HAL
open science

Conception et alimentation électronique des machines à réluctance variable à double saillance

Bernard Multon

To cite this version:

Bernard Multon. Conception et alimentation électronique des machines à réluctance variable à double saillance. Energie électrique. École normale supérieure de Cachan - ENS Cachan, 1994. tel-00447847

HAL Id: tel-00447847

https://theses.hal.science/tel-00447847

Submitted on 16 Jan 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.

RAPPORT DE SYNTHÈSE

présenté à

L'ÉCOLE NORMALE SUPÉRIEURE DE CACHAN

en vue d'obtenir

L'HABILITATION À DIRIGER DES RECHERCHES

Spécialité : ÉLECTROTECHNIQUE

par

Bernard MULTON

Ancien élève de l'École Normale Supérieure de Cachan
Agrégé de Génie Électrique
Docteur de Troisième Cycle

CONCEPTION ET ALIMENTATION ÉLECTRONIQUE DES MACHINES À RÉLUCTANCE VARIABLE À DOUBLE SAILLANCE

Soutenue le **17 mai 1994** devant le jury composé de Messieurs :

Christian RIOUX	*Président*
Marcel JUFER	*Rapporteur*
Jean-Marie KAUFFMANN	*Rapporteur*
Michel LAJOIE-MAZENC	*Rapporteur*
Charles SOL	*Examinateur*
Jean-Paul YONNET	*Examinateur*
Alain COTY	*Invité (société LPMI)*

LABORATOIRE D'ÉLECTRICITÉ SIGNAUX ET ROBOTIQUE (LÉSiR) URA CNRS D1375

ENS de Cachan
61, Avenue du Président Wilson 94235 CACHAN Cédex

PREMIÈRE PARTIE

pp. 1-20

1- CURRICULUM VITAE ..... pp. 3-4

2- RÉSUMÉ DES TRAVAUX DE RECHERCHE..... pp. 5-7

3- ENCADREMENT DE CHERCHEURS.....pp. 8-10

4- PARTICIPATION À DES CONTRATS INDUSTRIELS.....pp. 11-16

5- PUBLICATIONS.....pp. 17-20

DEUXIÈME PARTIE

BREF HISTORIQUE DES MACHINES ÉLECTROMAGNÉTIQUES ET PLUS PARTICULIÈREMENT DES MACHINES À RÉLUCTANCE VARIABLE

pp. 21-34

1- INTRODUCTION.....p. 23

2- GENÈSE DES MACHINES ÉLECTROMAGNÉTIQUES (XIXe siècle).....pp. 24-29

3- ÉVOLUTIONS DU XXe SIÈCLE.....pp. 29-31

4- LA RECHERCHE SUR LES MACHINES À RÉLUCTANCE VARIABLE AU LÉSiR.....p. 31

5- RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES DE L'HISTORIQUE.....pp. 32-34

TROISIÈME PARTIE

RAPPORT DE SYNTHÈSE
pp. 35-140

1- GÉNÉRALITÉS SUR LES ENTRAÎNEMENTS À BASE DE MACHINES À RÉLUCTANCE VARIABLE À DOUBLE SAILLANCE

1-1 INTRODUCTION (+ article [D2])....pp. 36-40

1-2 STRUCTURE ÉLECTROMAGNÉTIQUE....pp. 41-54
1-2-1 GÉNÉRALITÉS
1-2-2 VARIANTES ET AMÉLIORATIONS DE LA STRUCTURE DE BASE
1-3 STRUCTURES DE CONVERTISSEURS STATIQUES....pp. 55-60
(+ article [C6])

1.4- BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE D'INTRODUCTION....pp. 61-65

2- OPTIMISATION DE L'ALIMENTATION

2.1- OPTIMISATION DES FACTEURS DE DIMENSIONNEMENT DE L'ONDULEUR (+ articles [R1] et [C3])....pp. 67-72

2-2- ALIMENTATION EN CRÉNEAUX DE TENSION....pp. 73-77

2-3- MINIMISATION DES ONDULATIONS DE COUPLE....pp. 78-84
(+ article [C11])

2-4- ALIMENTATION AUTO-OSCILLANTE (+ article [C9])....pp. 85-86

2-5- CONCLUSION. PERSPECTIVES....pp. 87-88

2-6- BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 2....pp. 89-91

3- OPTIMISATION DE LA STRUCTURE ÉLECTROMAGNÉTIQUE

3.1- POSITION DU PROBLÈME (+ article [C8])....pp. 93-94

3.2- INFLUENCE DES PRINCIPAUX PARAMÈTRES GÉOMÉTRIQUES SUR LES CARACTÉRISTIQUES ÉLECTROMAGNÉTIQUES....pp. 95-96

3.3- OPTIMISATION POUR UNE ALIMENTATION À COUPLE MAXIMAL CONSTANT SUR TOUTE LA PLAGE DE RÉGLAGE....pp. 97-98
(+ article [R3])

3.4- PROCÉDURE DE CONCEPTION.....pp. 99-103

3.5- COMPARAISON AVEC LES MOTEURS À COMMUTATION ÉLECTRONIQUE CLASSIQUES (+ article [C14]).....pp. 103-112

3.6- CONCLUSION. PERSPECTIVES.....pp. 113-114

3.7- BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 3.....pp. 115-119

4- <u>CAPTEURS D'AUTOPILOTAGE</u>

4.1- INTRODUCTION.....pp. 121-122

4.2- CAPTEUR À RÉLUCTANCE VARIABLE (+ article [C7]).....pp. 122-126

4.3- CAPTEUR INDIRECT À RÉSONANCE (+ article [C12]).....pp. 127-132

4.4- CONCLUSION. PERSPECTIVES.....p. 133

4.5- BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 4.....pp. 135-136

5- <u>CONCLUSION GÉNÉRALE</u>.....pp. 137-140

ANNEXE

PRINCIPAUX SITES DE RECHERCHE TRAVAILLANT OU AYANT TRAVAILLÉ SUR LES MACHINES À RÉLUCTANCE VARIABLE SPÉCIALES OU À DOUBLE SAILLANCE

pp. 141-148

MODE D'EMPLOI DU MÉMOIRE

Dans la première partie, figurent les références des contrats, des thèses et autres stages ainsi que des articles qui sont cités, ensuite, dans le rapport de synthèse (les références sont données entre crochets et en caractères gras).

Le rapport de synthèse (troisième partie) est rédigé pour que les publications incluses puissent être lues dans la continuité ou passées. Il est toutefois conseillé au lecteur, non habitué aux machines à réluctance à double saillance, de lire la première publication incluse **[D2]**. Pour faciliter la lecture, ces publications sont reproduites sur un papier de couleur. Une bibliographie spécifique est reportée à la fin de chaque chapitre sur un papier de couleur différente pour faciliter l'accès aux références citées dans le texte.

REMERCIEMENTS

Je souhaite en tout premier lieu assurer de l'expression de ma gratitude Monsieur Charles SOL, directeur et fondateur du LÉSiR, qui a su me donner des conditions optimales de travail et m'encourager, avec l'efficacité et la gentillesse qui le caractérisent, des débuts de ma thèse de troisième cycle à l'aboutissement de cette habilitation.

Que Messieurs Marcel JUFER, professeur à l'École Polytechnique Fédérale de Lausanne, Jean-Marie KAUFFMANN, professeur à l'IUT de Belfort et Michel LAJOIE-MAZENC, professeur à l'ENSEEIHT de Toulouse sachent que je suis sensible à l'honneur qu'ils me font d'être rapporteurs de ces travaux.

Je tiens également à adresser mes remerciements, pour leur participation au jury de cette habilitation, à Messieurs :

- Christian RIOUX, professeur à l'Université Paris VI qui, par son rayonnement, a su me communiquer son enthousiasme pour l'électrotechnique et qui est, en partie, à l'origine de mes recherches ;
- Jean-Paul YONNET, Directeur de Recherche au CNRS au LEG de Grenoble ;
- Alain COTY, Directeur Général de la société LPMI, qui, en acceptant un rôle de pionnier industriel, a largement contribué à l'épanouissement de l'équipe «Machines à Réluctance».

Les travaux présentés dans ce mémoire sont le fruit d'un véritable travail d'équipe. Je remercie bien sincèrement tous les chercheurs avec lesquels j'ai eu l'occasion de travailler directement, qu'ils soient professeurs ou stagiaires de DEA, pour leur contribution à ces recherches ou pour nos discussions, mais aussi pour leur amitié :
Sylvain ALLANO, Abdel Hamid BEN AHMED, Eric BERTONCINI, Dominique BONOT, Patrick BOURGES, Hélène CAILLEUX, François CAMUS, David CARTON, Gilles DELAITRE, Alain DIEUDONNÉ, Jean-Yves LE CHENADEC, Pierre-François DESESQUELLES, Damien FLIELLER, Mohamed GABSI, Marc GEOFFROY, Christian GLAIZE, Sami HASSINE, Emmanuel HOANG, Jean-Michel HUBÉ, Michael KLAGES, Philippe LAURENT, Bruno LE PIOUFLE, Jean LUCIDARME, Jean-François MANCEAU, Jean-Claude MOUCHOUX, Gilbert PRADEL, Laurent PRÉVOND, Rafael VIVES-FOS, Jean-Pierre ZAGAR. J'aurais souhaité assurer chacun en particulier de ma reconnaissance mais ces quelques pages n'auraient pas suffi...

J'ai aussi beaucoup apprécié les nombreux échanges scientifiques et amicaux avec les membres des autres équipes ainsi qu'avec quelques personnes extérieures au laboratoire. Je ne

puis malheureusement tous les citer ; je remercierai, notamment, François COSTA, François FOREST, Juan GONZALES, Eric LABOURÉ, Stéphane LEFEBVRE, Jean-Paul LOUIS, Jean-François RIALLAND, Jean-Marie PETER.

Je ne voudrais pas oublier les différentes entreprises qui ont apporté l'indispensable tonalité industrielle à nos recherches. J'exprime ainsi ma reconnaissance à M. DESSOUDE, E. LAJOIE-MAZENC et J. MAIRE (Direction des Études et Recherche d'EDF), A. COTY, G. COTY, M. LHOMME, G. LAMARTINE et X. LE PIVERT (LPMI), R. BRESSON, N. DUPIELET, T. GENIN et J. GIRAUD (SIMU), J.F. MAESTRE, J.C. MATT et A. RÉGIS (GEC-Alsthom PARVEX), C. BERGMANN et C. COUÉTOUX (VALEO), G. ARNAUD, M. ASSOULINE, A. DECICCO et C. JACQUES (AUXILEC), G. DAUGE et M. GUINET (MOULINEX), C. ESTEVENON, A. SARRAILH et P. SEGA (SAGEM).

Si j'ai pu découvrir l'électrotechnique et en apprécier le caractère dynamique, innovateur et passionnant, c'est grâce aussi à ses enseignants souvent brillants qui, du lycée à l'ENS, ont su me transmettre leurs connaissances et leur enthousiasme. Pour le goût de cette matière et de l'enseignement qu'ils m'ont transmis, j'adresse mes vifs remerciements, en particulier à Messieurs Jean FILIPINI (Épinal), Jacques LAROCHE (Vesoul), Michel LAVABRE (Cachan) et Claude TOUSSAINT (Cachan).

Je n'oublie pas non plus les indispensables techniciens et ingénieurs et leur sais gré de leur participation attentionnée aux nombreuses réalisations, plus particulièrement mécaniques, des bancs d'essais, Jean PARATGE, Michel LÉCRIVAIN, Jean-Claude FAUGIÈRES, Dominique BACK, Dominique BOULET, Marie-Line ELLAPIN, Jean-Marie DÉSAGULIER, Daniel MACÉ. Qu'ils soient chaleureusement remerciés.

Merci également à nos "administratifs" pour leur travail et pour la bonne humeur qu'ils contribuent à faire régner au laboratoire : Geneviève DESESQUELLES, Catherine FORESTIER, Micheline LAMBERT et Daniel LEBELY.

Que Pascal FERROLI, mon fidèle relecteur et correcteur, soit remercié pour son travail de fourmi et, s'il reste des fautes, qu'il sache qu'elles sont sûrement dues à des retouches postérieures à sa relecture ! Pour la reprographie, je remercie Madame CHASSAGNE et Monsieur RAFFO de l'ENS.

Enfin, pour leur bienveillance à l'égard de l'ordinateur qui m'a rendu souvent indisponible à la maison ou en vacances..., j'adresse mes tendres remerciements à ma femme et à mes trois filles.

PREMIÈRE PARTIE

1- CURRICULUM VITAE

2- RÉSUMÉ DES TRAVAUX DE RECHERCHE

3- ENCADREMENT DE CHERCHEURS

4- PARTICIPATION À DES CONTRATS INDUSTRIELS

5- PUBLICATIONS

1- CURRICULUM VITAE

NOTICE INDIVIDUELLE

Nom	:	MULTON
Prénoms	:	Bernard, François, Albert
Date et lieu de naissance	:	8 juillet 1960 à VESOUL (Haute-Saône 70)
Nationalité	:	Française
Situation de famille	:	Marié, 3 enfants

Fonction	:	Maître de Conférences 1ère classe
Etablissement	:	École Normale Supérieure de CACHAN 61, Avenue du Président Wilson 94 235 CACHAN
Laboratoire	:	LÉSiR, URA CNRS D1375 ENS de Cachan tel. (16-1) 47 40 24 67 (Sec. C. Forestier) 21 11 (B. Multon)

TITRES UNIVERSITAIRES ET SCOLARITÉ

- **Licence de Génie Électrique** (Paris XI, ENSET) juin 1980 (C1, math-physique : mention TB, C2, génie électrique : mention AB)
- **Maîtrise de Génie Électrique** (Paris XI, ENSET) juin 1981 (mention B)
- **Agrégation de Génie Électrique** juin 1982 (classement : premier)
- **Thèse de troisième cycle** soutenue le 2 juillet 1985 à l'ENS de Cachan sous la direction de C. GLAIZE,

titre : "*Contribution à l'optimisation des ensembles convertisseurs-machines à réluctance variable. Minimisation du facteur de dimensionnement*"
Jury : C. RIOUX, C. GLAIZE, C. GOELDEL, J. FAUCHER.

