griffes fonctionnent elles aussi dans des zones de flux important.

Les machines MDE et MG_16aimants sont équivalentes et ont moins de pertes fer que les autres, cela est dû à leur flux circulant dans l'axe des tôles. Cela est surtout vrai pour la MDE et un peu moins vrai pour la MG_16aimants qui possède malgré tout une petite composante axiale, mais cette machine n'ayant pas atteint sa zone de saturation arrive à avoir au final les mêmes pertes fer.

Le tableau 4.19 récapitule les valeurs des pertes fer obtenues grâce à la séparation des pertes.

V (tr/min)	Pertes fer (W)			
	MG 0 aimants	MG 6 aimants	MG 16 aimants	MDE
2000	-	136	77	75
3000	-	212	105	125
4000	413	323	201	188
5000	570	452	337	342
6000	726	628	502	493

Tab. 4.19: Pertes fer des différentes machines à débit maximum de la MDE

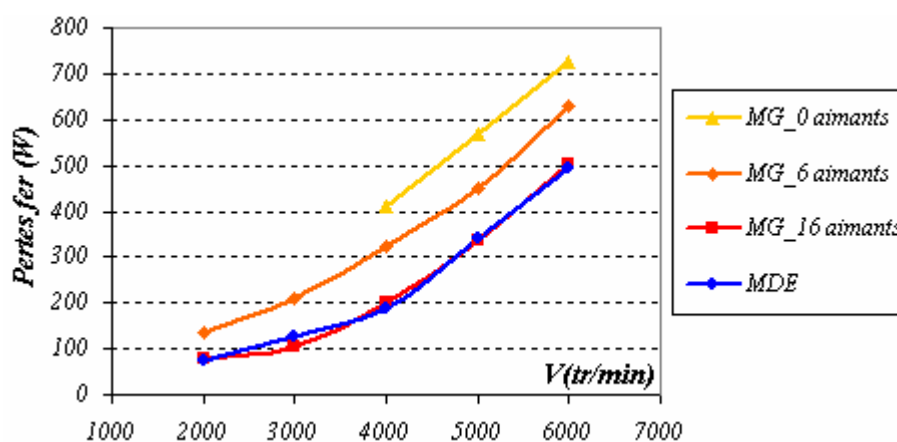


Fig. 4.59: Pertes fer des différentes machines à débit maximum de la MDE

Malgré l'avantage qu'a acquit la MDE par ses faibles pertes fer comparativement aux pertes fer des machines à griffes pour ces débits, celle-ci reste néanmoins moins bonne en rendement, surtout en comparaison à la MG_16aimants, ce que montre la figure 4.60. Ceci est dû essentiellement la différence des puissances d'excitation (tableau 4.20) et la thermique favorable aux machines à griffes. Il a fallu à la MG_16 aimants neuf fois moins de puissance d'excitation pour avoir le même débit que la MDE.

La comparaison par rapport à la MG_6aimants montre que leurs rendements sont assez proches avec un léger avantage pour la machine à griffes à basse vitesses grâce aux pertes d'excitation, mais cet avantage est vite perdu quand on monte en vitesse à cause d'un meilleur comportement en pertes fer de la MDE.

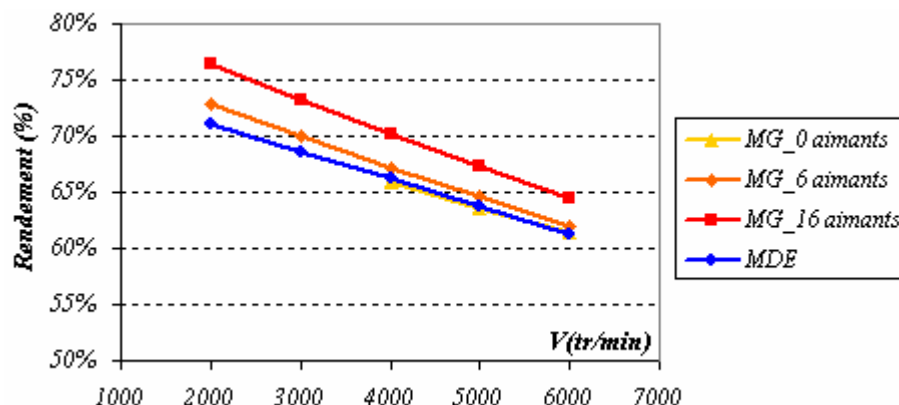


Fig. 4.60: Rendements des machines à débit maximum de la MDE

V (tr/min)	Pertes d'excitation (W)			
	MG 0 aimants	MG 6 aimants	MG 16 aimants	MDE
2000		48	18	162
3000		27	18	158
4000	71	26	18	158
5000	47	25	18	156
6000	39	22	18	156

Tab. 4.20: Puissances d'excitation des machines à débit maximum de la MDE

IV. 5 Conclusion

Afin de montrer l'apport de puissance de la double excitation dans les machines électriques, nous avons tenté une comparaison de la machine à double excitation à une machine à pôles saillants bobinés du point de vue performances maximales. La machine à pôles saillants bobinés a été dimensionnée dans le même encombrement que la machine à double excitation. Nous avons pour cette machine repris le même stator que celui de la machine à double excitation et nous avons optimisé à l'intérieur de celui-la un rotor en variant la largeur des pôles bobinés. La comparaison a montré que la machine à double excitation est nettement plus performante que la machine à pôles saillants bobinés. On peut estimer au double les performances de la machine à double excitation comparativement à la machine à pôles saillants bobinés. La

raison est que l'introduction des aimants dans la machine à double excitation a permis à celle-ci d'avoir une encoche rotor bobinable par pôle plus grande que celle de la machine à pôles saillants bobinés. Pour un même nombre de paires de pôles, la machine à double excitation possède, grâce à l'agencement des bobines et des aimants, quatre pôles à bobiner au lieu de 16. Les quatre autres pôles sont réalisés par les quatre aimants enterrés et ceux-ci engendrent autant de flux que les pôles bobinés. Le retour de flux est assuré par des masses polaires se trouvant entre les aimants et les bobines. On arrive ainsi à avoir une section d'encoche presque égale au double de la section bobinable de la machine à pôles saillants bobinés.

Nous nous sommes dans un second temps intéressés à la comparaison de la machine à double excitation et de la machine à griffes. Cette dernière est la machine de prédilection pour les applications alternateur automobile. De la même manière, nous avons opté pour une comparaison des deux structures de rotor sous un même stator et dans le même encombrement axial.

Le dimensionnement d'une machine à griffes et son optimisation n'est pas facile à réaliser. Cette machine, connue pour son flux tridimensionnel, requiert une modélisation par un logiciel de calcul en 3D ou par un modèle analytique prenant en compte toute la section de passage de flux et ses changements de direction et les fuites. Nous avons choisi pour notre étude une modélisation analytique nous permettant de faire une étude paramétrique simplifiée basée sur le principe de conservation des sections de passage de flux. Ceci nous a permis de réduire considérablement le nombre de paramètres et ramener cette étude au seul paramètre « Diamètre noyau » définissant à lui seul le volume de fer et le volume de cuivre dans le rotor. Ce modèle s'est montré assez fiable (9% d'erreur par rapport à la mesure) et nous a permis de trouver le rotor 'optimal' dans le volume spécifié.

L'insertion d'aimants apporte à la machine à griffes un apport considérable de flux puisqu'en moyenne un aimant contribue sur notre machine à l'amélioration du flux à vide de 5%. La machine ayant 16 aimants a vu par conséquent sa fem à vide augmentée de 79% par rapport à la machine sans aimants. Le gain en débit apporté à la structure est considérable surtout à basse vitesse où on l'estime à 15 A en moyenne par aimant, à 2000 tr/min par exemple le débit est passé de 24 A à 270A entre la machine sans aimants et celle avec 16 aimants. Le gain à haute vitesse est moins important il est d'environ 7 A par aimant.

En plus de l'amélioration des performances de la machine à griffes, L'introduction des aimants interpolaires contribue de manière très sensible à l'amélioration du rendement de celle-ci. En effet pour une charge partielle de 80 A , par exemple, nous avons constaté une amélioration du rendement de 3 points (+ 3

%) à 1800 tr/min et de 5 points (+ 5 %) à 6000 tr/min entre la machine sans aimants et la machines avec 16 aimants. Cette amélioration n'est pas essentiellement due, comme on peut le penser, à la baisse de l'excitation suite à l'apport de flux par les aimants, mais elle est due de manière prépondérante à la baisse des pertes fer dans la machine. Sur l'exemple choisi et à 6000 tr/min, la baisse des pertes d'excitation on contribué de 3 % à la baisse des pertes totales et la part restante c'est-à-dire 97 % est due à la diminution des pertes fer. Nous pouvons expliquer cette baisse des pertes fer dans la machine par la diminution de la composante axiale du flux grâce à l'apport du flux des aimants qui est essentiellement radial (dans le plan des tôles stator).

La comparaison entre la machine à double excitation et la configuration de la machine à griffes possédant la même masse d'aimants (MG_6aimants) montre que cette dernière est en dessous des performances de la MDE à faible vitesse et que à haute vitesse elle en est largement au dessus. Un basculement de courbe, c'est-à-dire passer à un bobinage en 4 spires branchées en triangle, permettrait à la MG 6aimants de récupérer le déficit de courant à basses vitesse est d'égaliser la MDE et à haute vitesse de baisser son courant de 331A à 287 A, restant ainsi toujours au dessus du chier des charges.

La machine à griffes sans aimants est loin de satisfaire le cahier des charges, elle souffre de sa faible fem donc d'un débit très réduit à basse vitesse. A 1800 tr/min, par exemple, cette machine n'a pas pu amorcer et elle n'a pu satisfaire le cahier des charges qu'à partir de 4000 tr/min.

Les performances de la machine à griffes ayant tous les aimants interpolaires sont largement au dessus des performances de la MDE et du cahier des charges. Cette structure a produit 80 % de courant en plus que le cahier des charges à 1800 tr/min et 62 % de plus à 6000 tr/min. Cela donne l'asymptote à laquelle on peut arriver avec cette structure.

Du point de vue rendement, les machines à griffes possèdent de meilleurs rendement que la MDE. A faible débit, à cause des pertes fer plus petites dans les machines à griffes. A forte charge à cause des pertes d'excitation moins importantes dans ces dernières.

Pour une charge partielle de 80 A par exemple la différence de rendement entre la MDE et la MG_6aimants est de 4 points (+ 4 %) à grande vitesse en faveur de la machine à griffes, ceci est dû comme nous l'avons montré, à la différence des pertes fer entre les deux structures. Le défluxage dans la MDE est désavantageux pour celle-ci du point de vue pertes fer cause du flux constant des aimants qui circule dans le stator.

En pleine charge les pertes fer dans la machine à double excitation sont plus petites que dans la machine MG_6aimants, car comme on l'a vu les deux machines fonctionnent à flux maximal et dans ce cas de figure la machine MDE a l'avantage d'avoir des lignes de flux dans le plan des tôles stator. Malgré cela le rendement de la machine à griffes est légèrement meilleur que celui de la machine MDE à cause des pertes d'excitation et une thermique stator favorable pour la machine à griffes.

On a vu après cette comparaison que la machine à griffes reste compétitive pour ce cahier des charges et elle peut grâce à l'introduction d'aimants entre les griffes atteindre des performances considérables. Cette structure est avantagée par rapport aux autres structures par sa bobine annulaire qui lui confère des ampères-tours élevés au rotor. Elle reste jusqu'à présent la machine de référence pour la fabrication d'alternateurs automobiles.

La machine dimensionnée dans l'encombrement axial retenu souffre néanmoins d'un problème d'ordre mécanique. Le calcul mécanique effectué sur cette structure (annexe B) montre que les efforts centrifuges exercés sur les griffes à 21600 tr/min provoquent un déplacement radial des bouts de griffes dépassant les limites acceptables. Ceci est dû à la longueur excessive des griffes. On estime ce déplacement à 0,557 mm. Un tel écartement du bout de la griffe n'est pas acceptable puisqu'il engendre un frottement avec le stator sachant que l'entrefer est de 0,325 mm. Ce même calcul montre que la vitesse limite de fonctionnement sans engendrer de frottements entre le rotor et le stator est de 12846 tr/min pour une telle structure.

Afin de garantir un fonctionnement jusqu'à 21600 tr/min de cette structure il faudra pratiquer une frette autour du rotor pour maintenir les griffes, ou bien insérer des anneaux en aluminium sous les griffes de manière à les retenir en centrifugation. Ces solutions augmenteront davantage le prix de la machine.

Nous pouvons aussi redimensionner la machine à griffes pour obtenir les performances du cahier des charges. La machine sera certainement moins longue, sachant que les performances actuelles de celle-ci sont très au-dessus du cahier des charges. La machine ainsi obtenue se comportera mieux mécaniquement.

- [B1]: L.Bouarroudj, ' *Contribution à l'étude de l'alternateur à griffes. Application au domaine automobile* '. Thèse de Doctorat, Grenoble 2006
- [B2]: H.Bai, S.D.PEKAREK, J.Tichenor, W.Eversman, D.J.Buening, G.R.Holbrook, M.L.Hull, R.J.Krefta, S.J.Shields, « *Analytical derivation of a coupled circuit model of a claw-pole alternator with concentrated stator windings* », *IEEE transactions on energy conversion*, vol.17, no.1, march 1996.
- [C]: Cedrat, *Tutorial Flux 2D*
- [O]: V.Ostovic, J.M.Miller, V.K.Garg, R.D.Schulltzv, S.H.Swales "A magnetic equivalent circuit based performance computation of a Lundell alternator", *IEEE, transactions of industry applications*, vol. 35, no.4 July/August 1999
- [R1]: F. B. Reiter Jr, K.Rajashekara, R. J. Krefta, "Salient Pole Generators for Belt-Driven Automotive Alternator Applications" 0-7803-7116-X IEEE, pp 437-442, 2001.
- [R2]: M. Rakotovao, « *Un modèle opérationnel complet pour l'alternateur à griffes dans le domaine automobile* » Thèse de Doctorat, ENS Cachan, 1996
- [U]: A.Umeda; T.Shiga, S.Kusase, "Alternator for an automotive vehicle", December 1999 US Patent 5,998,903.

Chapitre V :

Besoins en machines électriques de fortes puissances dans le cadre de l'hybridation

V.1 Introduction :

Ce chapitre se veut une projection vers l'avenir proche des machines électriques dans le domaine automobile. Nous allons examiner, dans celui-ci, la possibilité de réaliser encore plus d'économie d'énergie et plus de réduction d'émissions de CO₂ dans le monde automobile que ce que nous pourrions faire en améliorant juste le rendement. Ceci est possible grâce à une utilisation plus intelligente de la puissance grandissante des machines électriques.

En effet, l'augmentation de la demande en énergie électrique à bord des véhicules fait que les alternateurs sont devenus de plus en plus puissants. Nous avons évoqué dans les chapitre II et IV un besoin en alternateur de 3,2 kW et nous avons vu auparavant que la puissance électrique augmentera d'avantage dans les années avenir. Nous atteindrons à ce rythme des puissances électriques pouvant propulser un véhicule dans le cas d'une utilisation en moteur. Ceci permet de réfléchir à utiliser la machine électrique différemment dans un véhicule, c'est-à-dire tantôt en alternateur pour charger la batterie, tantôt en moteur puisque elle-ci dispose d'une puissance suffisante pour ce genre de fonctionnement. Tout ça dans une démarche visant une meilleure gestion de l'énergie à bord des véhicules.

Dans ce qui suit, nous allons voir les différentes architectures d'association de la machine électrique au moteur thermique dans le but de réduire la consommation de carburant. Nous verrons dans une architecture choisie et pour un type de véhicule répandu quelle serait la puissance de machine électrique optimale pour réaliser le maximum d'économie.

Nous réaliserons par la suite une machine basée sur la structure à double excitation étudiée dans le chapitre III pour assurer ce besoin. Cette machine sera montée sur banc moteur dans les locaux de l'INRETS pour déterminer le gain en consommation réalisé dans l'architecture choisie.

Une petite étude comparative de performance pour le même besoin sera réaliser a fin de situer les deux structures par rapport à ces applications.

V.2 L'hybridation en vue de la réduction de la consommation :

L'hybridation, comme nous l'avons évoquée, consiste en l'association d'une machine électrique et d'un moteur thermique dans le but de réduire la consommation en carburant de celui-ci. Elle permet à ce dernier de travailler dans ses zones optimales de fonctionnement ayant le meilleur rendement. Dans sa configuration la plus flexible, tous les types de combinaisons sont théoriquement possibles, le moteur thermique pouvant être utilisé aussi bien pour charger les batteries via un alternateur que pour l'entraînement du véhicule et le moteur électrique pouvant être utilisé aussi bien pour la traction du véhicule

que pour la récupération de son énergie de freinage. L'hybridation conduit donc à de nombreuses voies d'optimisation de l'utilisation de l'énergie à bord du véhicule.

Il existe plusieurs architectures de véhicules hybrides [C2], nous pouvons les classer dans deux grandes familles : l'hybride série (Figure V.1.a) et l'hybride parallèle (Figure V.1 .b).

Dans l'architecture hybride série, la propulsion est totalement électrique. Le moteur thermique, généralement de petite cylindrée (500 cm³ dans le Kangoo Elect'road de Renault [A2]), associé à un alternateur, sert de groupe électrogène 'prolongateur d'autonomie', selon les termes de Renault. En ville, le moteur électrique est alimenté que par les batteries, cela permet un gain en consommation considérable. Son avantage majeur réside dans le fait que le moteur thermique fonctionne sur la plage de rendement maximum. Toutefois, à cause de la cascade des rendements (moteur thermique-alternateur-moteur électrique) le rendement global est moins bon que celui de la structure hybride-parallèle.

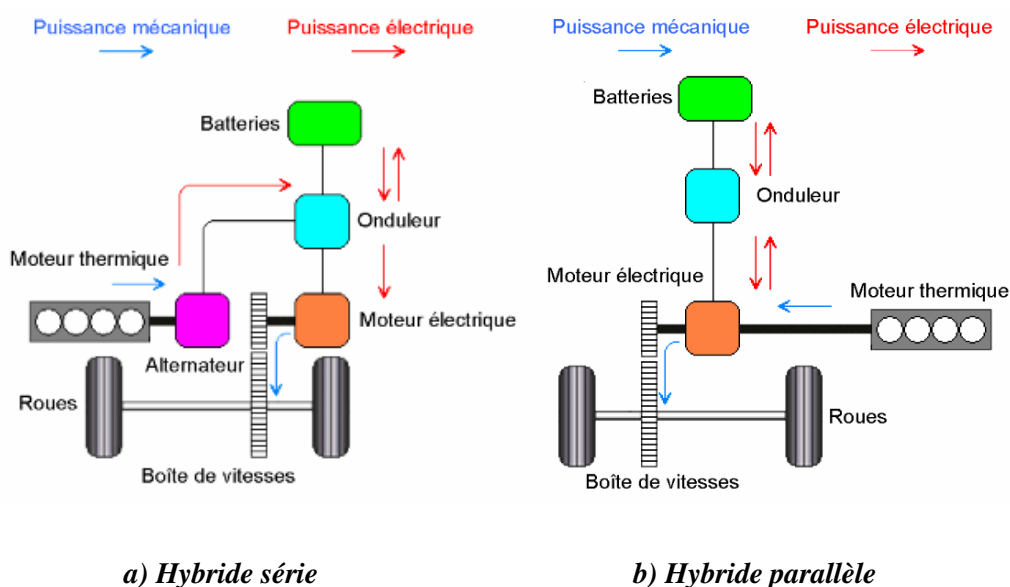


Fig. V.1: les architectures hybrides

L'architecture hybride parallèle (sur Honda Insight, par exemple) combine les deux types de propulsion, électrique et thermique. Le moteur thermique fonctionne seul en régime de croisière et est assisté par le moteur électrique pour tous les régimes de fonctionnement causant de fortes émissions de CO₂. Ou encore mieux, le moteur thermique peut être sous dimensionné grâce à l'apport de puissance du moteur électrique (Downsizing). L'utilisation en tout électrique en ville où dans les embouteillages est possible, le rendement du moteur thermique y étant médiocre. Selon la puissance du moteur électrique et les fonctionnalités recherchées, on peut décliner cette famille en trois principaux niveaux [M3] :

- La Micro-Hybrid : 2 à 3 kW, permet la fonction Stop&Start (Citroën C3 [J4]) ou, à un niveau supérieur, Stop&Start plus le freinage récupératif (Toyota Crown).
- le Mild-Hybrid : une dizaine de kW, permet, en plus des fonctions citées en haut, un apport de puissance au moteur thermique. Ceci permet l'optimisation de l'utilisation de ce dernier (Honda Civic)
- le Full-Hybrid : quelques dizaines de kW, permet en plus la traction purement électrique (PSA Citroën Dynactive).

Le tableau I.3.2.1 résume ces fonctions et montre les gains potentiels qu'on peut en tirer.

Type d'hybride	Fonctions	Puissance électrique	Gain en CO ₂
Stop & Start	1 – arrêt du moteur au ralenti	2 kW	8 %
	1 + 2 (freinage récupératif)	3 kW	13 %
Mild-Hybrid	1 + 2+ 3 (downsizing moteur thermique et assistance accélération)	10 kW	30 %
Full Hybrid	1 + 2 + 3 + 4 (mode électrique)	30 kW	45 %

Tableau V.1 : Réductions potentielles des émissions de CO₂ selon le niveau d'hybridation (SourceIFP)

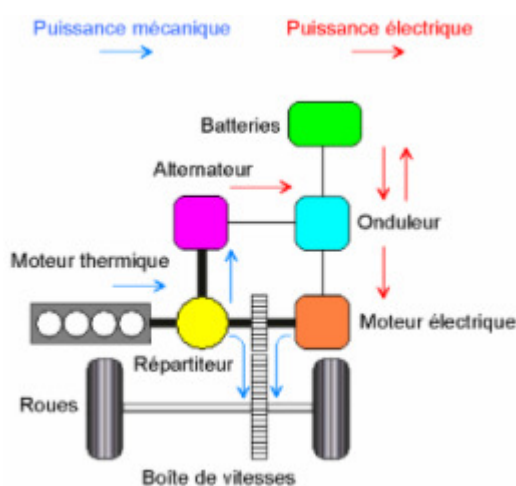


Fig. V.2: l'architecture hybride série-parallèle

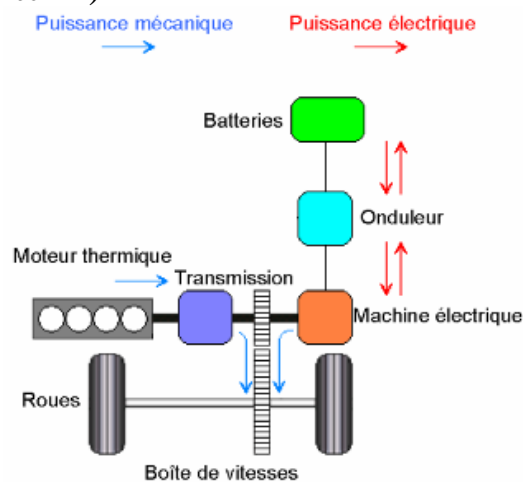


Fig. V.3: Hybride parallèle avec découplage du moteur thermique

La combinaison des ces deux architectures donne une architecture plus complexe, l'hybride série-parallèle (figure V.2). Cette architecture à été adoptée dans la Toyota Prius[Y] [J4], désignée également

comme hybride parallèle à dérivation de puissance. Elle conjugue les avantages du véhicule hybride série à faible vitesse et ceux de l'hybride parallèle à plus haute vitesse.

Dans le but de statuer sur les gains en consommation des différentes architectures hybrides une étude comparative théorique très intéressante a été menée par l'INRETS [D1] [I2]. Aux différentes architectures précitées, a été rajoutée une architecture hybride parallèle avec deux embrayages (figure V.3). L'ajout du deuxième embrayage permet à la machine électrique d'être désolidarisée du moteur thermique, ce qui permet un fonctionnement en tout électrique sans traîner le moteur thermique.