Diplômes et qualifications

- Bac F3 obtenu en juin 1977 (Lycée Polyvalent É. Belin, VESOUL)
- BTS Électrotechnique obtenu en juin 1979 (Lycée Technique d'État, ÉPINAL)

Activités depuis 1979

- Juillet 1979 : Admission au **concours d'entrée à l'ENSET** de Cachan
- Septembre 1979 à juin 1982 : **scolarité à l'ENSET** (3 premières années)
- Août 1982 à juillet 1983 : **Service National**
- Septembre 1983 à juillet 1985 : 4ème et 5ème années à l'ENS de Cachan, **préparation de la thèse de troisième cycle** (au LÉSiR)

ACTIVITÉS PROFESSIONNELLES

Activités d'enseignement

- Septembre 1985 à juillet 1988 : emploi de **Professeur Agrégé à l'Université de Paris-Sud** (Centre d'Orsay) au DEUST EMI (Diplôme d'Études Universitaires Scientifiques et Techniques en Micro-et Informatique et Électronique). Mise en place et responsabilité de la totalité de l'enseignement d'électronique (cours, TD, TP) de deuxième année (environ 200 heures cours/TD et 192 heures TP annuelles);

- Depuis septembre 1988 : emploi de **Maître de Conférences à l'ENS de Cachan**

Cours, TP et préparation aux leçons et montages en électronique de puissance (**polycopié** : composants passifs) et machines électriques en vitesse variable (**polycopié** : les machines synchrones autopilotées) en troisième année (préparation à l'agrégation) de la section de Génie Electrique à l'ENS.

Cours du DEA d'électrotechnique de Paris VI, Paris XI : "Nouveaux composants de l'électronique de puissance" (depuis 1988, **polycopié**), "Conception des machines électriques et association convertisseurs-machines".

Cours et préparation aux leçons d'électronique de puissance en troisième année (préparation à l'agrégation) de la section de Physique Appliquée à l'ENS.

Activités de recherche

- Thèse au LÉSiR de 1983 à 1985.
- Encadrement et responsabilité de projets sous contrats industriels, dans le cadre de la formation des étudiants du DEUST EMI de 1985 à 1988 (dépôts de brevet, pas de publications scientifiques).
- "Démarrage" au LÉSiR, en 1988, d'une activité de conception de machines à réluctance variable à double saillance. Travaux de recherche sous contrats industriels, encadrements de recherche, publications et brevets. Dans ce contexte, nous avons conçu plusieurs machines à réluctance variable dont les puissances s'échelonnent d'une dizaine de watts à 27 kW, ainsi que leurs convertisseurs statiques. Nous avons aussi réalisé les bancs d'essais en collaboration avec Michel LÉCRIVAIN du CNAM et Jean PARATGE du LÉSiR. Le détail de ces activités est décrit dans les chapitres suivants de cette première partie.
- Depuis 1990, collaboration aux travaux de Jean LUCIDARME à la conception d'actionneurs spéciaux à réluctance variable et hybrides, linéaires et tournants.

Activités annexes d'enseignement et de formation professionnelle

Encadrement de projets au CFPET de Cachan (devenu IUFM) en électrotechnique (environ 150 h par an) de 1987/88 à 1991/92 ; en particulier, réalisation de maquettes pédagogiques utilisées en enseignement de préparation à l'agrégation (ENS) : "machine synchrone autopilotée" et "étude de la commutation des transistors MOS et IGBT".

- Travaux dirigés et pratiques en électronique analogique en troisième année à l'ÉSIÉÉ (École Supérieure d'Ingénieurs en Électronique et en Électrotechnique) (environ 30 h en 1986/87).
- École d'été d'électronique de puissance (cours et TP) à l'ENS de Cachan en juillet 84.
- Stage de formation d'Ingénieurs ALCATEL, "Dimensionnement des alimentations à découpage", en collaboration avec F. COSTA et F. FOREST.

Autres responsabilités professionnelles

- membre des commissions de spécialiste de recrutement en 63ème et 61ème sections à l'Université Technologique de Compiègne, à l'Université Paris 11 (Orsay) et à l'ENS de Cachan.
- membre du bureau national du Club 13 (électrotechnique) de la Société des Électriciens et Électroniciens (SEE) depuis début 1993.
- membre du jury du CAPET externe de Génie Électrique option Energie (sessions de 1989 à 1993).
- organisateur du cycle de séminaires de recherche du LÉSiR depuis 1989-90.

2- RÉSUMÉ DES TRAVAUX DE RECHERCHE

2.1- 1983-1985 : THÈSE DE TROISIÈME CYCLE

Mes travaux de recherche ont commencé, en 1983 au LÉSiR et en collaboration avec le laboratoire d'électrotechnique d'Orsay, sous la direction de Christian GLAIZE, par un travail sur l'optimisation des machines à réluctance variable. La soutenance de ma thèse s'est déroulée le 5 juillet 1985. Cette thèse avait pour objet la recherche des formes optimales de courant d'alimentation qui permettaient de minimiser la "puissance apparente silicium" du convertisseur statique des machines à réluctance. Une étude théorique, prenant en compte les spécificités (saturation magnétique et formes d'onde de perméance non sinusoïdales) ainsi que la diversité de caractéristiques de ces machines, me conduisit à découvrir que, pour tirer le meilleur parti de l'onduleur, il fallait alimenter chaque phase par des créneaux de tension (pleine onde) et des courants unidirectionnels. Je recherchai alors les limites théoriques des facteurs de dimensionnement des onduleurs, par analogie avec le facteur de puissance des moteurs à courant alternatif alimentés par le réseau. Je montrai que des valeurs de facteur de dimensionnement équivalentes à celles des moteurs classiques synchrones et asynchrones pouvaient aisément être obtenues, à condition que le moteur présente certaines caractéristiques électromagnétiques favorables. La plus importante d'entre elles, comme on pouvait le prévoir, était l'amplitude de la variation d'inductance ou encore le rapport des valeurs maximale à minimale de cette même inductance. J'analysai, en particulier, les conséquences sur l'ondulation du couple. Enfin, une réalisation expérimentale me permit de confirmer ces travaux sur un moteur de quelques centaines de watts. Je testai, en outre, un régime excité (polarisation en courant continu du circuit magnétique) qui se révéla particulièrement intéressant, toujours en termes de puissance silicium.

2.2- 1985-1988 : EMPLOI DE PROFESSEUR AGRÉGÉ AVEC ENCADREMENT DE PROJETS SOUS CONTRATS INDUSTRIELS

A l'issue de cette thèse, j'ai occupé pendant trois ans les fonctions de professeur agrégé à l'Université de Paris XI, au centre d'Orsay. Mon travail a consisté à "mettre en route" un DEUST (Diplôme d'Études Universitaires Scientifiques et Technologiques) en Électronique et Micro-Informatique (EMI). Le responsable de la formation était Bernard GEOFFRION. Nous étions alors les deux seuls enseignants permanents. C'était avec l'aide d'un technicien que nous faisions fonctionner cette nouvelle formation de premier cycle d'une durée de deux ans. Je devais alors assumer une charge importante d'enseignement, car il me fallait assurer seul les cours, travaux dirigés et travaux pratiques du programme d'électronique de deuxième année.

En outre, et c'est le propos de ce mémoire d'habilitation, nous avons réalisé, avec les étudiants, plusieurs projets sous contrats industriels. Ceux-ci, par leur caractère novateur, ont conduit à deux dépôts de brevet et à des réalisations intéressantes (certains les placeront peut-être dans le domaine du développement et d'autres dans celui de la recherche appliquée...). Puisque le domaine des travaux présentés ici est l'électrotechnique (au sens propre du terme : traitement de l'énergie électrique), je décrirai brièvement trois projets électrotechniques.

Un variateur de vitesse économique pour moteur asynchrone de quelques centaines de watts a été réalisé pour la société 2ME à Vendôme. Il a fait l'objet d'un dépôt de brevet portant essentiellement sur la loi de commande. Cette dernière permet d'éviter de faire commuter les semi-conducteurs de l'onduleur à haute fréquence, et présente l'avantage de réduire sensiblement la pollution électromagnétique ainsi que le coût des fonctions interrupteur.

Enfin, ont été conçus deux générateurs de test pour parafoudres utilisés pour la protection des circuits électroniques, notamment dans les télécommunications. La société

Citel (fabricante de parafoudres à Issy-les-Moulineaux) avait commandé ces études afin de réaliser de nouveaux tests dynamiques (à dv/dt imposé) et de remplacer un appareil de tests quasi statiques existant mais présentant un fort taux de défaillance. Le premier générateur devait fournir des rampes de tension d'amplitude réglable de 100 à 1200 V avec un gradient de 1000 V/µs réglable autour de cette valeur. Deux prototypes ont été réalisés, le premier à base de deux transistors MOS en série, le second à base de deux transistors bipolaires en série aussi. Cette dernière solution a été retenue en raison de sa meilleure tenue aux cycles thermiques qui était la principale cause de vieillissement dans cette application. Le générateur quasi statique devait lui aussi fournir des rampes de 0 à 1200 V mais à la faible vitesse de 2000 V/s ; c'est également une solution à deux transistors bipolaires en série qui a été retenue. Le principe consiste à charger un condensateur par impulsions de courant à fréquence fixe et à rapport cyclique réglable permettant d'ajuster la pente.

Ces trois années passées au DEUST EMI à Orsay ont constitué ma première expérience d'enseignement en "grandeur nature", mais aussi mes premiers contacts avec les réalités du monde industriel. Nous avons déposé deux brevets d'invention [B1, B2] lors de ces travaux.

2.3- DEPUIS 1988 : TRAVAUX DE RECHERCHE AU LÉSiR, URA CNRS D1375

En 1988, nommé sur un poste de maître de conférences à l'ENS de Cachan, mes fonctions d'enseignement furent principalement centrées sur l'année de préparation à l'agrégation de Génie Électrique dans les domaines de l'électronique de puissance et de l'alimentation des machines électriques par convertisseur statique. Quant à mes activités de recherche, elles se trouvèrent, selon mes souhaits, orientées vers la conception des moteurs à réluctance variable. Je désirais en effet pratiquer ce "sport très complet" de l'électrotechnique qu'est la conception des actionneurs électriques. Il me sembla logique de commencer par travailler sur les moteurs à réluctance variable à double saillance pour les raisons suivantes. La première est la transmission d'une culture locale : l'équipe de recherche du Laboratoire d'Électrotechnique d'Orsay, animée en particulier par Christian RIOUX et Jean LUCIDARME, avait éveillé en moi un goût certain pour ces machines spéciales. La seconde raison est liée à mes travaux de thèse, portant sur l'optimisation des alimentations de ces machines par convertisseur statique, et à l'issue desquels j'ai acquis la conviction qu'il est possible de faire fonctionner les moteurs à réluctance sans gaspillage de silicium. Enfin, la publication des travaux des équipes de recherche du Royaume-Uni (Universités de Leeds et Nottingham) sur les moteurs à réluctance à double saillance (Switched Reluctance Motors) m'ont incité à prendre cette direction. Ainsi que le prônaient les chercheurs de ces universités, ces moteurs, associés à leur convertisseur statique, me semblaient bénéficier de qualités de simplicité, d'économie et de robustesse exceptionnelles. Les conditions d'un bon départ dans la conception des machines électriques me semblaient donc réunies. Il restait à trouver des idées de thèmes de recherche, des industriels pour imposer des contraintes –qui, me semble-t-il, sont souvent fructueuses– et enfin des collaborateurs sans lesquels je n'aurais pas avancé bien vite. Mais, quand on se lance dans une nouvelle aventure –la conception des machines électriques en était une pour moi– il faut passer par quelques étapes de découvertes du genre "invention de l'eau tiède" : c'est ce que je fis probablement la première année et moins fréquemment les suivantes. Je commençai par me poser le problème du dimensionnement d'un moteur électrique sur un cahier des charges proposé par la direction des études avancées de Valéo, à partir de presque rien, c'était du moins mon impression. En réalité, j'avais eu auparavant la chance d'avoir quelques bons enseignants dans ce domaine, en particulier, Messieurs Claude TOUSSAINT et Michel LAVABRE à l'ENS. Quelques ouvrages de qualité

comme les livres de Messieurs LIWSCHITZ et JUFER et les cours polycopiés de Monsieur Christian RIOUX m'ont beaucoup apporté. Ensuite, Monsieur Charles SOL, avec ce "savoir-faire" et cette intuition qui font encore mon admiration aujourd'hui, m'a mis en contact avec de très bons collaborateurs et chercheurs ; il a su également trouver les contacts industriels nécessaires. La mayonnaise prit ainsi plus rapidement !

Au cours de ces dernières années de travail (1988 à 1993), j'ai collaboré partiellement au projet de Sylvain ALLANO et de Rafael VIVES-FOS sur la conception de moteurs électriques pour l'usinage à très grande vitesse (moteur synchrone à réluctance) et participé plus largement aux travaux coordonnés par Jean LUCIDARME sur la conception et l'alimentation de nombreux actionneurs spéciaux à réluctance variable et hybrides. Même si ce ne fut pas toujours de tout repos, ce fut un grand plaisir pour moi de côtoyer quotidiennement un chercheur à l'esprit si inventif ! Les résultats de notre collaboration, en association avec tous les chercheurs de son groupe, ont été bien souvent enthousiasmants. Cette partie de mes activités de recherche a beaucoup élargi ma vision des machines électriques et m'a permis de croire qu'il reste encore un immense travail à réaliser dans le domaine des moteurs électromagnétiques. Ces travaux ne sont pas exposés dans le présent mémoire qui n'est consacré qu'aux machines à réluctance variable à double saillance. Ces dernières lignes ont eu simplement pour but de montrer que je ne me suis pas exclusivement intéressé aux MRV et que je n'en suis pas un défenseur acharné ; je pense seulement que, sous l'effet de la sélection naturelle (électrotechnique bien sûr !), elles peuvent occuper quelques niches dans le monde des moteurs électriques.

3- ENCADREMENT DE TRAVAUX DE RECHERCHE

Les chercheurs que j'ai encadrés et qui ont contribué à ces travaux ou aux travaux effectués en collaboration avec Jean Lucidarme sont cités dans la liste suivante :

DEA D'ÉLECTROTECHNIQUE DE PARIS VI, stages effectués au LÉSiR :

-**DEA 1** Jean-Yves LE CHENADEC, septembre 1988 à juin 1989
"Étude d'une commande entièrement numérique d'un pont à thyristors fonctionnant à fréquence variable".

-**DEA 2** Jean-Michel HUBÉ, septembre 1989 à juin 1990
"Étude et réalisation d'un onduleur destiné à l'alimentation d'une machine à réluctance variable autopilotée en courant et de l'électronique de réglage".

-**DEA 3** Emmanuel HOANG, septembre 1990 à juin 1991
"Contribution à la conception d'un moteur à réluctance d'entraînement de broche et de son convertisseur statique".