Les différentes architectures implantées sur les véhicules ont été comparées de manière objective, puisque ces derniers ont été dimensionnés, avec les mêmes composants et méthodes de dimensionnement pour répondre au même cahier des charges.

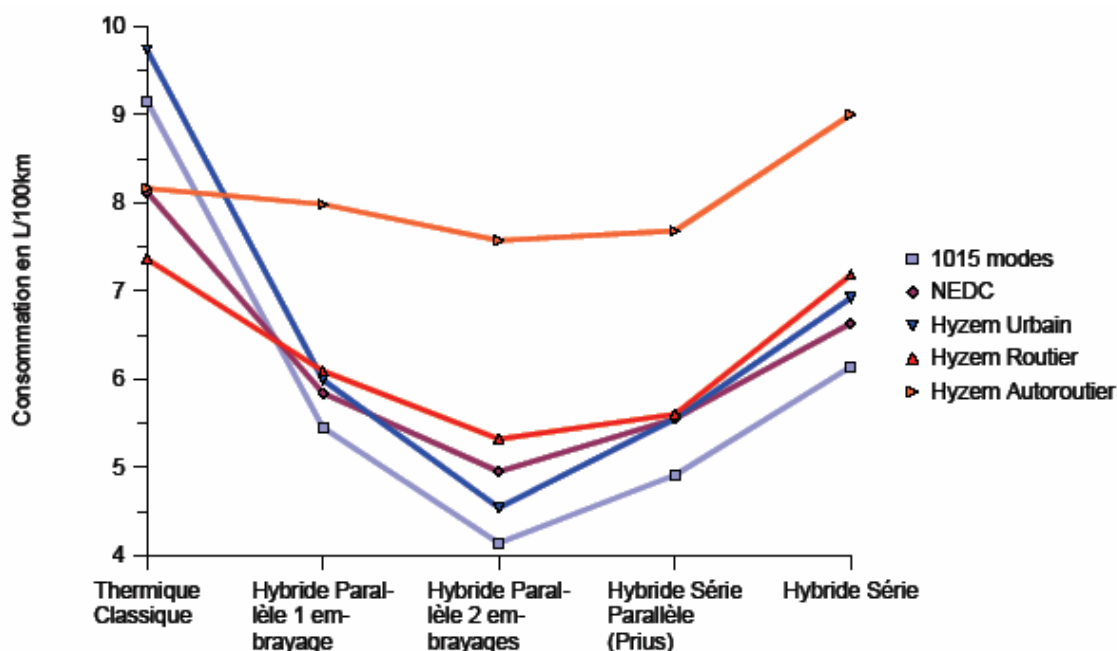


Figure V.4: Consommation des différents véhicules sur différents cycles (voir annexe C)

Deux logiciels, VEHLIB [T1] pour la détermination des performances dynamiques et énergétiques des véhicules et KOALA [S2] pour l'optimisation globale de la gestion d'énergie d'un véhicule hybride sur un cycle donné, développés au Laboratoire Transports et Environnement (LTE) de l'INRETS ont permis d'atteindre des résultats intéressants. Ces moyens de simulations ont été préalablement validés par des mesures sur banc [I4] [T2].

La figure V.4 permet de constater que le véhicule classique, équipé uniquement du moteur thermique, est assez bien adapté pour les trajets routiers et autoroutiers, s'il ne s'agissait que de ceux là. Le véhicule

hybride série s'y comporte médiocrement. Par contre, les véhicules hybrides montrent leur intérêt sur le cycle urbain et le cycle normalisé japonais. Nous constatons, d'une manière générale, qu'en terme de consommation le véhicule hybride série parallèle se situe entre les deux hybrides parallèles.

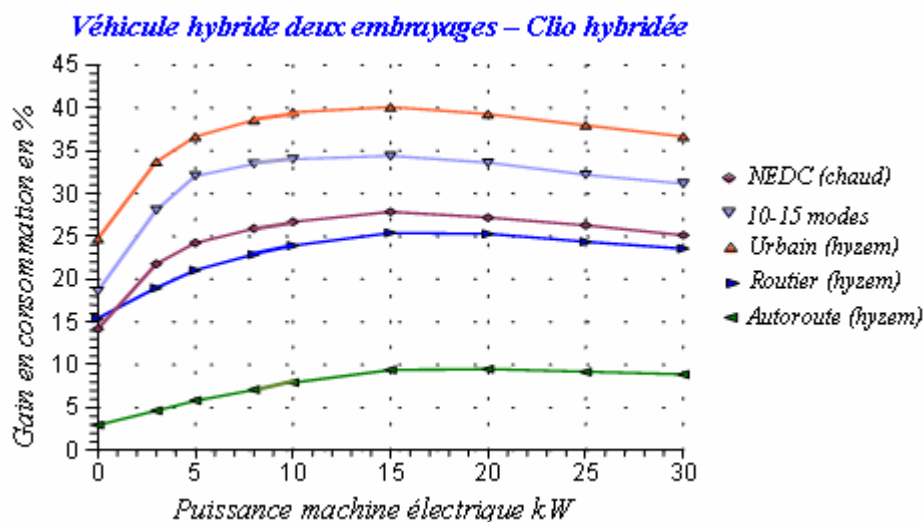


Figure V.5: Gain en consommation en fonction de la puissance de la machine électrique

Il apparaît, à la lumière de ces résultats, que l'architecture hybride parallèle avec deux embrayages constitue une bonne voie à explorer. Cette architecture présente des gains potentiels prometteurs par rapport à l'hybride série parallèle et en plus son implantation est relativement facile comparée au système intrusif de la Toyota Prius.

L'étude paramétrique sur cette architecture montre qu'il existe un optimum de puissance de la machine électrique (figure V.5) garantissant un meilleur gain sur tous les cycles. Cet optimum se situe aux alentours de 12kW.

Valeo, en tant qu'équipementier automobile, compte jouer les premiers rôles dans ces challenges de réduction de consommation. Son approche de la problématique se fait par étapes, commençant d'abord par la micro-hybrid [D2], Stop&Start sur la Citroën C3 vendu aujourd'hui en série, et allant vers une hybridation de plus en plus accentuée.

Dans ce sens, une collaboration entre Valeo et L'INRETS visant à mettre sur banc d'essai une architecture Mild-Hybrid et à confirmer les gains attendus a été lancée. Toujours dans sa démarche par étapes, Valeo a choisi de tester d'abord, dans le cadre du projet Mildhybrid1 [I4], une machine réversible à griffes de 8 kW puis passer à une autre machine réversible de 12 kW (Mildhybrid2). Toutes les deux sous une tension réseau de bord de 42V.

V.3 Pré-dimensionnement des machines à griffes et à double excitation pour l'hybridation :

Dans cette partie, nous allons pré-dimensionner, à partir de la structure à double excitation étudiée dans la chapitre III, une machine satisfaisant le besoin en machine réversible exprimé ci-dessus. Nous allons, par la suite, établir une comparaison de celle-ci à la machine à griffes. Nous réaliserons notre comparaison dans le même esprit du chapitre IV, c'est-à-dire que nous comparerons les deux structures dans le même encombrement.

D'après les simulations faites à l'INRETS, nous avons vu qu'une machine ayant une puissance de 12 kW à 15 kW constitue un optimum pour la réduction de consommation sur le véhicule choisi (Clio II 1.5 DCI). Nous avons choisi pour notre dimensionnement une machine de 12 kW. La figure V.6 montre la caractéristique désirée du couple en fonction vitesse. Le couple que doit fournir la machine en régime permanent, en dessous de la vitesse de base, est égal à 57 N.m. Nous allons utiliser celui-ci comme donnée d'entrée du dimensionnement et notre comparaison.

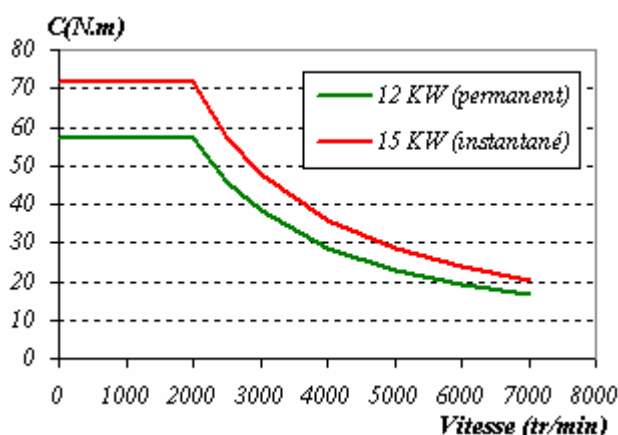


Figure V.6: Caractéristique couple-vitesse du chier des charges

Afin de déterminer les dimensions de la machine répondant au cahier des charges nous passerons par l'établissement et l'inversion de modèle de Park [V2]. Dans notre cas, pour la machine à double excitation, la géométrie du circuit magnétique est connue, reste à déterminer la longueur active. Le nombre de spires n'est pas très intéressant car nous nous intéresserons qu'au couple bloqué.

Nous allons donc partir du modèle classique de Park sans pertes pour les machines synchrones (figures V.7 et V.8), pour établir les relations entre le couple électromagnétique et les grandeurs électriques et magnétiques. Nous passons par la suite au modèle abc, pour exprimer le couple en fonction du courant I_s et du déphasage ψ entre la fem et le courant d'une même phase. On s'affranchit du nombre de spires qui n'est pas une grandeur dimensionnante par l'introduction du flux unitaire ϕ_v et de la force magnétomotrice du

stator A_s . Nous verrons que dans notre cas l'inversion sera facile, et que nous déterminerons de manière aisée la longueur active de la machine.

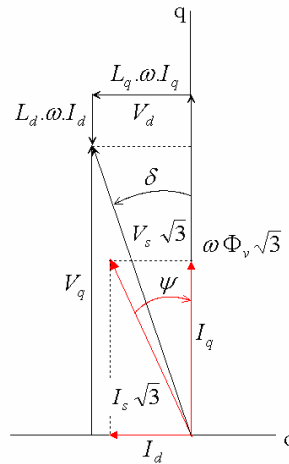


Figure V.7: Diagramme de Fresnel du modèle sans pertes

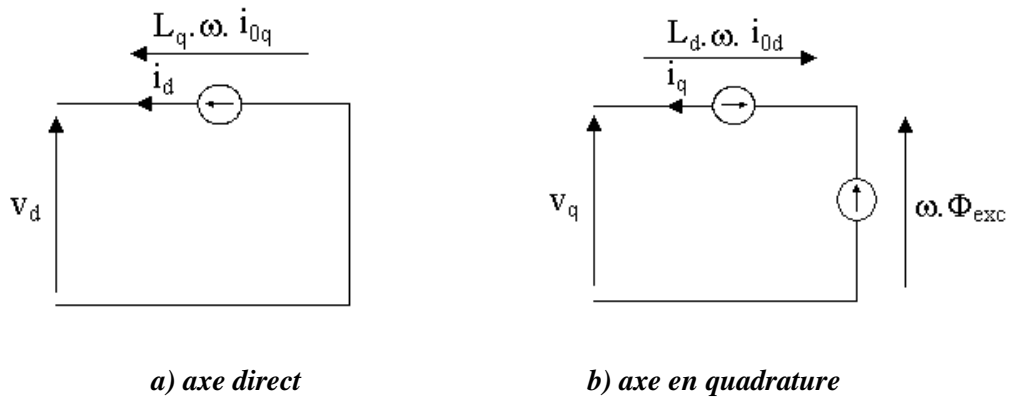


Figure V.8: Schéma équivalent de Park d'un modèle sans pertes

Le couple crée dans une machine synchrone s'écrit :

$$C_{em} = p \cdot (\phi_d \cdot i_q - \phi_q \cdot i_d)$$

Où i_d et i_q sont les courant circulant dans les axes d et q et ϕ_d et ϕ_q sont les flux d'axe et q. ces derniers s'écrivent :

$$\begin{cases} \phi_d = L_d \cdot i_d + \sqrt{3} \cdot \Phi_v \\ \phi_q = L_q \cdot i_q \end{cases}$$

L_d et L_q sont respectivement les inductances dans l'axe d et dans l'axe q. Φ_v la valeur efficace du flux à vide du rotor.

On peut passer du modèle dq ayant comme référence l'axe du rotor au modèle abc ayant comme référence l'axe de la phase une du stator (voir figure V.7) en utilisant :

$$\begin{cases} i_d = \sqrt{3} \cdot I_s \cdot \sin \psi \\ i_q = \sqrt{3} \cdot I_s \cdot \cos \psi \end{cases}$$

Où ψ est le déphasage entre la fem et le courant dans une même phase du stator (voir figure V.7). I_s est l'amplitude efficace du courant circulant dans une phase du stator

L'expression du couple devient par conséquent :

$$C_{em} = 3p \cdot \left(\Phi_v I_s \cos \psi + \frac{1}{2} (L_d - L_q) I_s^2 \sin 2\psi \right)$$

Le nombre de spire n d'une phase du stator n'est pas une grandeur dimensionnante. Ce paramètre pourra être réglé par la suite. De ce fait on peut réécrire l'équation du couple en la rendant indépendante du nombre de spires dans le but du dimensionnement.

On introduit donc les variables suivantes :

A_s : Force magnétomotrice efficace à injecter dans une phase statorique.

φ_v : Valeur efficace de flux par spire.

P_d : Perméance d'axe d.

P_q : Perméance d'axe q.

$$\begin{cases} A_s = nI_s \\ \varphi_v = \frac{\Phi_v}{n} \\ P_d = \frac{L_d}{n^2} \\ P_q = \frac{L_q}{n^2} \end{cases}$$

L'expression du couple devient :

$$C_{em} = 3p \cdot \left(\varphi_v A_s \cos \psi + \frac{1}{2} (P_d - P_q) A_s^2 \sin 2\psi \right)$$

Dans notre cas cette expression nous permet de retrouver le flux à vide nécessaire pour développer le couple désiré. En effet, le rapport de saillance de notre structure est très proche de l'unité (voir annexe D). Le couple de reluctance est donc négligeable devant le couple hybride et l'angle de déphasage maximisant ce dernier est $\psi = 0^\circ$. Nous pouvons donc écrire :

$$C_{em} = 3p \cdot \varphi_v A_s$$

Où encore, en définissant un flux unitaire par unité de longueur φ_{vl} et une longueur active L_a .

$$C_{em} = 3p \cdot \varphi_{vl} A_s \cdot L_a$$

La longueur active est donc donnée par : $L_a = \frac{C_{em}}{3p \cdot \varphi_{vl} A_s}$

En se fixant des densités de courant au rotor et au stator de 12A/mm² et 13,5A/mm² nous arrivons à un flux efficace à vide par millimètre de 67,3 μWb /mm (dans l'hypothèse du premier harmonique) et des ampères-tours efficaces au stator de 336A. Ce qui nous donne une longueur active de 105 mm pour la machine à double excitation.

Afin de comparer les deux structures à griffes et à double excitation nous allons comme dans le chapitre IV, dimensionner un rotor à griffes dans le même encombrement axial du rotor à double excitation (voir Figure V.9) et nous allons comparer les flux à vide des deux structures.

. Vu la longueur axiale de la machine à double excitation, il paraît impossible de réaliser un seul rotor à griffes dans le même encombrement. Nous avons préféré, dans ce cas, dimensionner deux rotors à griffes que l'on mettra côte à côte dans le même stator de la machine à double excitation.

Nous allons utiliser le même modèle de calcul de flux à vide de la machine à griffes développé dans le chapitre IV. Nous calculerons avec le flux à vide d'un seul rotor que nous multiplierons par deux pour avoir le flux des deux rotors.

La longueur active dans laquelle nous dimensionnerons les deux rotors à griffes est égale à la longueur active du rotor à double excitation à laquelle on rajoute deux fois l'épaisseur du flasque protecteur des têtes

de bobines. La longueur totale des deux rotors s'élève donc à 128,8 mm. Un seul rotor aura 64,4 mm de longueur entre ses deux plateaux.

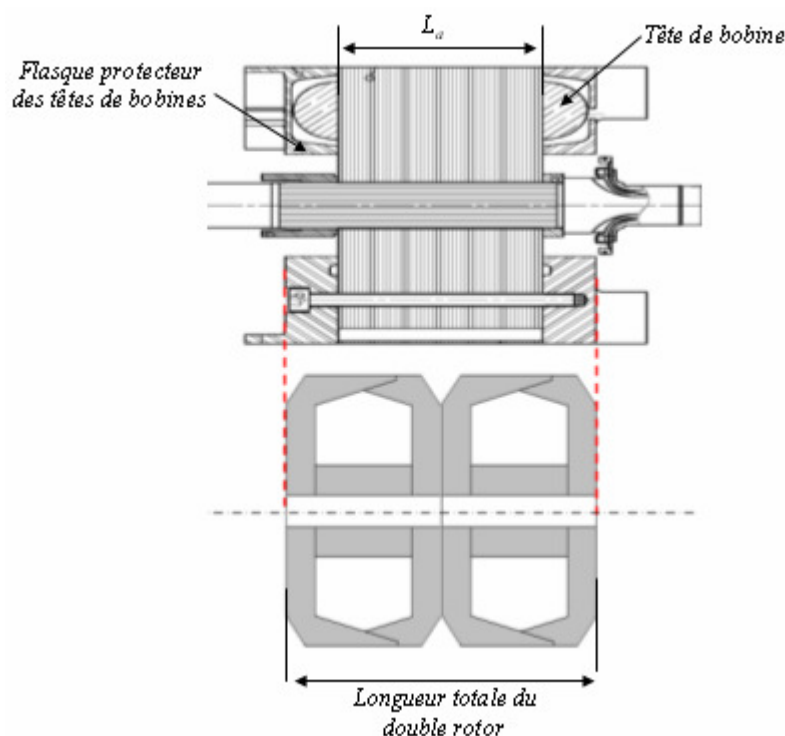


Figure V.9: Double rotor à griffes dans le même encombrement axial du rotor à double excitation

Les caractéristiques principales des deux rotors dimensionnés sont données dans le tableau ci-dessous :

Paramètre	Unité	
Diamètre du noyau	(mm)	60
Longueur du noyau	(mm)	38
Diamètre base griffe	(mm)	78,5
Épaisseur du plateau	(mm)	13,2
Section du noyau	(mm ²)	2589
section bobinable	(mm ²)	352
Nombre de spires		380
Diamètre du fil	(mm)	0,90
Résistance (à 20°)	Ω	2,35
nI d'excitation	A-tours	1589

Figure V.10: Caractéristiques des deux rotor à griffes identiques

Les résultats des calculs montrent que cette fois ci, la machine à double excitation possède un flux plus important que celui de la machine à griffes, même avec 16 aimants, contrairement à ce que nous avons vu dans le chapitre IV. La figure V.11 montre les courbes de flux à vide en fonction des ampères-tours

d'excitation des deux structures. La machine à double excitation possède un flux maximal de 10,3 mWb avec ses ampères-tours nominaux tandis que la machine à griffes ne possède que 9,85 mWb. Soit une différence d'environ 5%. Cela présage une baisse de couple bloqué de 5% pour la machine à griffes comparativement à la machine à double excitation. Soit un couple de 54 N.m au lieu de 57 N.m

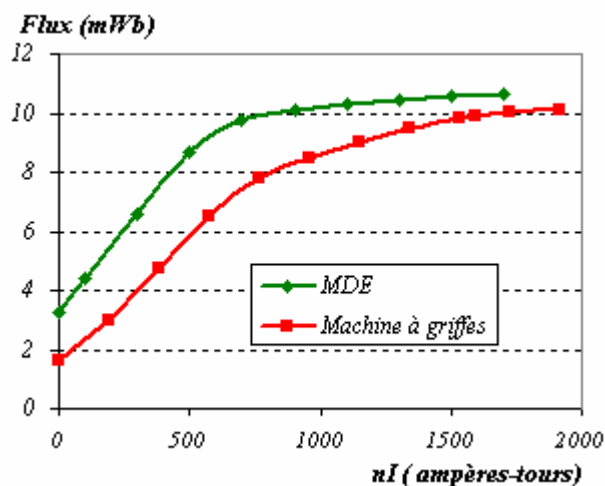


Figure V.11: Flux à vide maximal des deux structures

Si on se réfère aux machines comparées dans le chapitre IV, on se retrouve dans un cas où le rotor à double excitation a engrangé une augmentation de longueur active de 5% et où le rotor à griffes a subi une diminution de longueur totale de 13%. C'est ce qui explique l'inversion de la tendance en flux à vide des deux structures.

En effet, si on veut se fixer les idées on ramène la comparaison à l'échelle d'un seul rotor. Le rotor à double excitation peut être remplacé par deux rotors de longueurs actives 52,5 mm chacun. La longueur active du rotor à double excitation est passée donc de 50 mm à 52,5 mm soit une augmentation de 5% en prenant comme référence le rotor du chapitre IV. Dans le cas de la machine à griffes la longueur totale du rotor qui était de 73,8 mm est passée à 64,4 mm, soit une diminution de 13%.

Il est vrai que cette manière de comparer est assez simpliste, mais elle montre quand même d'une manière intuitive que la machine à griffes commence à perdre sa suprématie dès qu'il s'agit de longueurs actives très importantes. Une étude encore plus poussée pourra confirmer de manière plus exacte cette tendance.

V.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons voulu donner une vision de ce que seraient les machines électriques dans le monde l'automobile dans le futur proche.

En effet, avec l'augmentation fulgurante du prix du baril de pétrole et le renforcement des restrictions sur les émissions de gaz à effet de serre, les solutions de réduction de consommation sont toutes les bienvenues, et notamment l'hybridation. L'approche des échéances pour le passage aux nouvelles normes européennes (140 g/Km de CO₂ en 2008 et 120 g/Km en 2012) pousse les constructeurs et équipementiers automobiles à presser le pas et d'investiguer toutes les éventualités.

En collaboration avec Valeo, L'INRETS a mené une étude comparative des architectures hybrides dans le but de rechercher la configuration optimale. Cette étude a montré qu'une architecture hybride parallèle avec deux embrayages permet une réduction de la consommation de carburant jusqu'à 38% sur un cycle urbain. Cette architecture exige une machine électrique possédant une puissance de 12 à 15 kW.

Le problème du choix de la structure de machine électrique adéquate pour ces applications, se trouve donc remis sur la table. De plus que nous avons, grâce à un petit dimensionnement, vu que la machine à griffes n'est pas donnée d'avance gagnante.

Bibliographie :

[A2]: <http://automobile.nouvelobs.com/mag/030324/electroad/default.asp>

[C2]: C.C.Chan «The state of the art of electric et hybrid vehicles» Institute of Electrical & Electronics Engineers, IEEE, Vol.90 (n°2), pp247-275, février 2002.

[D1]: M.Desbois-Renaudin, «Evaluation de l'efficacité énergétique de l'architecture hybride série-parallèle. Véhicule Toyota Prius », INSA-INRETS, rapport de DEA, 20 septembre 2004.

[D2]: J.M. Dubus, P. Masson, C.Plasse, E. d'Orsay, E. von Westerholt – Valeo: «A simple Stop&Go Concept for City Cars - Technical Design and Benefits» - Aachener Kolloquium Fahrzeug- und Motorentchnik 2001.

[I2]: M.Desbois-Renaudin, J.Scordia, R.Trigui, F.Badin, B.Jeanneret, C.Plasse, J.F.Sarrau « Véhicules Hybrides Thermique - Electriques ». Rapport INRETS-LTE n°0405, Volume 1, Septembre 2004.

[I4]: R.Trigui, B.Jeanneret, B.Malaquin, J.Scordia, F.Badin «Projet Mildhybrid. Simulation et implémentation d'une architecture hybride parallèle à deux embrayages. Phase 1 : Configuration 'Mars - Orbital' ». Rapport INRETS-LTE n°0604, Février 2006.