-**DEA 4** Philippe LAURENT, septembre 1991 à juin 1992 (co-encadrement à 50% avec M. GABSI)
"Autopilotage d'une machine à réluctance variable à l'aide d'un capteur de position indirect".

-**DEA 5** Patrick BOURGES, septembre 1992 à juin 1993
"Étude et mise en œuvre d'un capteur d'autopilotage à réluctance variable".

-**DEA 6** François CAMUS, septembre 1992 à juin 1993
"Conception d'un moteur à réluctance variable à double saillance pour la traction automobile".

-**DEA 7** Jean-Pierre ZAGAR, septembre 1992 à juin 1993 (co-encadrement à 80% avec F. FOREST)
"Réalisation d'un onduleur 200 V-400 A pour l'alimentation d'un moteur à réluctance variable pour la traction automobile".

DIPLÔMES D'INGÉNIEUR

-**CNAM 1** Dominique BONOT, mémoire d'ingénieur CNAM, 26 septembre 1990
"Étude du dimensionnement d'une machine à réluctance variable autopilotée".

-**CNAM 2** Alain DIEUDONNÉ, mémoire d'ingénieur CNAM, 16 décembre 1991, (co-encadrement à 30% avec P.F. DESESQUELLES et J. LUCIDARME)
"Étude et expérimentation de divers actionneurs linéaires".

-**CNAM 3** Laurent PRÉVOND, mémoire d'ingénieur CNAM, 24 septembre 1992, (co-encadrement à 50% avec J. LUCIDARME)
"Étude et expérimentation d'un actionneur linéaire à commutation de flux et de sa commande d'autopilotage".

-**CNAM 4** Jean-Claude MOUCHOUX, mémoire d'ingénieur CNAM, à soutenir en septembre 1994, (co-encadrement à 50% avec Jean-Yves LE CHENADEC)
"Etude et réalisation de l'alimentation électronique d'un moteur à réluctance variable pour un véhicule électrique. Expérimentation du moteur".

-**ING 1** Michael KLAGES, mémoire de stage d'ingénieur de l'Université de Braunschweig effectué dans le cadre d'un programme ERASMUS (co-encadrement à 50% avec M. GABSI), avril à août 1991,
"Réalisation de l'alimentation d'un moteur à réluctance variable de faible puissance".

THÈSES

THÈSES SOUTENUES

-**TH 1** Sami HASSINE, PARIS XI - E.N.S. de CACHAN, soutenue le 30 janvier 1992
"Optimisation des paramètres de commande en tension des machines à réluctance variable autopilotées en régime permanent".

-**TH 2** Jean-Yves LE CHENADEC, E.N.S. de CACHAN, soutenue le 28 avril 1993
"Minimisation de l'ondulation du couple des machines à réluctance variable à double saillance. Influence des caractéristiques de la machine et des limites de l'onduleur".

-**TH 3** Marc GEOFFROY, PARIS XI - E.N.S. de CACHAN, soutenue le 27 janvier 1993 (co-encadrement à 50% avec P.F. DESESQUELLES)
"Étude de l'influence des paramètres géométriques du circuit magnétique sur les formes d'onde de perméance et de couple des machines cylindriques à réluctance variable à double saillance".

THÈSES À SOUTENIR

-**TH 4** Hélène CAILLEUX, E.N.S. de CACHAN, depuis fin 1991, à soutenir en 1994 (co-encadrement à 30% avec B. LE PIOUFLE)
"Commande non-linéaire en couple d'une machine à réluctance variable à double saillance".

-**TH 5** Emmanuel HOANG, E.N.S. de CACHAN, depuis septembre 1991, à soutenir en 1994 (co-encadrement à 50% avec M. GABSI)
"Prédétermination et mesures des pertes magnétiques des moteurs à réluctance variable à double saillance alimentés en créneaux de tension".

-**TH 6** Philippe LAURENT, E.N.S. de CACHAN, depuis septembre 1992, à soutenir en 1994-95 (co-encadrement à 50% avec M. GABSI)
"Étude et mise en œuvre d'un mode d'alimentation auto-oscillant et de nouvelles méthodes d'autopilotage par capteur indirect pour moteurs à réluctance variable à double saillance".

-**TH 7** Damien FLIELLER, E.N.S. de CACHAN, depuis septembre 1992, à soutenir en 1994-95 (co-encadrement à 30% avec J.P. LOUIS)
"Recherche et implantation de commande optimale pour moteurs à réluctance variable à double saillance".

-**TH 8** François CAMUS, E.N.S. de CACHAN, depuis septembre 1993, à soutenir en 1996 (co-encadrement à 50% avec M. GABSI)
"Étude des causes du bruit acoustique des machines à réluctance variable à double saillance et recherche de possibilités de réduction".

-**TH 9** Heidi YAHIA, ENI de MONASTIR, Tunisie, depuis décembre 1992 (co-encadrement à 50% avec M. HASSINE)
"Principe et étude des possibilités intrinsèques de fonctionnement à puissance maximale constante des machines à réluctance variable à double saillance alimentées en créneaux de tension".

-**TH 10** Patrick BOURGES, E.N.S. de CACHAN, depuis septembre 1993, à soutenir en 1996 (co-encadrement à 50% avec M. GABSI)
"Réduction du coût des machines à réluctance variable à commutation électronique : étude, mise en oeuvre et optimisation d'un collecteur hybride, capteurs spéciaux d'autopilotage".

4- PARTICIPATION À DES CONTRATS INDUSTRIELS

Voici la liste des contrats de recherche dont j'ai eu la responsabilité ou auxquels j'ai participé ainsi que le nom des responsables du LÉSiR, des chercheurs et des contractants.

CONTRATS REMPLIS

-CTR 1 CONTRAT EDF DER n°M171F1446, décembre 1989 à décembre 1991 (financement EDF)
Avec les groupes électronique de puissance (Éric LAJOIE-MAZENC) et machines tournantes (Maxime DESSOUDE). Chercheurs impliqués : Sami HASSINE, Jean-Yves LE CHENADEC. Responsables LÉSiR : Charles SOL et Bernard MULTON.
"Commande des machines à réluctance variable en créneaux de tension et en courant optimisé"

Les travaux sont divisés en deux parties indépendantes : l'une concernant l'étude de la commande en créneaux de tension, l'autre consacrée à l'étude de la commande à ondulation minimale du couple instantané. Un banc d'essai de 4 kW à 3000 tr/mn a été réalisé. Il comprend un moteur Oulton de type 8/6 (4 phases) accouplé à un moteur à collecteur à aimants, un codeur de position optique incrémental ainsi qu'un couplemètre tournant à large bande passante. Les onduleurs d'alimentation et les circuits de commande ont été entièrement réalisés par les chercheurs concernés. Le convertisseur est constitué de 4 demi-ponts asymétriques, à base d'IGBT, capables de commuter 15 A sous 300 V à 16 kHz. Deux systèmes de commande ont été conçus, le premier pour la commande en créneaux de tension, le second pour la commande à couple constant. Ce dernier a été réalisé autour d'une carte à partir d'un processeur numérique de signal Motorola DSP 56001.
Deux rapports ont été rédigés :

B. MULTON, J.Y. LE CHENADEC, S. HASSINE
"Commande des machines à réluctance variable en créneaux de tension"
Rapport intermédiaire de travail, LÉSiR, novembre 1990.

J.Y. LE CHENADEC, S. HASSINE, B. MULTON
"Commande des machines à réluctance variable en créneaux de tension, en courant optimisé".
Rapport final de travail, LÉSiR, décembre 1991.
(Contrat E.D.F. n°M171F1446 décembre 1989 à décembre 1991)

le rapport final incluait les thèses des deux chercheurs cités.

-CTR 2 CONTRAT Société LPMI (78 Chanteloup-les-Vignes) de janvier 1990 à juillet 1991 (financement LPMI)
Responsable LPMI : Alain COTY. Chercheurs LÉSiR impliqués : Dominique BONOT, Jean-Michel HUBÉ. Responsable LÉSiR : B. MULTON.
"Réalisation d'un moteur à réluctance variable pour une application aéronautique ou spatiale"

L'étude consistait à concevoir un moteur à réluctance variable (en l'occurrence, le premier au LÉSiR) d'un couple de 0,2 N.m à 3000 tr/mn. En fait, grâce à un très faible entrefer, un couple de 0,5 N.m a été obtenu à basse vitesse, et une puissance de 200 W a été atteinte à 5000 tr/mn. La conception du moteur de type 6/4 (3 phases) a été menée par

Dominique Bonot, dans le cadre de son mémoire CNAM, et la réalisation du convertisseur, à base de transistors MOS (tension d'alimentation 18 à 32 V), par Jean-Michel Hubé dans le cadre de son DEA et au cours d'un stage d'un an consécutif à son DEA. Un banc d'essai du moteur a été construit. Les rapports de mémoire CNAM et de DEA ont constitué les rapports d'étude. Les principaux travaux de recherche ont consisté en une étude paramétrique du dimensionnement des moteurs à réluctance variable à double saillance. Prenant conscience, d'une part, des limites du capteur optique de position utilisé (limites en température et environnement hostile) et, d'autre part, du coût prohibitif des resolvers, nous avons imaginé un capteur de position à réluctance variable constitué des tôles du moteur lui-même. Ce capteur a fait l'objet d'un dépôt sous pli cacheté puis, ultérieurement, un brevet a été déposé lorsque l'industriel concerné a été intéressé par son exploitation.

-CTR 3 <u>CONTRAT Société GEC-ALSTHOM PARVEX (21 Dijon) d'octobre 1990 à juillet 1993 (financement Ministère de la Recherche et de la Technologie)</u>

Responsables PARVEX : Messieurs RÉGIS, MAESTRE et MATT. Chercheurs impliqués au LÉSiR : Emmanuel HOANG, Bernard MULTON, Jean-François MANCEAU, Rafael VIVES-FOS. Responsable : Sylvain ALLANO.

"Réalisation d'un moteur à réluctance variable d'entraînement de broche de machine-outil"

Sur un cahier des charges constitué par la société PARVEX et dans l'optique d'aller vers la construction de moteurs de broches pour l'usinage à très grande vitesse, nous avons dimensionné, puis conçu, un moteur à réluctance variable à double saillance de type 6/8 (3 phases), ainsi que son onduleur (stage de DEA E. Hoang) et sa commande micro-programmée (stage de DEA Eyoum Epoh). Son couple est de 8 N.m à basse vitesse et jusqu'à 3000 tr/mn, son couple pulsatoire à basse vitesse doit avoir une amplitude crête à crête inférieure à 20% du couple nominal. Les travaux de recherche effectués pendant le stage d'E. Hoang ont porté, plus particulièrement, sur l'étude de l'influence de l'épaisseur de culasse et de l'inclinaison des flancs des dents statoriques sur le couple moyen, sur le couple instantané (incidence sur l'ondulation du couple) et, enfin, sur la puissance silicium du convertisseur. Les essais du moteur ont été menés en 1992 par J. F. Manceau, R. Vives-Fos. Cette machine a donné de remarquables performances en termes de rendement. En outre, des vitesses très élevées (12000 tr/mn) ont été obtenues à très faible charge dans l'optique de l'usinage à très grande vitesse (thèse R. Vives-Fos 1993).

-CTR 4 <u>CONTRAT Société SIMU (70 Gray) de septembre 1990 à août 1992 (financement SIMU)</u>

Responsables SIMU : Messieurs GIRAUD, VIVIAN, GENIN et DUPIELET. Chercheurs impliqués au LÉSiR : Alain DIEUDONNÉ, Laurent PRÉVOND, Bernard MULTON. Responsable : Jean LUCIDARME.

"Étude et expérimentation d'actionneur linéaire pour la motorisation de fermetures domestiques"

Ce travail a consisté, dans une première phase, en la recherche d'une ou de plusieurs structures d'actionneurs linéaires pour déplacer soit des rideaux soit des portes coulissantes. Dans le but de minimiser les coûts, nous avons tenu à avoir un rail passif (sans aimants ni conducteurs) et à éviter tout capteur de position. Ainsi, nous avons exploré diverses structures, les unes à réluctance variable pure, les autres polarisées par des aimants, toutes étant alimentées en mode pas à pas. Plusieurs maquettes à induit entourant complètement ou partiellement le rail et à

champ normal ou longitudinal ont été construites et testées. Ces travaux ont été effectués dans le cadre d'un stage de mémoire CNAM par A. Dieudonné. Nous avons bien mis en évidence l'intérêt de l'utilisation d'aimants, afin de réduire les problèmes de guidage (sensibilité des performances à la valeur de l'entrefer). L'autopilotage de l'alimentation est apparu nécessaire pour une plus faible consommation (coût de l'alimentation et échauffement de l'induit) et pour minimiser les vibrations mécaniques. Deux rapports ont été fournis à la société SIMU en ce qui concerne cette première étape. La seconde phase s'est articulée autour du stage de mémoire CNAM de L. Prévond. Elle comprenait l'étude et la mise en œuvre d'une nouvelle structure originale d'actionneur hybride dite "à commutation de flux" qui a fait l'objet d'un dépôt de brevet. Les performances demandées par SIMU étaient 10 à 15 N à une vitesse de quelques dm/s. Cette structure a donné de très bonnes performances avec des aimants ferrite car elle permet une forte "concentration de flux". En outre, un autopilotage par capteur indirect a été mis au point et conduit à une alimentation d'une extrême simplicité.

J. LUCIDARME, A. BEN AHMED, P.F. DESESQUELLES, B. MULTON, A. DIEUDONNÉ
"Application des actionneurs linéaires à champs longitudinaux à la motorisation de fermetures domestiques"
Rapport technique premier lot, pré-étude de faisabilité pour la société SIMU, novembre 1990.

J. LUCIDARME, P.F. DESESQUELLES, B. MULTON, A. DIEUDONNÉ, A. BEN AHMED
"Application des actionneurs linéaires à champs longitudinaux à la motorisation de fermetures domestiques"
Rapport technique deuxième lot, pré-étude de faisabilité pour la société SIMU, juin 1991.