[J4]: B.Jeanneret, F.Harel, INRETS LTE, « Rapport d'évaluation du véhicule Toyota Prius », Rapport LTE, Septembre99.

[J4]: Journal «Auto Moto » N°117 de Novembre 2004, pp 68-70, rubrique ESSAI, «Citroën C3, Le rouge lui ôte la soif ».

[M3]: F.Mueller, P.Luexk, S.Koehle - Volkswagen: «Hybrid Electric Vehicles: Discussion of different configurations», Powertrain international, volume 3, number 4, 2000.

[S2] : J.Scordia – Cifre Valeo-INRETS, « Approche systématique de l'optimisation du dimensionnement et de l'élaboration de loi de gestion de l'énergie de véhicules hybrides ». Thèse de Doctorat, UniversitéH.Poincaré-Nancy.Novembre 2004

[T1] : R.Trigui, B.Jeanneret, F.Badin « Modélisation systémique de véhicules hybrides en vue de la prédiction de leurs performances énergétiques et dynamiques – Construction de la bibliothèque de modèles VEHLIB », Recherche Transports Sécurité (83), 129-150.ISSN 0761-8980, 2004

[T2] : R.Trigui, F.Badin, B.Jeanneret, F.Harel, R. Lallemand, J.P.Ousten – INRETS ; M.Castagné, M.Debest, E.Guittard, F.Vangraefshepe, V.Morel – IFP ; L.Baghli, A.Rezzoug – GREEN ; J.Labbé - ARMINES ; S.Biscaglia – ADEME « Hybrid Light Duty Vehicles Evaluation Program ». International Journal of AutomotiveTechnology, DSAE, June 2003

[Y]: J.Yamaguchi, K.Jost, « Toyota Prius: a best engineered vehicle 2004», Automotive Engineering International, March 2004, pp58-68.

[V2] : L.Vido « Etude d'actionneurs électriques à double excitation destinés au transport. Dimensionnement de structures synchrones ». Thèse de Doctorat, ENS de Cachan. Décembre 2005

Conclusion générale

L'augmentation des besoins en énergie électrique à bord des véhicules, conjuguée à une volonté mondiale de réduction d'émissions de gaz à effet de serre oblige les équipementiers automobiles à améliorer l'organe de génération d'électricité qui est l'alternateur. Celui-ci est donc appelé, de ce fait, à produire plus d'énergie avec plus de rendement. Nous avons vu, dans le premier chapitre, que les besoins en énergie électrique qui étaient auparavant de l'ordre du kilowatt peuvent atteindre actuellement 3 kW. Et que si le kilowatt électrique supplémentaire est produit avec les rendements des alternateurs actuels, il se traduirait par une surconsommation de 2 L/100 Km. Il apparaît donc évident de faire du rendement des machines un critère de sélection.

Valeo, dans sa volonté de répondre à ces exigences, améliore sans cesse les performances et le rendement de la machine à griffes. Elle n'exclue pas d'opérer une rupture technologique, si cela s'avère nécessaire et démontré. Le but de cette thèse est d'étudier une structure de machine innovante, dite à double excitation dans le cadre des applications automobiles et de la positionner par rapport à la machine à griffes. Nous avons choisi de réaliser cette étude dans le cadre d'une application alternateur automobile de forte puissance précise de 3,2 kW parce qu'elle constitue une véritable demande des constructeurs.

Nous avons évoqué dans le second chapitre l'intérêt de la double excitation et nous avons ensuite procédé au positionnement de la structure choisie parmi la famille des machines à double excitation. Nous avons dressé un tableau de l'état de l'art de la double excitation et nous avons vu que notre structure possède quelques avantages lui donnant le mérite d'être étudiée. Parmi eux on peut citer le défluxage efficace et l'absence de tout risque de démagnétisation des aimants par le courant d'excitation.

Le troisième chapitre est consacré à l'étude de la structure à double excitation dans le cadre de l'application choisie. Nous avons d'abord vérifié le principe de contrôle de flux par la double excitation sur une machine basée sur la cellule élémentaire décrite dans le chapitre précédent. Nous avons vu que celui-ci est efficace. Nous nous sommes par la suite employés au dimensionnement d'une machine répondant au cahier des charges fixé. Nous avons choisi d'utiliser, pour cela, la méthode de calcul par éléments finis. La structure bidimensionnelle a permis de recourir à cette méthode de calcul, car la modélisation se fait en 2D et nécessite des temps de calculs acceptables, comparativement aux structures tridimensionnelles. Le dimensionnement s'est effectué en deux étapes. La première a consisté en la recherche du circuit magnétique optimal. Cette recherche est basée sur une étude paramétrique sur les paramètres jugés importants. La méthode de calcul par élément finis a permis de prendre en compte

implicitement la réaction magnétique d'induit et avec exactitude. Avec les modèles analytiques nous aurions été obligés de poser des hypothèses simplificatrices, qui malgré leurs justesses ne permettent pas de garantir un résultat plus exact que celui obtenu par la méthode des éléments fins. La deuxième étape a consisté en la recherche de la machine répondant au cahier des charges par la variation de deux paramètres qui sont la longueur active et le nombre de spires. La machine dimensionnée a été réalisée et testée, les résultats des essais ont montré la validité du modèle utilisé puisque les attentes en matière de débit ont été atteintes. Les essais ont montré aussi que la machine possède un bon rendement sur sa courbe de débit maximal et que par contre, pour les faibles charges elle présente un mauvais rendement à cause de ses pertes fer élevées dans ces zones de fonctionnement.

Dans le quatrième chapitre, nous avons comparé notre machine aux structures classiques. Notamment, à la machine à pôles saillants bobinés et à la machine à griffes. La première comparaison a montré tout l'intérêt de la double excitation, puisque nous avons pu dans le même encombrement avoir le double du débit de la machine à pôles saillants bobinés. Ceci s'est réalisé grâce à l'introduction des aimants qui ont permis de dégager plus de surface bobinable aux bobines d'excitation. La deuxième comparaison a montré que la machine à griffes reste toujours compétitive pour ces applications. En effet, grâce à son bobinage global lui conférant beaucoup d'ampères-tours d'excitation et grâce à la possibilité d'introduction des aimants entre ses griffes, lui procurant encore plus de puissance et plus de rendement, la machine à griffes a présenté des résultats prodigieux. Le cahier des charges fixé a été largement atteint par celle-ci.

La comparaison du rendement des deux structures montre que pour les charges élevées la machine à double excitation est bien placée par rapport à la machine à griffes sans aimants. Mais dès que l'on commence à mettre des aimants dans cette dernière, celle-ci devient meilleure grâce à sa faible puissance d'excitation et à la diminution des ses pertes fer. En effet, nous avons vu que l'introduction des aimants agit favorablement sur les pertes fer. Nous avons expliqué ça par le redressement des lignes de flux dans le plan des tôles avec l'effet des aimants, ce qui affaiblit les courants de Foucault dans le stator. Dans le cas des faibles charges, le résultat est sans appel. La machine à griffes grâce à son défluxage total et local est nettement meilleure en pertes fer et par conséquent en rendement par rapport à la machine à double excitation à charge équivalente.

Il est à noter quand même que la machine à griffe souffre de sa tenue mécanique en centrifugation. En effet, sous l'effet des forces centrifuges à hautes vitesses, les griffes ont tendance à s'ouvrir et à venir toucher le stator. La machine que nous avons réalisée ne peut pas fonctionner au delà de 12000 tr/min. Un

redimensionnement de la taille des griffes est nécessaire pour atteindre l'objectif de 18000 tr/min. Ceci se traduira certainement par une baisse des performances de celle-ci, à moins de trouver une autre manière de retenir les griffes.

Dans le cinquième chapitre, nous avons voulu donner une vision future des attentes du monde automobiles des machines électriques. Nous avons vu que pour des raisons de réduction de consommation de carburant, plusieurs architectures hybrides sont envisagées. La machine électrique devra servir dans celles-ci d'assistance au moteur thermique en plus de sa fonction de génération d'électricité. Nous avons vu que après une étude menée par l'INRETS, sur une certaine gamme de véhicules, il est apparu qu'une machine d'environ 15kW est nécessaire pour optimiser la consommation de carburant de ces véhicules. Nous avons vu à travers une petite comparaison de performances entre la machine à double excitation et la machine à griffes, que cette dernière n'est pas automatiquement la mieux placée. Seule une étude plus poussée pourra trancher.

Annexe A : Essai de survitesse de la machine à double excitation

A.1. Objectif de l'essai :

Partie A : Tester la tenue mécanique en centrifugation de l'alternateur à la fréquence de rotation maximale absolue (21600 tr/min).

Partie B : Caractériser les fréquences de rotation entraînant des déformations plastiques des seize pôles du rotor.

A.2. Conditions de l'essai :

Partie A : La machine est montée sur banc spécifique avec enceinte climatique (voir figure A.1). La température ambiante fixée à la température maximale fixée dans le cahier des charges de l'application. La machine débite le tiers du courant maximal à 25°C. La vitesse de rotation est fixée à 21600 tr/min (pour une machine ayant une vitesse maximale d'utilisation de 18000 tr/min)

- Durée de l'essai : 1h

- Sanction de l'essai : La machine doit être fonctionnelle après l'essai.

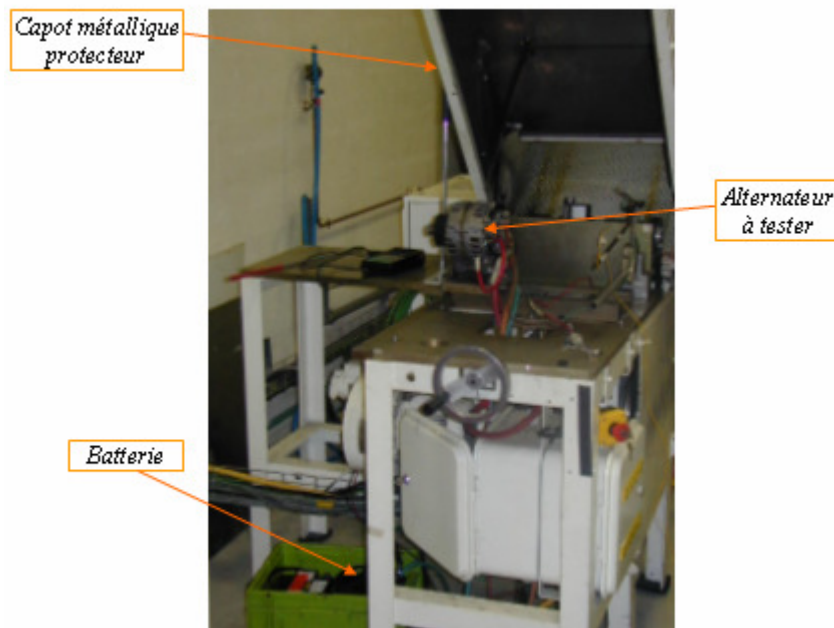


Fig. A.1 : Banc d'essai de survitesse

Partie B : La machine est montée sur le même banc dans les mêmes conditions. Un relevé métrologique de référence des rayons des pôles est effectué au préalable avec un comparateur. Pour chaque vitesse, les déformations relatives permanentes des pôles sont mesurées après 10 min de rotation.

- Sanction : détermination de la vitesse maximale de rotation à laquelle la déformation dépasse l'entrefer minimal (entrefer nominal = 0,325 mm, entrefer minimal = 0,18 mm).

A.3. Résultats et conclusion :

Partie A : La machine a passé l'épreuve de survitesse avec succès.

Partie B : Les pôles du rotor sont repérés comme montré sur la figure A.2. Le graphe de la figure A.3 montre les déformations relatives des pôles du rotor exprimé en centième de millimètre. La vitesse de rotation limite du rotor selon le critère défini est d'environ 25000 tr/min. Cette vitesse correspond bien entendu à un fonctionnement occasionnel et ne peut être une vitesse limite pour un fonctionnement en continu. La figure A.5 montre l'augmentation de la déformation en fonction de la durée de l'essai.

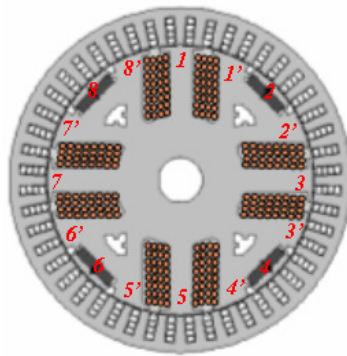


Fig. A.2 : repérage des pôles du rotor

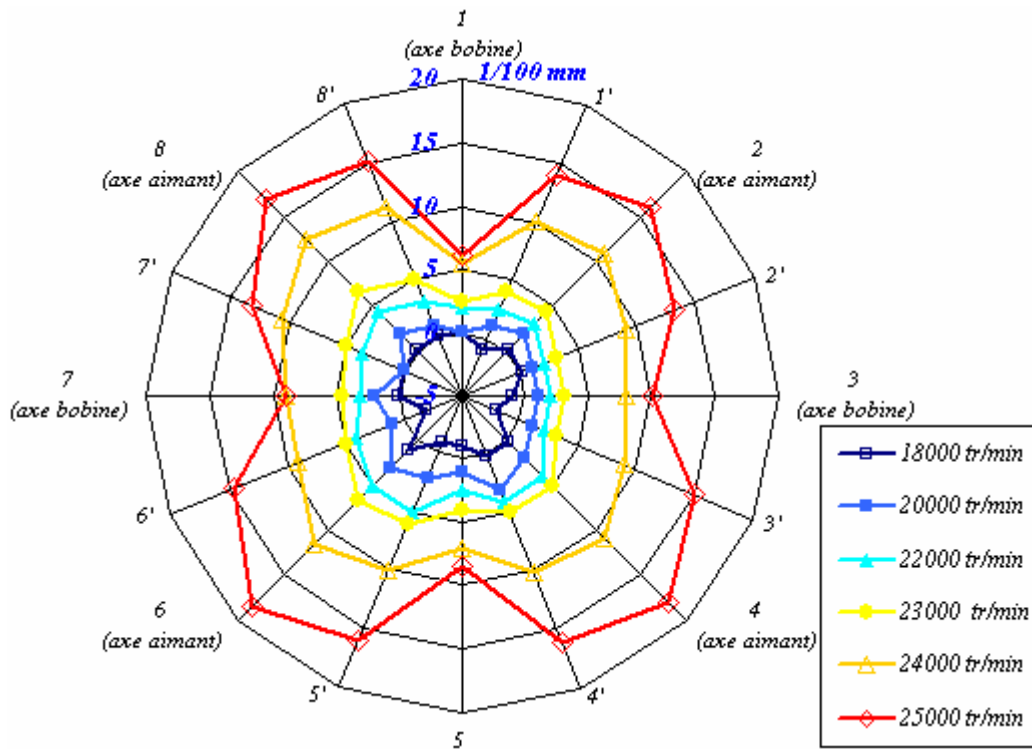
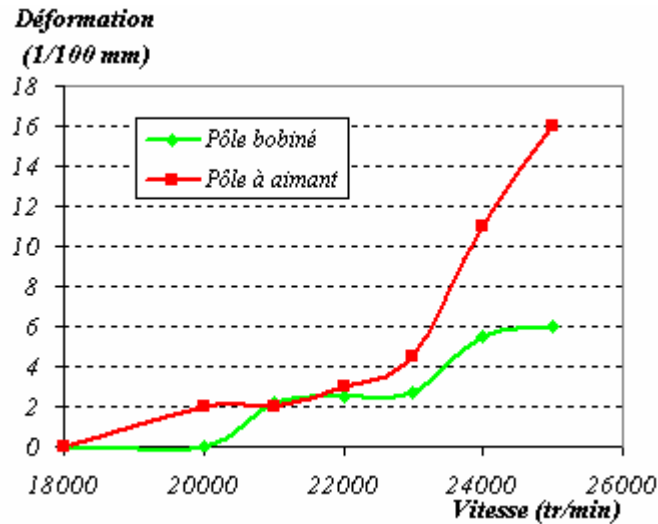


Fig. A.3 : Déformation relative permanente des pôles du rotor

La figure A.4 montre la déformation maximale des pôles bobinés et des pôles à aimants en fonction de la vitesse de rotation. Le graphe montre clairement que les pôles à aimants sont les plus sensibles à la centrifugation. Ce sont ces derniers qui déterminent la vitesse limite admissible. En effet, la déformation maximale des pôles à aimants prend une allure vertigineuse à partir de 23000 tr/min et atteint une valeur de 0,16 mm à 25000 tr/min alors que les pôles bobinés se sont déformés de 0,06 mm.

**Fig. A.4 : déformation maximale au rayon en fonction de la vitesse**

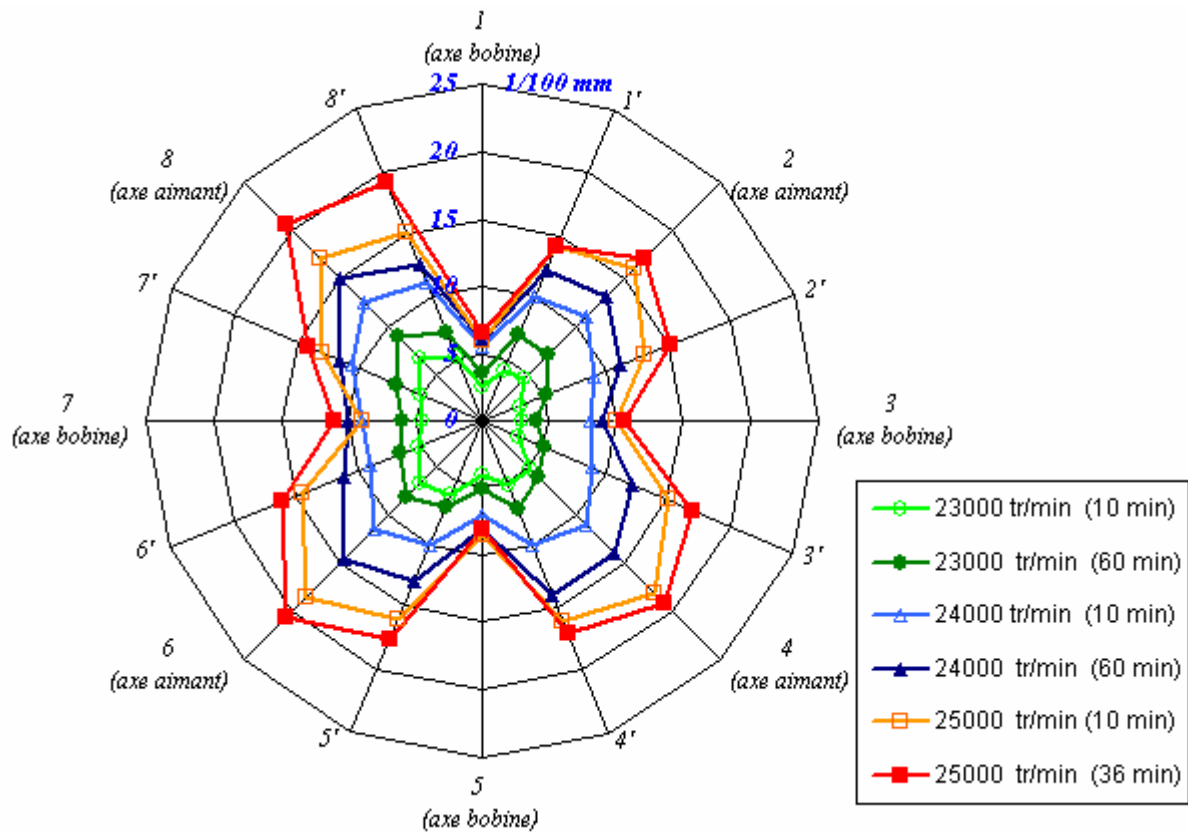


Fig. A.5 : Déformation relative permanente des pôles du rotor paramétrée par la durée de l'essai

Annexe B : Note de calcul mécanique Tenue en centrifugation du rotor à griffes

B.1. Environnement CATIA

Nom du Modèle	Nom de fichier
M01	Rotor à griffes sans aimants.CATAnalysis
M02	Rotor à griffes avec aimants.CATAnalysis

B.2. Maillage

Nom du Modèle		M01	M02
Nombre d'éléments	TE10	18719	21212
	SPIDER	-	689
Nombre de noeuds		29700	34052

B.3. Conditions retenues

A fin de simplifier les modèles de simulation, nous avons considérés que 1/16 du rotor, les laminettes de protection des aimants ainsi que la bobine ne sont pas prises en compte.

- A. Les mouvements angulaires des plans symétriques sont bloqués
- B. La bride est appliquée sur les surfaces en contact avec l'arbre
- C. Les éléments de contact sont appliqués entre les griffes et l'aimant.

Remarque: Toutes les conditions en haut sont appliqués pour le modèle M02, par contre deux conditions (A et B) uniquement sont considérées pour le modèle M01. La figure A.1 montre une description schématique détaillée.

B.4. Conditions de fonctionnement

- A. Pas de jeu sur les contraintes de contact entre les éléments du modèles M02
- B. La vitesse de centrifugation est de 2262 rad/s (21600 tr/min) dans ce calcul

B.5. Propriétés des matériaux

Composant	Nom de la matière	E [MPa]	ν	ρ [kg/m ³]
Roue polaire	Acier	210000	0.3	7800
Aimants	UGIMAX K 30KC1	158585	0.3	7500

B.6. Type de Simulation : Analyse statique linéaire

B.7. Description schématique des modèles de simulation

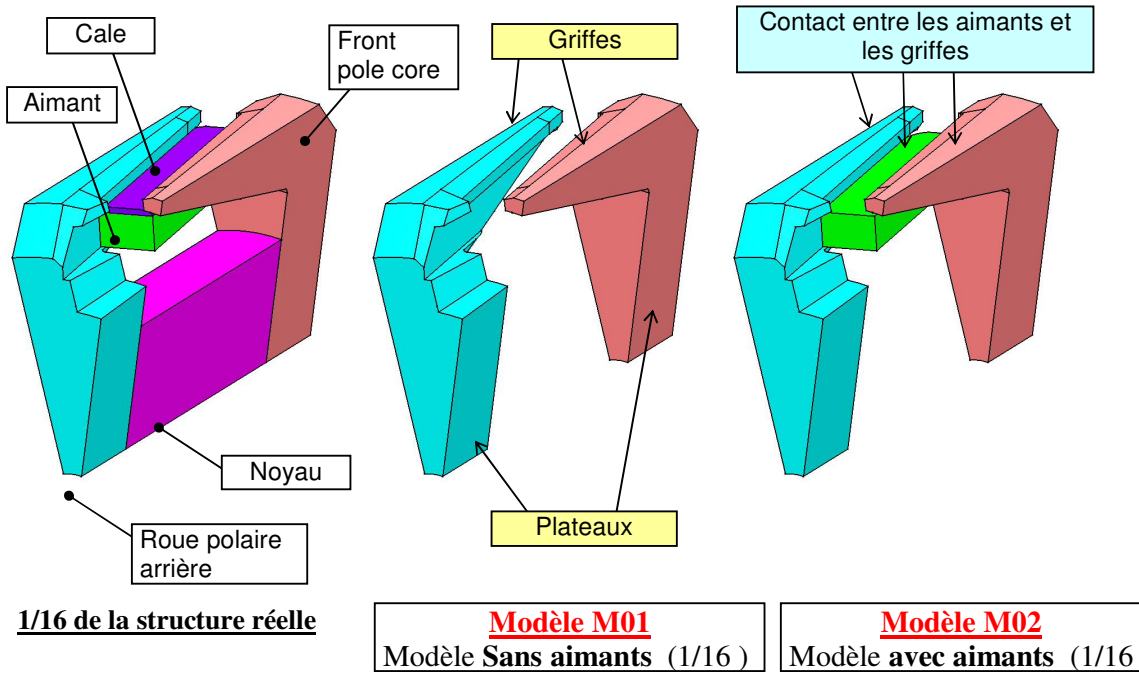


Fig.A1-1 Description schématique des modèles pour la simulation

B.8. Résultats de simulation

ALT	Nom du modèle	Roue polaire		Nombre d'aimants	Contrainte [MPa]			Elongation [mm]	
		Type	Points d'usinage		Base de griffe Griffes	Noyau	Coin de contact	Roue polaire	Aimant
	M01	8pp	16	0	1114	-	-	0.476	-
	M02	8pp	16	16	1410	-	1540	0.557	0.243
Machine de référence	T01	8pp	16	0	818	436	-	0,169	-
	T02	8pp	16	16	973	474	1430	0,192	0,052

Tableau A1-1. Résultats de simulation à 21600 tr/min

Remarque: La vitesse maximum de rotation permise, calculée par interpolation basée sur l'élongation ou le déplacement à même entrefer du modèle T02, est 12846 tr/min.