-CTR 5 <u>CONTRAT Société VALÉO Thermique Moteur (78 La Verrière) / CEREME (78 Montigny-le-Bretonneux) de janvier à août 1991(financement Valéo)</u>
Responsables Valéo : Hervé COUÉTOUX et Claude BERGMANN. Chercheur impliqué au LÉSiR : Michael KLAGES. Responsables au LÉSiR : Bernard MULTON et Mohamed GABSI.
"Réalisation d'un moteur de pompe à eau électrique pour automobile"
En relation avec la branche Thermique Moteur de la société Valéo, nous avons établi un cahier des charges pour concevoir un moteur à commutation électronique à réluctance variable destiné à une application dont les contraintes d'environnement sont très difficiles (température élevée, rotor immergé dans un liquide à 115°C). Le couple à fournir devait être de 0,1 N.m à 3000 tr/mn en régime permanent, le démarrage devait pouvoir se faire dans des conditions difficiles de couple résistant. Nous avons choisi une structure 6/4 (3 phases) avec des enroulements bifilaires afin de minimiser le coût total de la fonction. Une pré-étude de faisabilité, puis de dimensionnement, a été menée de novembre 1990 à février 1991 et a donné le rapport interne cité ci-dessous. Ensuite, un stage d'ingénieur allemand (M. Klages) a permis la réalisation de l'électronique de puissance et de commande, cette dernière reposait sur un capteur fournissant une seule impulsion par tour. Le mémoire d'ingénieur a servi de rapport final. Le cahier des charges a été respecté dans son intégralité. L'aspect ayant suscité le plus d'intérêt fut la comparaison de deux types d'alimentation : d'une part, un onduleur en demi-ponts asymétriques (6 transistors MOS et 6 diodes au total) avec un moteur à enroulements unifilaires et, d'autre part, un convertisseur à un seul transistor par phase avec un moteur à enroulements bifilaires. L'intérêt économique de cette dernière solution a été démontré dans le cas d'une alimentation en très basse tension (12 V). Un rapport d'avant-projet a été remis à Valéo en février 1991 :

B. MULTON, M. GABSI, C. BERGMANN
"Avant-projet de moteur pour application automobile, définition des dimensions du moteur, du convertisseur et de la commande". Rapport interne confidentiel pour la société VALEO, février 1991.

-CTR 6 CONTRAT Société VALÉO CÉREME (78 Montigny-le-Bretonneux) de septembre 1991 à juillet 1992 (financement Valéo)
Responsable Valéo : Claude BERGMANN. Chercheur impliqué au LÉSiR : Philippe LAURENT. Responsables LÉSiR : Bernard MULTON et Mohamed GABSI.
"Autopilotage par capteur indirect et alimentation à faible pollution électromagnétique d'une machine à réluctance variable".
Il s'agit de la suite du contrat précédent. Cette recherche était destinée à éliminer le capteur de position et à réduire la pollution électromagnétique produite par le convertisseur pendant la phase de démarrage lorsqu'une régulation par modulation de largeur d'impulsion était faite. Ces travaux ont été menés dans le cadre du stage de DEA de P. Laurent. En ce qui concerne l'alimentation à faible pollution électromagnétique, nous avons développé une commande en courant (et donc en couple) de type "flyback auto-oscillant". Nous avons obtenu une réduction très sensible des spectres de perturbations conduites et ceci sans pertes de rendement de l'ensemble ; nous avons pu supprimer les écrêteurs nécessaires à l'évacuation de l'énergie de fuites des enroulements bifilaires et utiliser des diodes standard à "recouvrement lent". Par ailleurs, la recherche d'un système d'autopilotage par capteur indirect a conduit à un dispositif original reposant sur un principe de résonance destiné à accroître la sensibilité du signal de mesure. Les deux principes (alimentation auto-oscillante et capteur indirect) ont fait l'objet de deux demandes de dépôt de brevet de la part de la société Valéo. Le rapport du contrat correspond au rapport de DEA de P. Laurent.

CONTRATS EN COURS

-CTR 7 CONTRAT Société MOULINEX (Centre Européen de Recherche de Caen) de novembre 1992 à novembre 1994 (financement Ministère de la Recherche et de l'Espace, aide n°92T0372)
Responsable Moulinex : Gilbert DAUGE. Chercheur impliqué au LÉSiR : Emmanuel HOANG. Responsables : Mohamed GABSI et Bernard MULTON.
"Étude et modélisation des pertes magnétiques et ohmiques dans les moteurs à réluctance variable : cas d'un moteur biphasé"
Cette étude a pour but de prédéterminer convenablement les pertes fer dans les moteurs à réluctance variable à double saillance qui prennent des proportions considérables dans les moteurs alimentés en haute fréquence (grandes vitesses ou grand nombre de dents rotoriques : moteurs forte puissance ou fort couple massique). Pour ce faire, nous nous sommes fixé pour objectifs de trouver, d'une part, des modèles de calcul des pertes adaptés aux particularités des moteurs alimentés en courants unidirectionnels, d'autre part, une mise au point de méthodes susceptibles de mesurer ces pertes avec précision dans des moteurs en charge. Une méthode d'opposition originale a été étudiée et une maquette spécifique de mesure des pertes par diverses méthodes a été construite avec l'aide de Michel LÉCRIVAIN, ingénieur au Laboratoire d'Électricité Industrielle du CNAM. Les travaux évoqués se déroulent dans le

cadre de la thèse d'E. Hoang. Les résultats verront leur application porter, plus particulièrement, sur un moteur biphasé à grande vitesse.

-CTR 8 CONTRAT Société AUXILEC (78 Chatou) d'octobre 1992 à octobre 1994 (financement programme PRÉDIT : Ministères des Transports, de l'Industrie et de la Recherche, PSA et Renault, aide n°92T0857)

Responsable Auxilec : Claude JACQUES. Chercheurs impliqués au LÉSiR : en 1992-93, François CAMUS et Jean-Pierre ZAGAR et, en 1993-94, Jean-Yves LE CHENADEC et Jean-Claude MOUCHOUX. Responsable au LÉSiR : Bernard MULTON

"Réalisation d'un entraînement par moteur à réluctance variable pour un véhicule électrique urbain"

Dans le cadre d'un programme de recherche lancé par les groupes PSA et Renault pour la motorisation d'un véhicule léger urbain électrique de troisième génération, nous étudions ce moteur, réalisons une maquette (Auxilec) et testons ses performances. La puissance maximale requise du moteur est de 27 kW de 2500 à 10 000 tr/mn (choix d'un réducteur de rapport 10), ce qui donne un couple maximal d'environ 100 N.m. Une plage de fonctionnement à puissance constante est demandée dans un rapport 1 à 4. Nous avons proposé un moteur à réluctance variable de type 6/4 qui devra être refroidi par liquide dans une version définitive. À l'heure actuelle, l'étude de dimensionnement est effectuée dans le cadre du stage de DEA de F. Camus et la réalisation de la maquette est en cours au sein de la société Auxilec. L'étude et la conception d'un convertisseur d'alimentation capable de commuter plus de 400 A sous une tension de 120 V ont été menées, dans le cadre de son stage DEA, par J.P. Zagar. Le convertisseur est constitué de 3 demi-ponts asymétriques à base d'IGBT de gros calibre. La poursuite de ces travaux se déroulera au cours du stage de mémoire CNAM de J.C. MOUCHOUX qui sera dirigé par J.Y. LE CHENADEC. Il s'agira, dans un premier temps, d'associer le convertisseur au moteur et à un système de commande numérique à base de processeur numérique, d'implanter des lois de commande et, dans un second temps, d'effectuer les essais de la maquette.

-CTR 9 CONTRAT Société LPMI (78 Chanteloup-les-Vignes) de septembre 1992 à septembre 1994 (financement Ile de France, CRITT CINQ et ANVAR)

Responsable LPMI : Alain COTY. Chercheur impliqué : Patrick BOURGES, responsable LÉSiR : Bernard MULTON.

"Conception et réalisation d'une gamme de moteurs à réluctance variable à double saillance, de leur capteur à réluctance variable intégré et de leur alimentation électronique".

Il s'agit ici de concevoir des petits moteurs à réluctance variable de tailles aéronautiques normalisées (tailles 11 à 20, ce chiffre correspond environ au diamètre extérieur en dixièmes de pouce) à usage général. Il seront équipés du capteur à réluctance variable conçu et breveté dans l'équipe. Ce capteur, intégré à la structure électromagnétique complète, occupera la place prise par le collecteur dans les moteurs à courant continu. Le stage de DEA de P. Bourges a consisté en l'étude des performances potentielles du capteur ainsi qu'en la mise en œuvre de son électronique de traitement et de conditionnement. Le capteur en tôles fer-silicium fonctionne selon le principe de la réluctance variable à une fréquence de 100 kHz, au delà, les effets des courants de Foucault modifient son fonctionnement. Une résolution de 150 points par période électrique a été obtenue à 10 000 tr/mn ; elle est tout à fait compatible avec les exigences de la commande en pleine onde de tension (réglage des angles) retenue

pour le fonctionnement à haute vitesse. Les moteurs sont conçus pour obtenir une commande en couple dans une large plage de vitesses. Leur électronique de puissance et de commande est aussi étudiée dans le cadre de ce contrat.

NOUVEAUX CONTRATS

-CTR 10 CONTRAT SAGEM, d'octobre 1993 à octobre 1995 (financement Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche)

Responsables SAGEM : Armand SARRAIHL et Patrick SEGA. Chercheurs impliqués au LÉSiR : Laurent PRÉVOND, Gilles DELAITRE et Bernard MULTON. Responsable : Jean LUCIDARME.

"Étude de nouvelles structures d'actionneurs hybrides à commutation de flux"

Le but de cette étude est de prospecter dans le domaine des petits moteurs spéciaux, plus particulièrement, économiques et à grande vitesse. La plupart des structures tournantes étudiées sont hybrides, c'est-à-dire qu'elles sont constituées d'un stator comprenant des bobinages et des aimants et d'un rotor passif permettant d'atteindre des vitesses élevées. La minimisation de coût nous conduit à rechercher des possibilités de fonctionnement monophasé sans problème de démarrage.

-CTR 11 CONTRAT LPMI, d'octobre 1993 à octobre 1995 (financement ANVAR)

Responsable LPMI : Alain COTY. Chercheur impliqué au LÉSiR : Patrick BOURGES. Responsables : Bernard MULTON, Mohamed GABSI.

"Etude d'un dispositif de commutation hybride pour moteur à réluctance variable"

Constatant la difficulté de concurrencer, d'un point de vue économique, les moteurs à collecteur avec les moteurs à commutation "toute électronique", nous proposons ici une solution de "commutation ou collecteur hybride". Ce choix permet d'allier certains avantages, à la fois, du moteur à collecteur (variation de vitesse économique avec peu de semi-conducteurs et sans capteur de position) et des moteurs synchrones au sens large, dont les bobinages situés au stator sont faciles à refroidir, à surveiller et dont les performances sont supérieures à celles des moteurs à collecteur. Le procédé met en œuvre à la fois un collecteur mécanique et des semi-conducteurs de puissance en nombre réduit (transistors et diodes) : cette association permet une commutation sans étincelles et élimine donc l'une des limites de l'ensemble classique collecteur-balais. Nous proposons d'appliquer cette technologie mixte au moteur à réluctance variable à double saillance. Les travaux concernent l'analyse des commutations du collecteur et des semi-conducteurs dans un contexte nouveau, la recherche de structures optimales de collecteur hybride, l'exploitation des signaux issus des commutateurs mécaniques pour le réglage de l'autopilotage et, enfin, l'optimisation de la structure électromagnétique du moteur pour de telles applications.

5- PUBLICATIONS

RAPPORTS

[1] B. MULTON
"Contribution à l'optimisation des ensembles convertisseurs machines à réluctance variable. Minimisation du facteur de dimensionnement", Thèse de 3ème Cycle, Paris VI (2 juillet 1985).

Rapports de contrats cités dans le paragraphe précédent "Participation à des contrats"

ARTICLES DE REVUE

[R1] B. MULTON, C. GLAIZE
"Optimisation du dimensionnement des alimentations des machines à réluctance variable"
Revue de physique appliquée, N° 22, mai 1987, pp. 339 à 357.

[R2] J.P. LOUIS, B. MULTON, M. LAVABRE
"Commande des machines à courant continu à vitesse variable"
Techniques de l'Ingénieur, Traité de Génie Electrique, D3610, 3611, 3612, 12-1988, 51 p.

[R3] B. MULTON, S. HASSINE, J.Y. LE CHENADEC
"Pole Arc Optimization of Vernier Reluctance Motors Supplied with Square Wave Current"
Electric Machines and Power Systems, Vol.21, N°6, 1993, pp.695-709.

[R4] B. MULTON
"De nouvelles possibilités avec les moteurs à alimentation électronique"
Revue Générale de l'Electricité, N°1/94, janvier 1994, pp.11-19.

PUBLICATIONS À DES CONGRÈS AVEC DIFFUSION DES ACTES

[C1] S. HASSINE, B. MULTON
"Alimentation optimale des machines à réluctance variable autopilotées"
10èmes Journées Tunisiennes d'Electrotechnique et d'Automatisme, Hammamet (Tunisie), 8-10 décembre 1989, Vol. 2, Et8.

[C2] B. MULTON, D. BONOT, J.M. HUBÉ
"Conception d'un moteur à réluctance autocommuté alimenté en courant"
6ème colloque internat. sur les moteurs pas à pas, Lausanne 4/5 juillet 1990, pp.215-226.

[C3] B. MULTON, C. GLAIZE
"Size Power Ratio Optimization for the Converters of Switched Reluctance Motors"
IMACS'TC1, Nancy, September 1990, pp.325-331.

[C4] R. VIVES FOS, G. PRADEL, S. ALLANO, B. MULTON
"Expert System for the Design of High Specific Power Electrical Machines"
Internat. Symp. on Engineering Mathematics and Applications ISEMA'92, Shenzhen (China), May 1992.

[C5] R. VIVES FOS, G. PRADEL, S. ALLANO, B. MULTON
"Knowledge Based System for the Design of High Specific Power Electrical Machines"
Symp. on Power Electronics, Electrical Drives, Advanced Electrical Motors SPEEDAM, Positano (Italy), May 1992, pp.59-64.

[C6] B. MULTON, M. GABSI
"Influence de l'entrefer sur les performances et le dimensionnement d'un moteur à réluctance variable à double saillance et de son onduleur", 7ème colloque international sur les moteurs pas à pas, Nancy 1-3 juillet 1992, pp.34-150.

[C7] B. MULTON, M. GEOFFROY, P.F. DESESQUELLES
"Variable Reluctance Rotating Shaft Sensor for DC Brushless Vernier Reluctance Motor"
1st Japanese-French Congress of Mecatronics, Besançon, Oct. 1992, 6 p.

[C8] M. GEOFFROY, B. MULTON, E. HOANG, R. NEJI
"Couplage de méthodes pour le calcul rapide des caractéristiques électromagnétiques des machines à réluctance variable à double saillance"
Colloque "méthodes informatiques de la conception industrielle", ESIM Marseille, 18 juin 1993, pp.81-90.

[C9] P. LAURENT, M. GABSI, B. MULTON
"Comparison of Electromagnetic Perturbations and Commutation Losses between Self-Switching and PWM Mode of Current Control in a Switched Reluctance Motor"
PCIM Conf., Nürnberg, June 1993, pp.332-343.

[C10] P. LAURENT, M. GABSI, B. MULTON
"A New Indirect Rotor Position Sensing with Resonant Method for Switched Reluctance Motor"
PCIM Conf., Nürnberg, June 1993, pp.324-331.

[C11] J.Y. LE CHENADEC, B. MULTON, S. HASSINE
"Current Feeding of Switched Reluctance Motor. Optimization of the Current Waveform to Minimize the Torque Ripple", IMACS TC1'93, Montréal, 7-9 July 1993, pp.267-272.

[C12] P. LAURENT, M. GABSI, B. MULTON
"Sensorless Rotor Position Analysis Using Resonant Method for Switched Reluctance Motor"
IEEE Annual Meeting Industry Appl. Society, Toronto, 2-8 Oct. 1993, Vol. 1, pp.687-694.

[C13] B. MULTON
"De nouvelles possibilités avec les moteurs électriques dans les applications de large diffusion", Journée d'Etudes SEE "Contrôle et puissance dans les applications de grande série", Cachan, 14 octobre 1993, pp.63-71.

[C14] B. MULTON, C. JACQUES
"Comparaison de deux moteurs électriques autopilotés : le moteur synchrone à aimants permanents et le moteur à réluctance variable à double saillance", Cong. Véhicules Propres, réalités et perspectives du véhicule électrique, La Rochelle, 15-19 Nov. 1993, pp.295-302.

[C15] H. CAILLEUX, B. LE PIOUFLE, B. MULTON, C. SOL
"A Precise Analysis of the Phase Commutation for the Torque Non-Linear Control of a Switched Reluctance Motor. Torque Ripples Minimization"
IEEE Conf. IECON'93, 15-19 Dec. 1993, Hawai (USA), pp.1985-1990.

[C16] H. CAILLEUX, B. LE PIOUFLE, B. MULTON, C. SOL
"Effect of the Sampling and of the Phase Commutation in Non-Linear Position Control of a Switched Reluctance Motor. Analysis and Compensation"
32nd IEEE Conf. on Decision and Control, 15-17 Dec. 93, San Antonio, Vol.4, pp.3403-3404.

[C17] E. HOANG, B. MULTON, M. GABSI
"Enhanced Accuracy Method for Magnetic Loss Measurement in Switched Reluctance Motors"
accepté à ICEM'94, Sept. 1994.

[C18] L. PREVOND, J. LUCIDARME, B. MULTON
"Low Cost Flux Switching Linear Hybrid Actuator"
Accepté à ICEM'94, Sept. 1994.

[C19] J.Y. LE CHENADEC, M. GEOFFROY, B. MULTON, J.C. MOUCHOUX
"Torque Ripple Minimisation in Switched Reluctance Motors by Optimisation of Current Wave-Forms and of Tooth Shape with Copper Losses and V.A. Silicon Constraints"
Accepté à ICEM'94, Sept. 1994.

[C20] E. HOANG, M. GEOFFROY, B. MULTON, R. VIVES-FOS
"Influence of Stator Yoke Thickness and Stator Teeth Shape upon Ripple and Average Torque of Switched Reluctance Motors"
Accepté à SPEEDAM Conf., 7-9 June 1994, Taormina-Italy.

CONGRÈS AVEC ACTES À DIFFUSION RESTREINTE

[D1] B. MULTON
"Los motores electricos commutados electronicamente : caracteristicas, posibilidades, limitaciones, perspectivas" (Les moteurs à commutation électronique : caractéristiques, performances, limites, perspectives)
Frontera Tecnologica 92, Valencia (Espagne), abril 1992, 36 p.

[D2] B. MULTON
"Principe et éléments de dimensionnement des machines à réluctance variable à double saillance autopilotées"
Journées électrotechniques du club EEA, 25 et 26 mars 1993, Belfort, 19 p.

[D3] B. MULTON, L. HIRSINGER
"Problème de la motorisation d'un véhicule électrique"
Journées électrotechniques du club EEA, 24 et 25 mars 1994, Cachan, 22 p.

INVENTIONS

[B1] B. GEOFFRION, B. MULTON
"Voltmètre crête numérique rapide"
Brevet français n° 86 17093, décembre 1986, déposant : ANVAR

[B2] B. MULTON
"Procédé de variation de vitesse pour moteur asynchrone diphasé à cage d'écureuil et dispositif pour la mise en œuvre des procédés"
Brevet français n° 88 17062, décembre 1988, déposant : Société 2ME.

[B3] B. MULTON, D. BONOT
"Capteur de position polyphasé à réluctance variable"
dépôt sous pli cacheté Société des Ingénieurs et Scientifiques de France, n° 10 174, le 3 août 1990.

[B4] B. MULTON
"Génératrice tachymétrique sans balais et sans aimants"
dépôt sous pli cacheté Société des Ingénieurs et Scientifiques de France, n° 10 309, le 21 déc. 1990.

[B5] B. MULTON, D. BONOT
"Capteur de position polyphasé à réluctance variable"
Brevet français n° 92 09512, 31 juillet 1992, déposant : Société LPMI.

[B6] B. MULTON, M. GABSI, P. LAURENT
"Procédé pour alimenter un moteur à réluctance variable et dispositif pour sa mise en œuvre"
Brevet français n° 92 13234, 4 novembre 1992, déposant : société VALEO.

[B7] P. LAURENT, B. MULTON, M. GABSI,
"Procédé pour autopiloter sans capteur direct de position un moteur à réluctance variable et dispositif pour sa mise en oeuvre"
Brevet français n° 92 13235, 4 novembre 1992, déposant : société VALEO.

[B8] J. LUCIDARME, M. LÉCRIVAIN, B. MULTON, L. PRÉVOND
"Dispositif de conversion électromécanique"
Brevet français n° 92 13236, 4 novembre 1992,
Demande internationale n° PCT/FR 93/01086, déposant LÉSiR ENS de CACHAN.

[B9] J. LUCIDARME, M. LÉCRIVAIN, B. MULTON, L. PRÉVOND
"Moteur hybride à commutation de flux et à aimants statoriques azimuthaux"
Enveloppe Soleau n° 86914, 26 mai 1993.

[B10] J. LUCIDARME, M. LÉCRIVAIN, B. MULTON, L. PRÉVOND
"Moteur hybride à commutation progressive de flux et aimants statoriques axiaux"
Enveloppe Soleau, n° 86913, 26 mai 1993.

[B11] B. MULTON, M. GABSI, P. BOURGES
"Dispositif de commutation hybride pour machines synchrones polyphasées de tous types"
Enveloppe Soleau n° 87768, 10 juin 1993.

[B12] B. MULTON, M. GABSI, P. BOURGES
"Dispositif de commutation hybride, onduleurs d'alimentation de moteurs électriques incluant ce dispositif et moteurs ainsi alimentés"
Demande de brevet n° 94 02 336, 1er mars 1994.

[B13] B. MULTON, L. PRÉVOND, J. LUCIDARME, G. DELAITRE
"Dispositif d'élimination des étincelles pour collecteur mécanique de machines électriques de tous types et, en particulier, pour machines à courant continu"
Enveloppe Soleau n° 01738, 24 janvier 1994.

DEUXIÈME PARTIE

BREF HISTORIQUE DES MACHINES ÉLECTROMAGNÉTIQUES

ET PLUS PARTICULIÈREMENT

DES MACHINES À RÉLUCTANCE VARIABLE

1- INTRODUCTION

Après avoir passé un certain nombre d'années à travailler à comprendre le fonctionnement des machines électriques, il m'est apparu nécessaire afin de tenter de contribuer à leur amélioration, de mieux connaître l'histoire de l'électrotechnique et, plus particulièrement, celle des machines électriques. Aussi, je souhaiterais, dans ce mémoire, relater quelques-unes des principales étapes de cette aventure. Si la présentation qui suit reste anecdotique, son traitement n'en est pas moins délicat : en effet, bien que cette histoire soit relativement récente, il y règne quelques incertitudes que les historiens ne sont pas toujours parvenus à éclaircir. Si certaines relèvent de l'anecdote ou de la pure polémique, comme la question de la paternité de l'invention de l'induit en anneau de la machine à courant continu de Zénobe Gramme, d'autres sont de caractère plus scientifique. Ainsi, pour certains, les premiers moteurs électriques effectifs (le moteur électromagnétique de Jacobi inventé en 1834, par exemple) utilisaient l'attraction de pièces en fer doux par des électroaimants (à réluctance variable pure) [1, 2], alors que pour d'autres, il s'agissait de moteurs mettant en œuvre l'attraction puis la répulsion d'électroaimants inducteurs (ou encore d'aimants permanents) par d'autres électroaimants (dispositif d'induit). En fait, il semble que Jacobi ait réalisé successivement les deux types de moteurs [28], découvrant ainsi les vertus de l'excitation de l'inducteur (en comparaison avec l'inducteur "passif" des moteurs à réluctance pure).

Ce bref rappel historique nous conduira aussi à prendre conscience, le recul aidant, de la modeste contribution du laborieux travail produit par le "scientifique moyen". Les machines électriques (nous devrions dire électromagnétiques pour être plus précis : nous avons, en effet, fini par occulter les nombreux principes de conversion électromécanique qui réémergent actuellement !) ont à ce jour plus de 150 ans. L'essentiel de leur théorie (machines à courant continu à collecteur, synchrones et asynchrones) est bien assis depuis plus de 90 ans [3]. Il existait alors une certaine "philosophie" de leur enseignement que l'on peut encore prendre en modèle aujourd'hui ! Et pourtant, grâce aux avancées continuelles des matériaux [9, 10] et, plus récemment, à l'électronique de puissance (thyristors..., années 1960), aux moyens puissants de contrôle (microprocesseurs..., années 1970) et, à l'ingéniosité des chercheurs et des ingénieurs, de grands progrès ont été accomplis quant aux performances, mais toujours à petits pas !

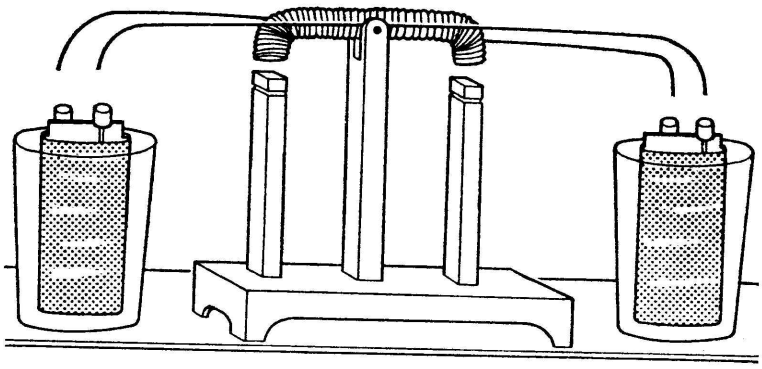
L'aventure de l'électricité commence, d'après les historiens [1, 8, 30], aux alentours de 585 av. J.C., avec les travaux du philosophe grec THALÈS de Millet, lors de l'étude sur l'attraction des corps légers par l'ambre frotté (le nom "électron" (ελεχτρον) signifiant, en grec, ambre). Après une longue période d'oubli, mais probablement non passive, le médecin de la reine d'Angleterre William GILBERT publie, en 1600, un remarquable ouvrage sur les observations des propriétés des aimants et de l'électricité statique : "*De magnete*". Il considère alors que l'ambre électrisé est une variété d'aimant, c'est peut-être la première fois qu'électricité et magnétisme sont autant rapprochés. Puis, en 1660, en Allemagne, Otto von GUERICKE "invente" la génératrice électrostatique ; il s'agit sans doute de la première machine électrique, dont toutefois la réversibilité ne semble pas avoir été imaginée. Jusque là, les travaux effectués ne concernaient que l'électrostatique. L'étude expérimentale des phénomènes électriques et magnétiques (traités indépendamment) va connaître durant le XVIIIe siècle un développement prodigieux. Citons deux acteurs importants de cette phase : l'abbé Jean-Antoine NOLLET [29] et l'Américain Benjamin FRANKLIN [30]. Tous deux s'intéressèrent à la foudre et à l'électricité ; ils découvrirent que la foudre était une décharge électrique identique à celles qu'ils savaient produire durant leurs expériences. Ils firent aussi, tous deux, une découverte fondamentale, sans cependant y prêter attention. Ils observèrent une relation entre électricité et magnétisme : ils remarquèrent, en effet, que la foudre pouvait

démagnétiser les aimants ou inverser leur polarité. Franklin réalisa même l'expérience avec de l'électricité "artificielle" [30]. Les inventions électrotechniques (ce mot n'était pas usité à cette époque, il n'est apparu que vers 1892 [8]) vont alors se succéder : en 1745, la bouteille de LEYDE (premier condensateur), la première pile de VOLTA en 1799. Cette dernière découverte sera à l'origine des premières applications industrielles de l'électricité : l'électrolyse. Cependant les piles étaient très coûteuses et dégageaient des "vapeurs" désagréables et nocives [1]. Les premières machines électriques à vocation industrielle seront des génératrices vouées au remplacement des générateurs électrochimiques.

2- GENÈSE DES MACHINES ÉLECTROMAGNÉTIQUES (XIXe siècle)

L'histoire des machines électromagnétiques débute véritablement à la fin de 1819, à Copenhague, par la mise en évidence de l'action à distance de la circulation d'un courant électrique sur une aiguille aimantée. Rappelons que l'Abbé NOLLET ainsi que FRANKLIN avaient remarqué qu'un courant électrique pouvait magnétiser ou démagnétiser les aimants environ 80 ans auparavant ; ils n'avaient, cependant, pas eu la chance de voir une aiguille de boussole se mouvoir lorsqu'ils produisaient des décharges électriques. Malgré tout, les très nombreuses expériences réalisées un peu partout en Europe et en Amérique au XVIIe siècle ont constitué les germes de la révolution de l'électricité du XIXe siècle. L'expérience, effectuée par le Danois Hans-Christian OERSTED allait susciter, lors de la publication de ses résultats en juillet 1820, une intense activité de recherche dans le monde entier. Ainsi, dès septembre 1820, le Français André-Marie AMPERE énonce la "règle du bonhomme d'Ampère" ; en novembre 1820, Dominique François ARAGO annonce qu'il a réussi à aimanter un morceau de fer avec un solénoïde ; c'est aussi à cette époque qu'en Angleterre, Humphrey DAVY fait la même découverte : le principe de l'électroaimant était établi ...