ALT	Nom du modèle	Roue polaire		Nombre d'aimants	Contrainte [MPa]			Elongation [mm]	
		Type	Points d'usinage		Base de griffe Griffes	Noyau	Coin de contact	Roue polaire	Aimant
	M01	8pp	16	NUL	86	-	-	0.037	-
	M02	8pp	16	16	109	-	119	0.043	0.019

Tableau A1-2. Résultats de simulation à 6000 tr/min

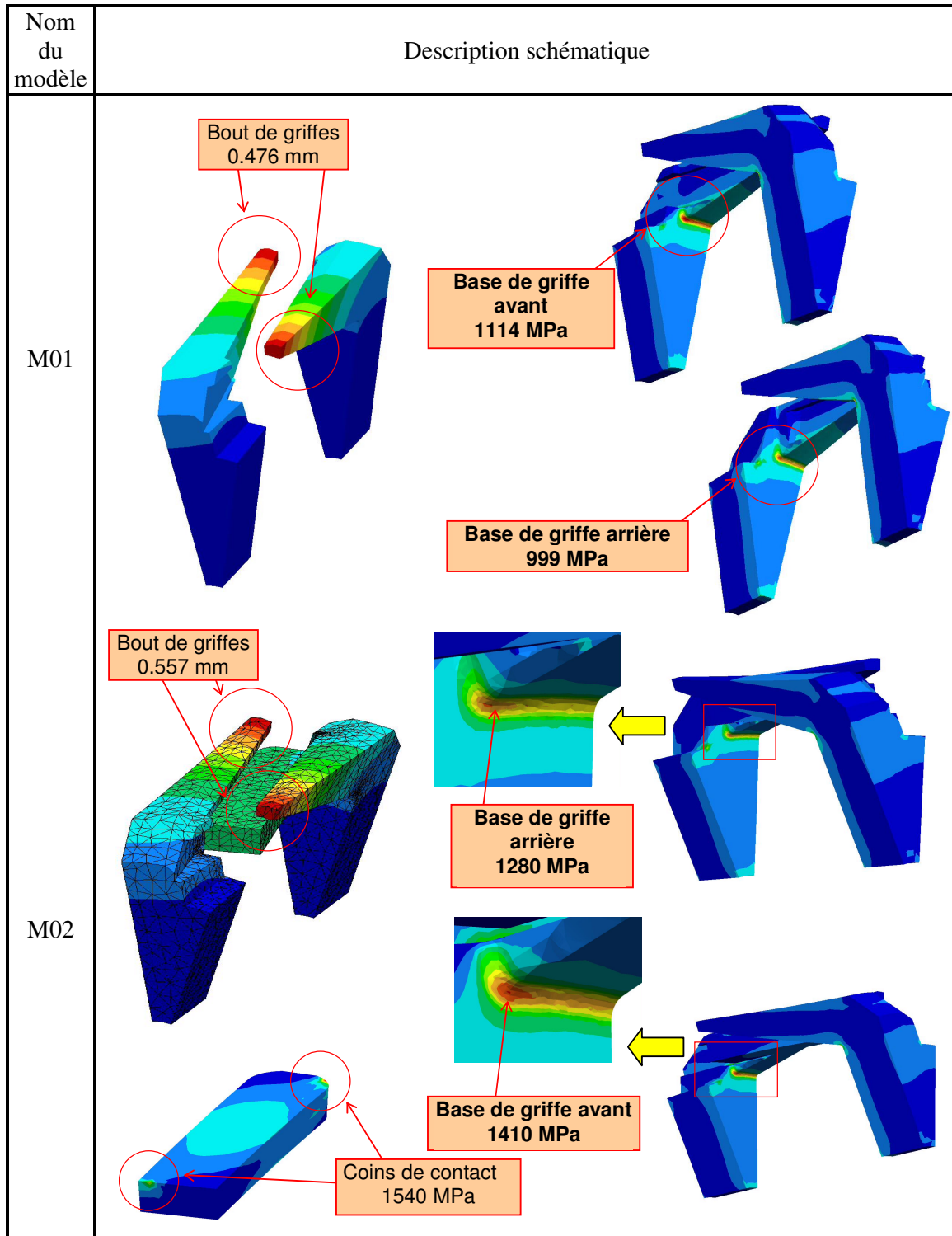


Fig. A1-2. Contraintes et déplacement à 21600 tr/min

B.9. Conclusion

Le tableau A1-1, montre que le rotor dimensionné est caractérisé par une déformation supérieure (deux fois ou plus) à tout les modèles rencontrés jusqu'à présent. Cette élongation excessive est due à la longueur importante des griffes (43,25 mm au lieu de 28~30 mm pour les autres modèles)

Dans le but d'éviter tout risque de contact entre le rotor et le stator, il est nécessaire de diminuer la longueur des griffes. Cependant, on se basant sur la déformation et l'entrefer du modèle T02 (Tableau A1-1), pouvant fonctionner jusqu'à 21600 tr/min sans frottement, la vitesse de rotation maximum autorisée pour notre rotor sans frottement est 12846 tr/min. Par conséquent, les essais peuvent être réalisés à une vitesse de rotation de 6000 tr/min en se basant sur le tableau A1-2.

Annexe C : Les Cycles de référence

C.1. Le Cycle NEDC :

Le cycle NEDC est composé, comme le montre la figure C.1, de quatre cycles urbain, sur une distance totale de 4073 m avec 16 freinages et d'un cycle extra urbain, sur une distance de 6955m avec deux freinages. La durée totale du cycle est 1180 secondes.

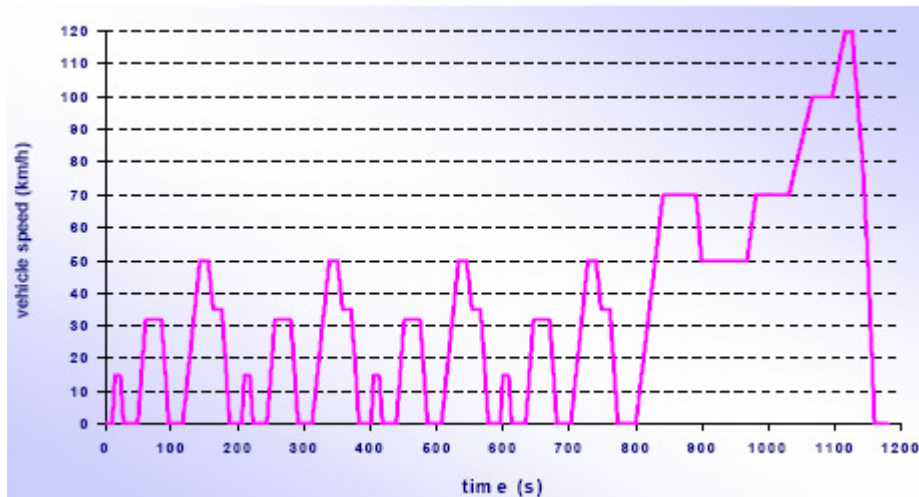


Fig. C.1 : Cycle NEDC

C.2. Le Cycle 10-15 modes :

Le cycle 10-15 est un cycle japonais proche du cycle NEDC, avec des vitesses moins importantes. Il couvre une distance de 5238 m en 650 secondes avec 12 freinages.

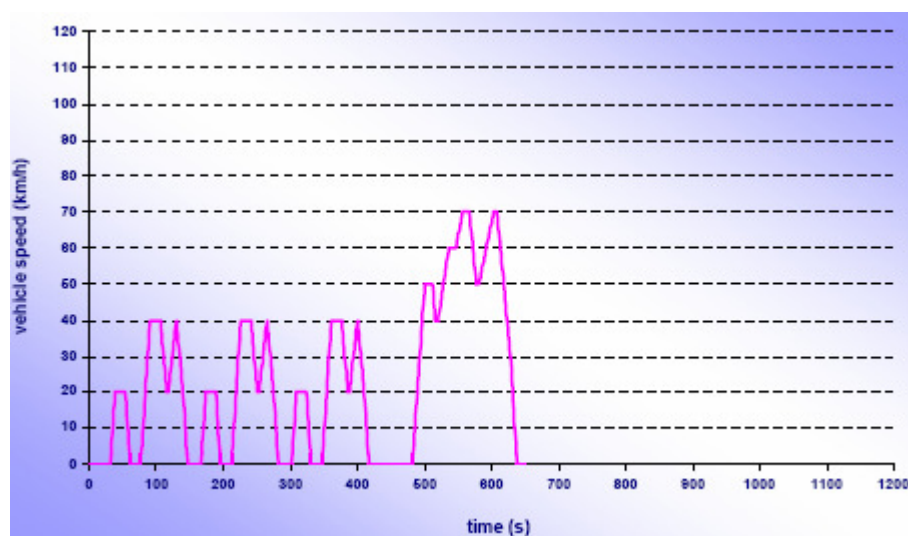


Fig. C.2 : Cycle 10-15

C.2. Le Cycle Hyzem urbain :

Le cycles Hyzem sont inspirés de véritables modes de conduite dans toute l'Europe. Par conséquent, ils constituent une meilleure représentation des conditions de conduite que les cycles normalisés européens. Les cycles Hyzem sont souvent utilisés, toute fois ils ne sont pas officiels. Ils sont en nombre de trois : un cycle urbain, un cycle extra-urbain et un cycle autoroutier. Les figures suivantes montres ces trois différents cycles.