Désormais, du fait de cette rapidité d'évolution et de l'engouement de tous, il sera de plus en plus difficile d'attribuer, à tel ou tel, toute découverte ou invention nouvelle. Ces réserves faites, nous donnerons toutefois des noms et des dates. En 1821, l'Anglais Michael FARADAY réalise le premier moteur électromagnétique ; en 1822, Peter BARLOW lui adjoint une roue dentée. C'est sous le nom de "roue de BARLOW" que cette machine est connue en France (les Anglo-Saxons la nomment "moteur de FARADAY"). Rappelons toutefois que ce premier moteur était inapte à toute application industrielle et qu'il n'a jamais tourné que sur les tables de démonstration des laboratoires et des salles de cours. En 1831, FARADAY énonce les principes de l'induction électromagnétique ; pendant cette période, le Russe Friedrich Emil LENZ et l'Américain Joseph HENRY ont, de leur côté, effectué des travaux similaires contribuant ainsi à la découverte et à la compréhension de ce phénomène.

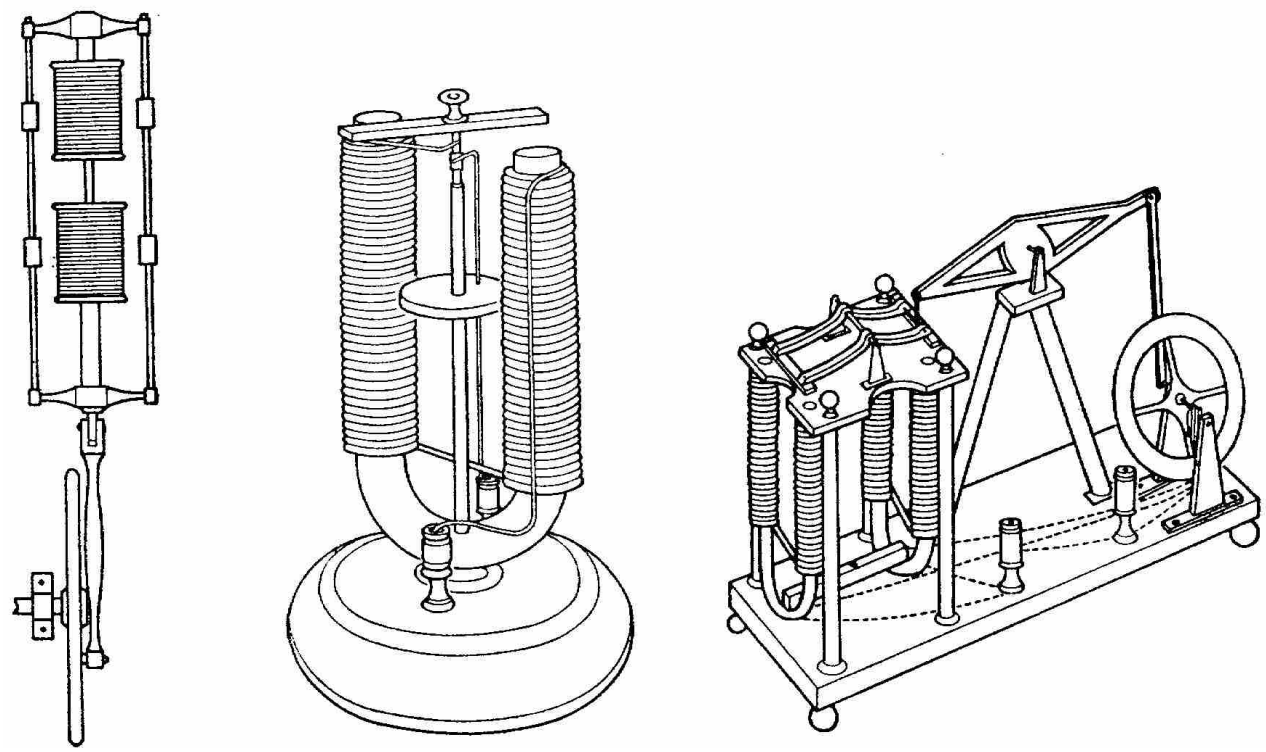


"Moteur" électromagnétique de Joseph HENRY : 1831
Figure -1.1-

En 1831, tous les principes qui allaient permettre de réaliser les moteurs électromagnétiques se trouvaient donc établis. HENRY conçut alors, cette année là, un électro-aimant qui, alimenté par une pile, pouvait soulever 50 fois son propre poids. Il construisit aussi un "actionneur" de laboratoire [4] (figure 1.1) qui peut être considéré comme l'ancêtre des moteurs à réluctance variable. "Les oscillations verticales font fermer les contacts alternativement avec les piles placées de part et d'autre de l'appareil" [4].

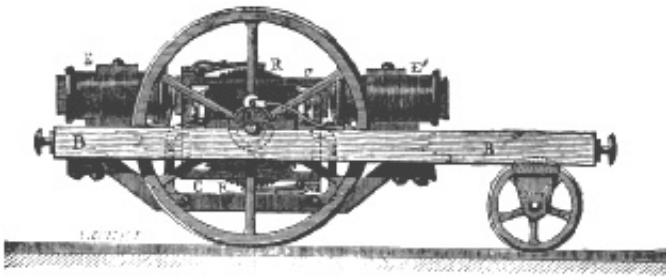
En 1832, AMPERE fait réaliser, par le constructeur français Hippolyte PIXII, la "première" génératrice à courant continu : il s'agit en fait d'une machine comprenant un aimant tournant entraîné par une manivelle et deux bobines fixes dans lesquelles sont induites des tensions alternatives ; celles-ci devant être redressées pour délivrer un courant continu, un redresseur mécanique est inventé pour l'occasion. De son côté, en 1836, l'Anglais Hyde CLARKE conçoit une machine dont la structure est inversée par rapport à celle de PIXII/AMPERE ; ceci permet d'avoir un commutateur redresseur entraîné directement par l'arbre. On peut dire qu'il s'agit là de l'ancêtre de la machine à courant continu. Toutes ces machines génératrices d'électricité posent toutefois le problème fondamental de la commutation mécanique de courants inductifs ! De nombreux chercheurs travaillent à cette amélioration : l'Allemand Werner von SIEMENS construit peu avant 1856 une magnéto (ce terme est employé lorsque le champ inducteur est généré par un aimant permanent) dans laquelle le rotor est un cylindre en fer doux comportant un bobinage en forme de navette [8] ; en 1856, l'inducteur devient un électro-aimant. En 1865, l'Italien Antonio PACCINOTTI [2, 4, 8] construit un prototype de machine à courant continu à induit en anneau et collecteur radial dont le fonctionnement est très amélioré, cependant ses travaux passent inaperçus. C'est seulement en 1869 que le célèbre Belge Zénobe GRAMME, employé de la compagnie française "l'Alliance" spécialisée dans la fabrication de génératrices de "courant continu", dépose un brevet sur l'induit en anneau que PACCINOTTI avait inventé auparavant et qu'il tenta vainement de contester. Tels sont les débuts, très résumés, de l'histoire de la machine à courant continu.

Mais, bien avant que la machine à courant continu n'arrive à maturité et surtout qu'elle n'occupe une place très importante parmi les machines électromagnétiques tant comme moteur que comme génératrice, bien d'autres structures furent inventées, leur exploitation connaissant des fortunes diverses. De nombreuses machines que nous dirions aujourd'hui "à réluctance variable" furent proposées. Parmi les inventeurs, citons le savant physicien russe de JACOBI [1, 21] qui, dans un rapport qu'il présenta à l'académie des sciences de Saint Pétersbourg en 1834, proposa d'appliquer l'électromagnétisme aux machines et décrivit une structure tournante à réluctance variable. Citons aussi le professeur et physicien américain Charles Grafton PAGE qui réalisa [4, 17] plusieurs dispositions originales "à fer tournant" entre 1835 et 1840. La figure 1.2 (issue de [4]) montre trois moteurs de PAGE. On remarquera que les courants des bobines étaient commutés par des interrupteurs mécaniques en synchronisme avec le mouvement ; il s'agissait, pour employer un terme contemporain, d'un autopilotage.



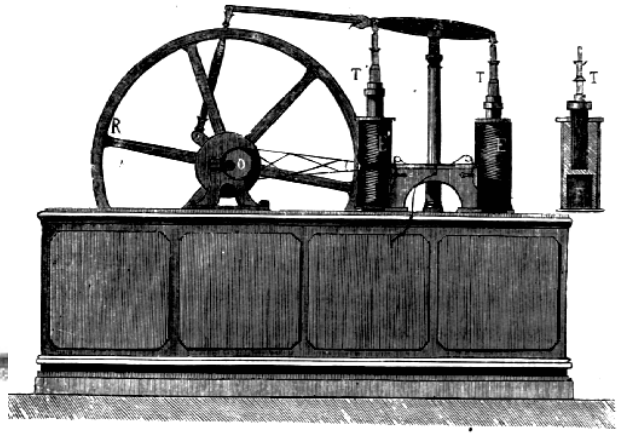
Moteurs de Charles G. PAGE (années 1835 à 1840)
Figure -1.2-

En France, vers 1840, l'ingénieur GAIFFE [1] construit un moteur de démonstration (figure 1.3), lui aussi autopiloté mécaniquement. Il comportait, d'après ce que les dessins laissent entrevoir, des électro-aimants attirant des noyaux plongeurs et reproduisant ainsi le fonctionnement des moteurs à vapeur à pistons, le mouvement linéaire étant transformé en rotation par un système mécanique.



Moteur de GAIFFE (1840 environ)

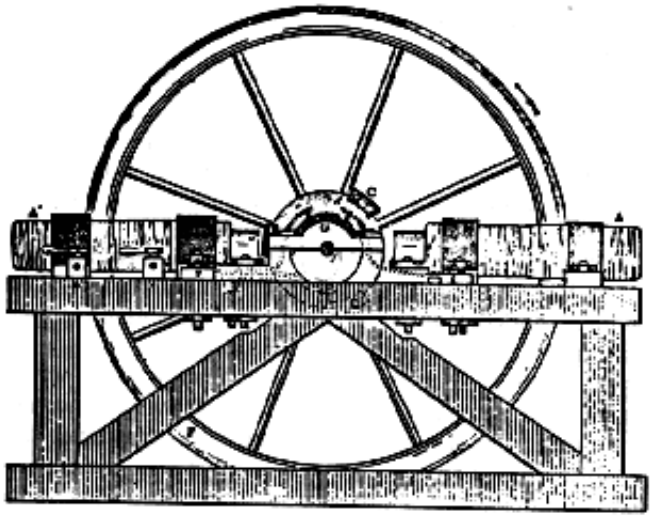
Figure -1.3-



Moteur à "pistons électromagnétiques"
de Gustave FROMENT
Figure -1.4-

D'autres moteurs similaires furent conçus, en 1837, par l'Américain DAVENPORT (actionneur de presse d'imprimerie) et par l'Ecossais Robert DAVIDSON en 1839 pour l'entraînement d'un tour. À cette époque, le Français Gustave FROMENT, ancien élève de l'École Polytechnique, réalise un moteur de grandes dimensions [21] constitué de deux électro-aimants. Ce moteur reprenait la disposition des machines à vapeur. La figure 1.4 en montre la structure : la partie 0 représente le commutateur mécanique excentrique. En 1865, BOURBOUZE avait aussi élaboré un moteur électrique à deux noyaux plongeurs [4] dont la structure se rapprochait de celle d'une machine à vapeur à cylindres verticaux.

En 1842 DAVIDSON, utilise un des premiers moteurs tournants [17] (figure 1.5) à réluctance variable pour entraîner à 4 miles/heure (soit environ 6 km/h) un véhicule ferroviaire de 6 tonnes entre Edinburgh et Glasgow ; il s'agit sans doute de la première locomotive électrique. D'après [21 et 28], Davidson a équipé une locomotive d'un moteur PATTERSON conçu à Paris en 1840. Le stator de ce moteur est constitué de deux électro-aimants en forme de U qui attirent, à tour de rôle, 3 barres situées sur le rotor. Un commutateur mécanique, entraîné par l'axe, réalise la connexion successive des bobines aux batteries.

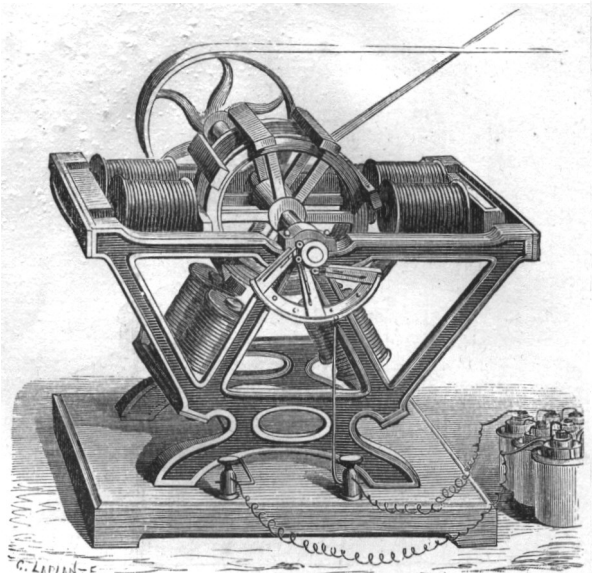


Moteur de DAVIDSON ou PATTERSON (1842)
Figure -1.5-

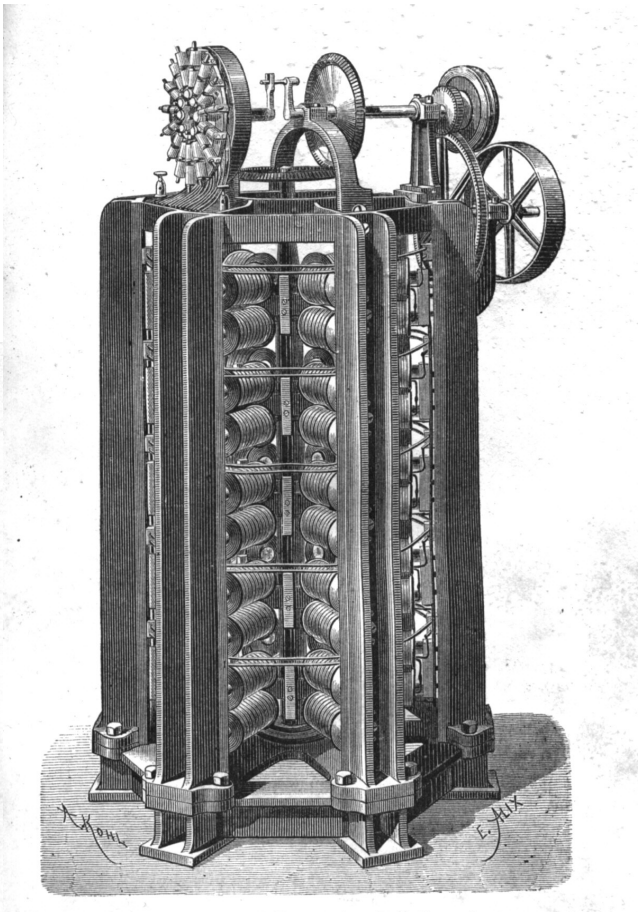
En 1845, Gustave FROMENT réalise un moteur tournant performant, ancêtre des moteurs à réluctance à double saillance auxquels nous nous intéressons dans ce mémoire. Ce moteur servait à entraîner des machines à tracer des divisions [1] sur des règles, cadrans, etc.

La figure 1.6 [4] montre un moteur à 4 phases : on observera la disposition astucieuse des bobines d'une même phase qui permet de minimiser la longueur des trajets du flux dans les circuits de retour. Ce moteur fut utilisé, entre autres applications, pour remonter des poids d'horloge [4] et pour entraîner une meule à chanvre [27].

La figure 1.7 présente un autre dispositif plus puissant constitué d'un empilage de 5 structures élémentaires [6, 28] comprenant chacune 4 électro-aimants à deux pôles bobinés ; on remarquera, en haut, le commutateur mécanique permettant l'autopilotage. Le couple de ce moteur atteignait 500 N.m environ. Les moteurs de FROMENT furent probablement les premiers à être utilisés pour des applications industrielles. Toutes ces machines à réluctance variable n'ont, semble-t-il, été utilisées que pour des fonctionnements en moteur. Leur apparence "passive" n'a pas laissé immédiatement entrevoir leur réversibilité.



Moteur élémentaire de FROMENT (1845)
Figure 1.6



Moteur composé de FROMENT
Figure 1.7

D'autres types de machines furent fabriqués pour constituer des générateurs. À partir de 1860, la compagnie "l'Alliance" fabriquait industriellement des génératrices de structures complexes qui comprenaient, au stator, un grand nombre d'aimants inducteurs en fer à cheval (jusqu'à 80 sur un même bâti) et, au rotor, le même nombre d'électro-aimants induits ; il y avait un nombre double de coquilles redresseuses. Ces engins étaient complexes, bruyants, peu fiables et générateurs d'étincelles [8]. Ce sont, entre autres, ces raisons qui ont poussé GRAMME, employé de la société, à réaliser une meilleure génératrice à courant continu.

Au début des années 1880, de nombreux moteurs à courants alternatifs avaient été mis au point en partant du principe de réversibilité des générateurs précédemment inventés [7] ; l'obstacle majeur résidait dans la difficulté de leur démarrage ou dans la fragilité de leur commutateur mécanique qui s'usait très rapidement [28] à cause des coupures inductives.

Ce fut en 1878, alors qu'il était étudiant à l'école polytechnique de Graz en Autriche que le Yougoslave Nikola TESLA suggéra, pour la première fois, à ses enseignants que l'on pouvait fabriquer un moteur sans aucun commutateur, ceci pendant qu'il observait une dynamo de GRAMME étincelante [5] ! En 1883, alors qu'il était employé par Continental Edison (à Paris) et qu'il séjournait à Strasbourg, il construisit le "premier" prototype grossier de machine asynchrone. Parallèlement, entre 1879 et 1883 en Italie, Galileo FERRARIS réalisait des expériences sur le sujet et établissait la théorie du champ tournant. Il publia la théorie du moteur asynchrone en 1888 et montra, en particulier, que le couple était proportionnel au glissement [7]. Pendant ce temps, TESLA partait aux USA pour tirer un meilleur parti de son invention. Là bas,

il rencontra Thomas EDISON qui, quant à lui, était un partisan convaincu du courant continu. Aussi, il embaucha TESLA pour améliorer la commutation des machines à courant continu. En 1888, TESLA déposa quantité de brevets pour tout son système polyphasé (générateurs, transformateurs, moteurs synchrones et asynchrones...), en particulier pour un moteur asynchrone à induit en anneau. Ces brevets furent aussitôt achetés par la société Westinghouse. La même année, cette dernière acheta aussi à FERRARIS sa découverte pour breveter des dispositifs la mettant à profit. Ce fut alors le début de la célèbre lutte entre EDISON et TESLA au sujet du choix courant continu ou alternatif pour la production, l'utilisation et donc la consommation de l'énergie électrique. L'issue de cette polémique est bien connue aujourd'hui ! Le premier moteur asynchrone triphasé [20] fut réalisé par l'Allemand Michael DOLIVO-DOBROWOLSKI en 1889 ; en 1893, il concevait en même temps que le Français BOUCHEROT le moteur à double cage.

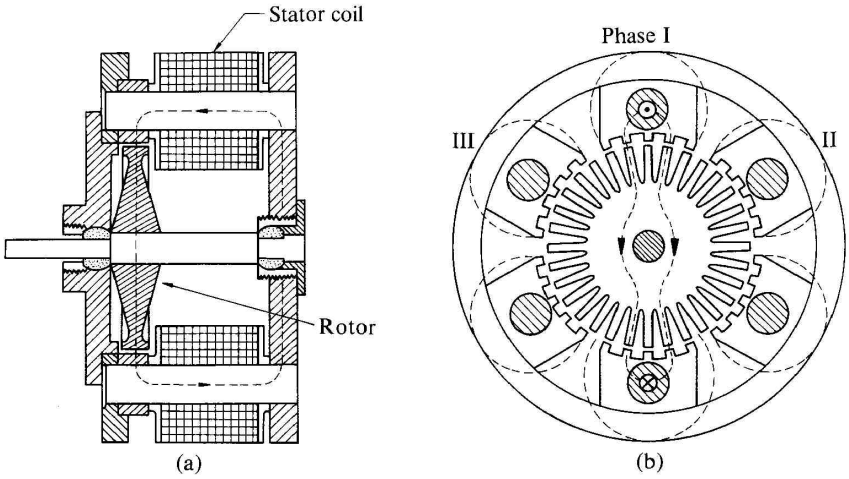
3- ÉVOLUTIONS DU XXe SIÈCLE

Ces fondements historiques généraux étant établis, nous nous consacrerons maintenant exclusivement aux moteurs à réluctance variable. Après avoir actionné très probablement les premiers moteurs électromagnétiques, le principe de la réluctance variable est resté très marginal. Il fut surpassé par les machines synchrones permettant la réalisation des plus grands générateurs [9], par les machines asynchrones (seuls moteurs pouvant se mettre en marche sans dispositif auxiliaire et fonctionner sur le réseau alternatif) et par les machines à courant continu à collecteur. Ces dernières possèdent les mêmes qualités sur une alimentation en courant continu et permettent aussi la variation de vitesse la plus aisée et la mieux contrôlable.

Si le moteur à réluctance variable, par principe fortement inductif, se trouvait considérablement handicapé par la commutation mécanique de ses courants –celle-ci constituant un facteur évident de limitation de la puissance– il n'a cependant jamais complètement disparu. A cette époque déjà, son intérêt résidait dans ses qualités de simplicité et de robustesse. Ainsi, il a actionné des systèmes d'horlogerie [4] (horloge Froment, 1854), des jouets (petits moteurs Froment monophasés) vers 1900-1910, des dispositifs de transmission électrique [11, 23] (1920, synchro-machines dans les bateaux de guerre), des rasoirs (Remington) ou encore, des tourne-disques 78 tr/mn (moteurs à rotor extérieur construits par les Etablissements Ragonot) [13]. Ces moteurs étaient soit de type pas à pas, soit autopilotés mécaniquement, soit synchrones selon les contraintes de fonctionnement et le principe d'alimentation retenu.

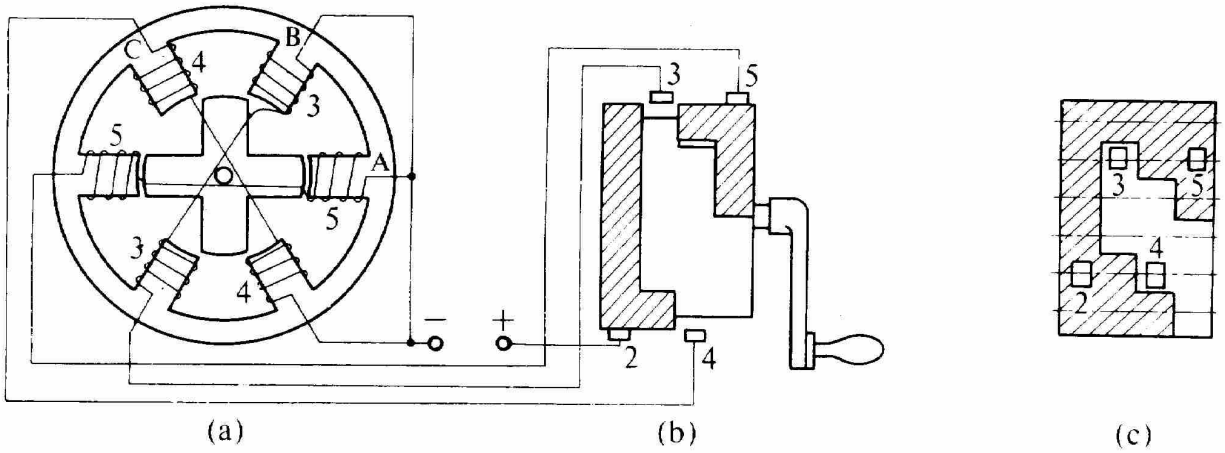
Le principe de réluctance variable a été également choisi pour la génération de courants hautes fréquences (de quelques kHz à 20 kHz) dans l'alimentation de fours à induction et dans l'émission des ondes radio [4]. On bénéficiait, dans ce dernier cas, d'une part, de la facilité d'obtenir un grand nombre de pôles grâce à un rotor denté passif et, d'autre part, de l'absence de collecteur. Les premiers alternateurs "à fer tournant" apparurent dans les années 1888 ; une structure remarquable, de type homopolaire, fut conçue et commercialisée à cette époque par la société OERLIKON [4], sa puissance était de 70 chevaux. Au XXe siècle, d'autres alternateurs à réluctance variable, homopolaires, comme la machine de POIRSON [13, 14], ou hétéropolaires (structures de Lorentz-Schmitt et Guy) [26] furent réalisés et utilisés.

Les premiers moteurs pas à pas furent employés, naturellement, dans les systèmes d'horlogerie (années 1850), mais c'est seulement dans les années 1910 qu'ils furent appliqués à des entraînements différents. Une invention originale de l'ingénieur écossais C.L. WALKER fit l'objet d'un dépôt de brevet au Royaume-Uni en 1919 [23]. La structure proposée est présentée à la figure 1.8.



Moteur pas à pas (32 dents rotoriques) breveté par C.L. WALKER en 1919
Figure -1.8-

Il semble que les premières structures à double saillance, telles que nous les connaissons aujourd'hui, soient apparues dans les années 1920 [23]. Un article de 1927 sur les applications de l'électricité dans les bateaux de guerre décrit un moteur de type 6/4 pareil à ceux que nous étudions actuellement. Il était utilisé comme transmetteur de mouvement entre deux points éloignés (figure 1.9).



Un des premiers moteurs à réluctance variable à double saillance (années 1920)
Figure -1.9-

En ce qui concerne la théorie qui, dans ce domaine, a souvent suivi les premières applications, un article de 1927 [12] décrit le principe physique de la génération d'efforts dans les machines à réluctance variable.

Dans les années 1930, les "moteurs synchrones à pôles saillants non excités" (synchrones à réluctance variable) [24] ont commencé à être étudiés. On avait besoin, pour certaines applications, d'une vitesse précise et constante mais aussi d'un démarrage autonome. Ainsi, le moteur synchrone (à champ tournant) à pôles saillants mais dépourvu d'excitation, à condition qu'il soit muni d'une cage d'écureuil de démarrage, pouvait satisfaire à ces exigences. Ces moteurs furent d'un emploi assez restreint car leur facteur de puissance et leur rendement restaient faibles, la structure électromagnétique (stator à pôles lisses et présence de la cage) ne permettaient pas un rapport de saillance suffisant (grande variation d'inductance). Dans les

années 1960, en Angleterre, on s'intéressa de nouveau à ces moteurs [15] ; ce fut probablement le point de départ des travaux des équipes de plusieurs universités anglaises, notamment celles de Leeds et Nottingham. Ensuite, sont apparus les moteurs synchrones à réluctance variable à rotor segmenté [18], à barrières de flux et à rotor axialement laminé [19] : ces techniques avaient pour but d'augmenter le rapport de saillance et, par là, le facteur de puissance et les performances. À la même époque, naissait en France, avec les frères JARRET, un nouvel engouement pour les moteurs à réluctance variable Vernier à grand nombre de dents et fort couple massique [16] : ces moteurs semblaient particulièrement adaptés à la réalisation d'entraînements directs à basse vitesse, par exemple, pour des roues de véhicules électriques... Quant au moteur à réluctance variable à double saillance autocommuté auquel nous nous intéressons ici, le terme équivalent anglo-saxon : "Switched Reluctance Motor" semble être apparu en 1969 [31] ; c'est aujourd'hui le terme employé dans la littérature scientifique pour qualifier ces machines.

4- LA RECHERCHE SUR LES MACHINES À RÉLUCTANCE VARIABLE AU LÉSiR

Au laboratoire d'électrotechnique d'Orsay, dans les années 1970, le professeur C. RIOUX établissait une théorie comparative des machines électriques fondée sur les équations du champ électromagnétique [25]. Ses travaux conduisirent à des structures innovantes à géométrie discoïde et polyentrefer. Des machines à très fort couple massique furent ainsi construites et expérimentées.