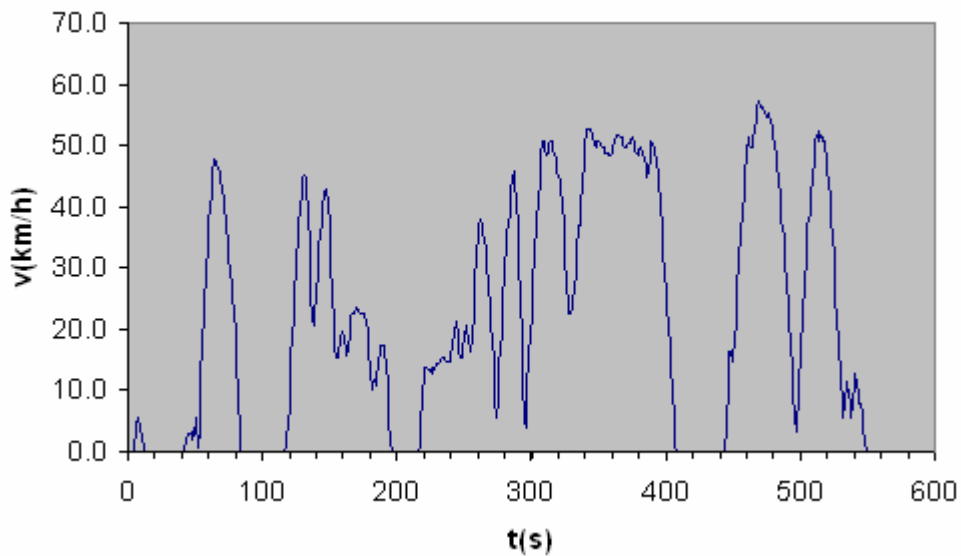


Fig. C.3: Cycle Hyzem Urbain

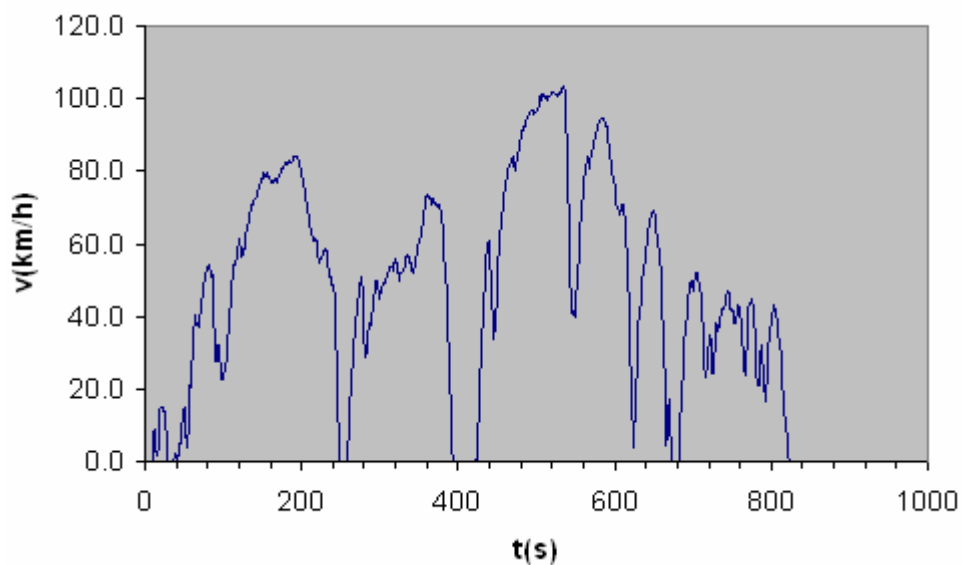


Fig. C.4 : Cycle Hyzem Extra-Urbain

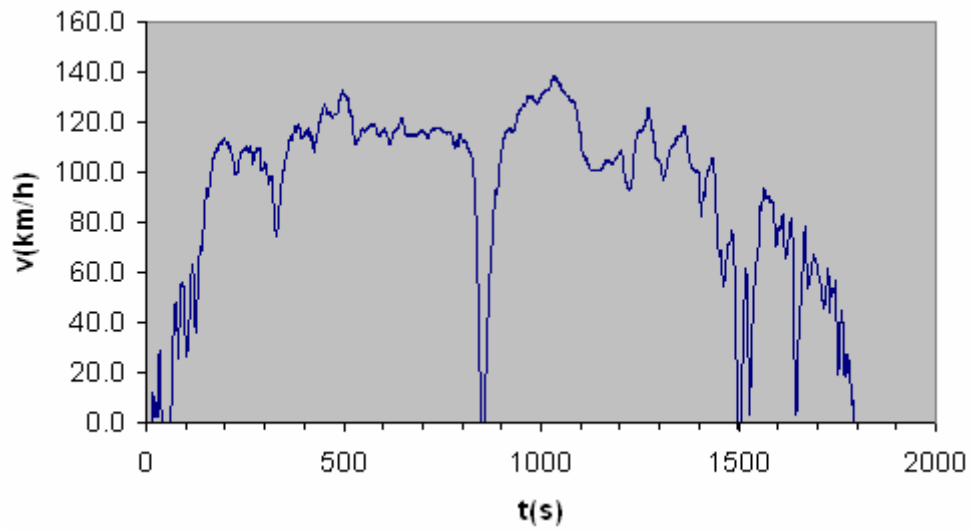


Fig. C.5 : Cycle Hyzem Autoroutier

Annexe D : Calcul des inductances L_d et L_q de la machine

Pour calculer les inductances d'axe d et d'axe q, nous alimentons les phases a, b et c du stator de manière à créer un flux d'axe d dans le premiers cas (axe d). Pour le deuxième cas (axe q), on fait tourner le rotor d'un angle 90° électrique, en laissant la même distribution des courants au stator, de manière à ce que le flux du stator soit en face de l'axe q du rotor [V].

Le calcul se fait par la méthode des éléments finis 2D. L'aimant est remplacé dans ce cas par de l'air et la bobine d'excitation du rotor n'est pas alimentée.

Inductance d'axe d:

On impose au stator un courant défini comme suit:

$$(I_{abc})^t = [I \quad -I/2 \quad I/2]$$

Pour le calcul de la perméance d'axe d, on place l'axe d du rotor face au flux venant du stator comme le montre la figure C.1. On fait varier le courant de 0 jusqu'à I_{max} .

L'inductance L_d est donnée pour chaque valeur de courant par la formule suivante :

$$L_d = \frac{\Phi a}{i_a}$$

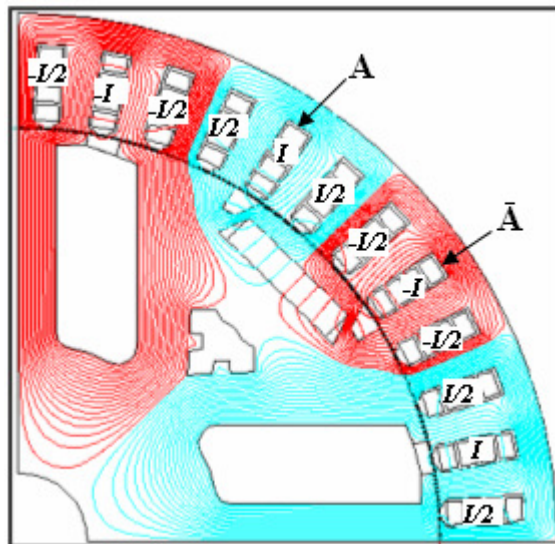


Figure C.1: Lignes de flux d'axe d

Inductance d'axe q:

Pour le calcul de la perméance d'axe q, on place cette fois-ci l'axe q du rotor face au flux venant du stator comme le montre la figure C.2.

L'inductance L_q est donnée pour chaque valeur de courant par la formule suivante :

$$L_q = \frac{\Phi a}{i_a}$$

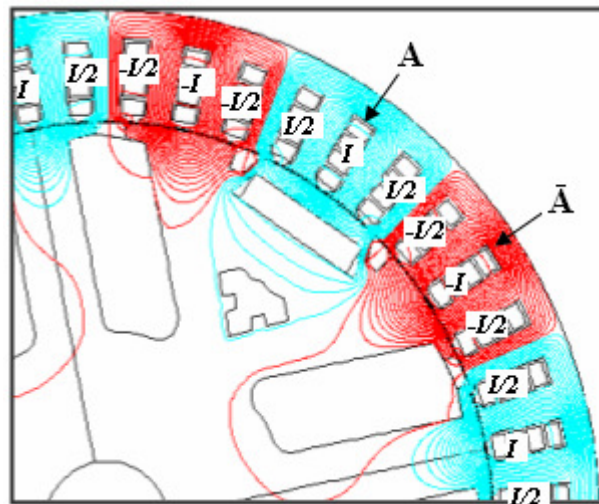


Figure C.2: Lignes de flux d'axe q

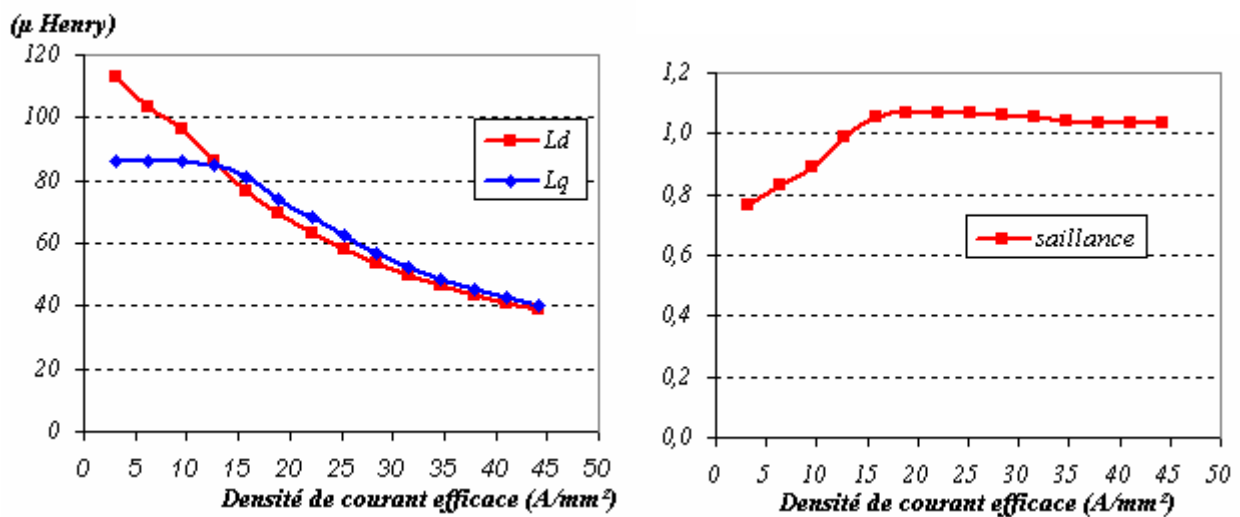


Figure C.3: Inductances L_d et L_q et la saillance en fonction de la densité de courant au stator

Les résultats montrent que pour la densité de courant considérée ($13,5 \text{ A/mm}^2$), les valeurs des inductances dans l'axe direct et dans l'axe en quadrature sont très proches. L'inductance d'axe direct est de $83,5 \text{ }\mu\text{Henry}$ et celle d'axe en quadrature est de $84 \text{ }\mu\text{Henry}$, ce qui donne une saillance de 1,005. Ces résultats sont obtenus avec une machine de 105mm de longueur active.

Résumé :

L'augmentation de la demande d'énergie à bord des véhicules et les besoins en machines de traction pour les véhicules hybrides incite à étudier d'autres structures de machines que l'alternateur à griffes. Ici, une structure à double excitation parallèle innovante a été étudiée pour le besoin alternateur. L'introduction des aimants apporte un surplus considérable de puissance, ceci a été mis en évidence en comparant cette structure à une machine à pôles saillants bobinés classique, la puissance a été carrément doublée. Le cahier des charges (3,2 kW) pour cette étude a été atteint sans difficultés. Le principe de double excitation choisi permet le contrôle du flux, et donc du débit avec un simple pont redresseur à diodes. L'étude théorique et expérimentale a montré l'efficacité de la désexcitation par le courant rotor et sans risque de démagnétisation des aimants. La comparaison expérimentale et à iso-encombrement avec une structure à griffes à aimants interpolaire montre la suprématie de cette dernière, en puissance grâce à sa bobine d'excitation globale permettant plus d'ampères tours, et en rendement en faibles puissances grâce à son défluxage total et local. Néanmoins, pour les fortes puissances, la machine à double excitation, de part sa structure bidimensionnelle, ayant moins de pertes fer, a plus de rendement. Une étude plus poussée pourra montrer le positionnement de cette structure pour les applications moteur dans les véhicules hybrides. Une petite comparaison de performances avec la machine à griffes a montré que cette dernière n'est pas automatiquement la meilleure.

Mots Clés : Machine à double excitation, machine à griffe, alternateur automobile, contrôle de flux, véhicules hybrides.

Abstract:

The increase of electrical power demand in vehicles and requirements for machines for hybrid vehicles encouraged to explore alternative structures of machines to the claw pole alternator. Here, an innovative structure with double parallel excitation has been studied for the alternator needs. The introduction of the magnets provides a huge increasing of power, it has been highlighted by comparing this structure to a conventional salient pole machine, the power has been squarely lined. The specification fixed (3.2 kW) for this study was achieved without difficulties. The double excitation chosen allows the flux weakening, and therefore the output control with a simple diode bridge rectifier. The experimental and theoretical study has shown the effectiveness of the flux control by rotor current and without any risk of demagnetization of magnets. The experimental comparison in the same dimensions with a claw pole structure with interpolar magnets shows the supremacy of this latest one. In output due to its global excitation coil allowing more ampere turns, and in efficiency for low power due to its total and local field weakening. However, for high power, the double excitation machine, with its two dimensional structure, has more efficiency due to its low iron loss. Further study may show a good positioning of this structure for engine applications in hybrid vehicles. A little comparison of performance with the claw pole machine showed that this one is not automatically better.

Keywords: Double excitation machine, claw pole machine, car alternator, flux control, hybrid vehicles.