Au début des années 1980, le laboratoire d'Electricité de l'ENSET, qui allait devenir le LÉSiR de l'École Normale Supérieure (ENS) de Cachan, effectua des études sur l'alimentation électronique de ces machines en relation avec le laboratoire d'Orsay. C'est dans ce contexte que j'ai débuté dans la recherche et soutenu une thèse en 1985 sur l'optimisation des formes d'onde de courant permettant de minimiser la puissance de dimensionnement des convertisseurs statiques d'alimentation des MRV. Les machines à réluctance variable, inductives par principe, passaient pour être exigeantes en silicium semi-conducteur de puissance. Aussi, lors de mes travaux, je fis porter mon attention sur les paramètres importants de la machine, minimisant la puissance apparente silicium, et je déterminai les formes d'onde d'alimentation permettant de tirer le meilleur parti de l'ensemble convertisseur-machine. Il m'apparut alors qu'il était possible d'obtenir un bon "facteur de puissance", même si ce terme est impropre à ces machines alimentées par des courants unidirectionnels et non sinusoïdaux. C'est en 1988 que, rejoignant le LÉSiR, j'ai entrepris de concevoir des machines à réluctance variable à double saillance en intégrant les contraintes de l'électronique de puissance et de la commande. Quelques années auparavant, j'avais acquis la conviction que ces machines à commutation électronique présentaient, outre un intérêt économique, des qualités de robustesse et de sûreté de fonctionnement. Les travaux des équipes anglaises précitées m'avaient, en grande partie, conduit à cette certitude. Mais à cette époque, il n'était pas facile de motiver des industriels français fabricants de moteurs électriques et d'obtenir des contrats. La première entreprise intéressée fut, en 1989, une PMI de la région parisienne : la société LPMI. C'est ainsi que notre premier prototype fut réalisé pour une application aéronautique ou spatiale.

5- RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES DE L'HISTORIQUE

[1] *L'étincelle électrique, son histoire, ses applications*,
Paul LAURANCIN,
Librairie d'Education, PARIS 1870 (environ), 228 p., 103 gravures, Chapitres XIII (La mécanique électrique ou l'électricité mécanicienne) et XIV (Transformation du mouvement en électricité).

[2] *La science, ses progrès, ses applications*,
2 tomes, publiés sous la direction de G. URBAIN et M. DOLL,
Librairie Larousse, PARIS 1933, 808 p. 2360 gravures, Chapitre VIII (L'électricité et le magnétisme) pp. 283-320.

[3] *Electromoteurs*,
G. ROESSLER, traduit de l'allemand par E. SAMITCA,
Dunod 1902, tome 1 : courant continu 152 p., tome 2 : courants alternatifs et triphasés 235 p.

[4] *Histoire générale des techniques*,
publiée sous la direction de M. DUMAS,
Presses Universitaires de France.
Tome III : "*L'expansion du machinisme*", les appareils de l'industrie de construction électrique, pp. 435-436, 1968.
Tome IV : "*Les techniques de la civilisation industrielle. Energie et matériaux*" 1978.

[5] *L'aventure de l'électricité*,
Louis LEPRINCE-RINGUET,
l'Odyssée-Flammarion, 1983.

[6] *La fée électricité*,
Alain BELTRAN,
Découvertes Gallimard, sciences et techniques, 1991.

[7] *Histoire de l'électricité en France*,
sous la direction de François CARON et Fabienne CARDOT,
Tome premier 1881-1918, 12 auteurs, 999 p., FAYARD, 1991.

[8] *"L'électrotechnique : des premiers balbutiements à l'âge mûr ou la croissance d'une alerte septuagénaire (1832 - 1906)"*,
Robert BONNEFILLE, article non daté.

[9] *Matériaux* (tome 1) *: Propriétés et applications*,
M.F. ASHBY, D.R.H. JONES, Pergamon Press, 1980,
traduit de l'anglais par Yves BRECHET, Joël COURBON, Michel DUPREUX, Dunod 1991.

[10] *"Evolution of the Synchronous Machine"*,
G. J. NEIDHOFER,
SM100 Zürich, August 1991, part II, pp. A1-A6.

[11] *Les actionneurs électriques pas à pas*,
Michel KANT,
Traité des nouvelles technologies, série automatique, Hermès 1989.

[12] *"Mechanical Forces between Electric Current and Saturated Magnetic Fields"*,
KARAPETOFF,
IEE Trans. 46, 1927, pp. 563-569.

[13] *Machines synchrones*,
A. GUILBERT,
Dunod 1965, pp. 76-99 (Alternateurs à réluctance variable).

[14] *"Les convertisseurs rotatifs à moyenne fréquence"*,
A. BAFFREY,
RGE tome 74, n°11 (novembre 1965), pp. 904-911.

[15] *"Theory and Performance of Polyphase Reluctance Machines"*,
P.J. LAWRENSON,
proc. IEE, Vol.111, August 1964, pp. 1435-1445.

[16] *"Machines électriques à réluctance variable à dents saturées"*,
J. BAJER,
La technique moderne, février 1967.

[17] *"Discussion on «Variable-Speed Switched Reluctance Motors»"*,
M.R. HARRIS, H.R. BOLTON, P.A. WARD, J.V. BYRNE, G.B. SMITH, J. MERRETT, F. DEVITT, R.J.A. PAUL, K.K. SCHWARTZ, M.F. MANGAN, A.F. ANDERSON, R. BOURNE, P.J. LAWRENSON, J.M. STEPHENSON, N.N. FULTON,
proc. IEE, Vol 128, Pt.B, N°5, September 1981, pp. 260-276.

[18] *"Development in the Performance and Theory of Segmental Rotor Reluctance Machines"*,
P.J. LAWRENSON, AGU,
proc.IEE, Vol 114, May 1967, pp. 645-653.

[19] *"Axially Laminated Anisotropic Rotors for Reluctance Motors"*,
A.J.O. CRUICKSHANK, R.W. MENZIES,
proc. IEE, Vol.113, 1966, pp.2058-2060.

[20] *Fundamentos de maquinas electricas rotativas*
Luis Serrano IRIBARNEGARAY,
Universidad Politecnica de Valencia, Marcombo Boixareu Editores 1989.

[21] *Tout par l'électricité*,
Georges DARIS,
A. MAME & fils éditeurs, 1883 (deuxième édition).

[22] *Brevets d'invention français 1791-1902*,
Ministère de l'Industrie et du Commerce, Paris 1958.

[23] *Stepping Motors and their Microprocessor Controls*,
Takashi KENJO,
Oxford Science Publications, 1992 (première édition : 1984).

[24] *Les moteurs électriques à puissance fractionnaire*,
Cyril G. VEINOTT (Westinghouse Electric Corp.), traduit par G. SOULIER (ets. Ragonot), Dunod 1954.

[25] *"Théorie générale comparative des machines électriques établie à partir des équations du champ électromagnétique"*,
C. RIOUX,
R.G.E. - mai 1970 - t.79, N°5, pp. 415-421.

[26] *Technologie d'électricité, tome 5, premier livre : Machines électriques - Traction électrique - Générateurs électrochimiques*,
P. HEINY, R. NAUDY, L. MARTEL,
Editions Foucher 1967, pp. 104-111(alternateurs pour fréquences élevées).

[27] *Le transport de force par l'électricité*,
Edouard JAPING et Marcel DEPREZ,
deuxième édition, 1890, Bernard TIGNOL Editeur.

[28] *Le règne de l'électricité*,
Gaston BONNEFONT,
Alfred Mame & fils éditeurs, 1895.

[29] *Leçons de physique expérimentale* (tome 6),
Abbé Jean-Antoine NOLLET, 1764.

[30] *Le feu du ciel - Histoire de l'électricité et de ses principales applications*,
Arthur MANGIN,
Alfred Mame & fils éditeurs, 1874.

[31] *"D C Switched Reluctance Motor"*,
S.A. NASAR,
Proc. IEE, Vol.116, N°6, June 1969, pp.1048-1049.

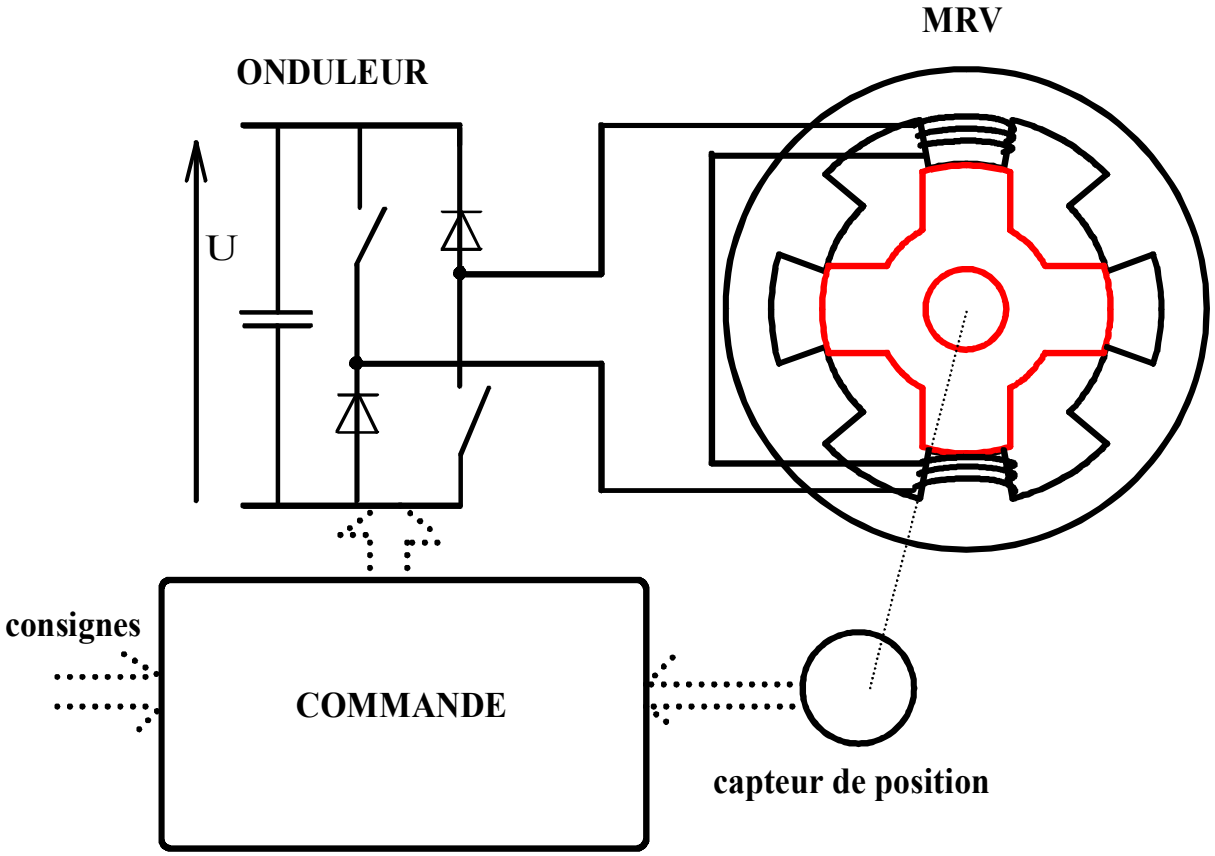
Certains de ces ouvrages peuvent être consultés à la bibliothèque de l'École Normale Supérieure de Cachan et à celle du Conservatoire National des Arts et Métiers à Paris, d'autres font partie de ma bibliothèque personnelle ou m'ont été prêtés par des collègues ou amis que je remercie ici.

TROISIÈME PARTIE

RAPPORT DE SYNTHÈSE

1- GÉNÉRALITÉS SUR LES ENTRAÎNEMENTS À BASE DE MACHINE À RÉLUCTANCE VARIABLE À DOUBLE SAILLANCE

Dans ce premier chapitre, nous allons décrire les éléments de base concernant la machine à réluctance variable à double saillance (MRVDS) à commutation électronique. Il s'agit, d'une part, de la stucture électromagnétique proprement dite et, d'autre part, de son convertisseur électronique d'alimentation chargé de l'injection des courants de phase. Les machines à réluctance variable font partie de la famille des moteurs synchrones dans le sens où leurs courants d'alimentation doivent varier en synchronisme avec le mouvement relatif rotor/stator. Aussi, la structure générale d'un entraînement électrique tournant à base de MRVDS comprendra le moteur lui-même, le convertisseur statique, le capteur de position d'autopilotage et, enfin, la commande chargée de contrôler l'alimentation du moteur par le convertisseur statique. La figure 1.1.1 représente schématiquement un tel ensemble. Dans ce mémoire, nous aborderons les aspects modes d'alimentation et dimensionnement du convertisseur statique (chapitre 2), conception de la structure électromagnétique (chapitre 3), et capteurs d'autopilotage directs et indirects (chapitre 4). Les aspects "commande" traités en relation avec l'équipe commande numérique du LESiR ne seront pas développés ici.



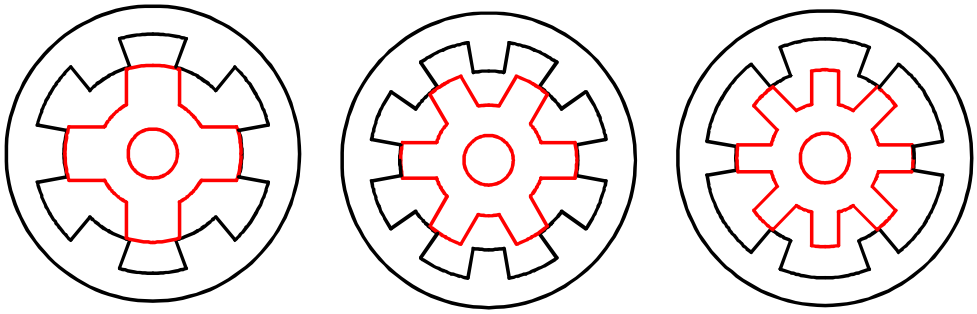
Représentation schématique (une seule phase représentée) d'un ensemble machine à réluctance variable à double saillance - convertisseur - commande
Figure -1.1.2-

1.1- INTRODUCTION

L'article [D2] présenté aux "Journées Electrotechniques" du Club EEA en 1993 constitue une synthèse à but pédagogique de ce type de machines ; il sert ici de paragraphe d'introduction.

Dans les paragraphes suivants, nous donnerons des compléments sur quelques aspects non approfondis dans l'article, comme les différentes structures de convertisseurs utilisées ou encore les variantes de structure électromagnétique.

La figure 1.1.2 montre les structures magnétiques, dites 6/4, 8/6 et 6/8, les plus utilisées.



6/4 **8/6** **6/8**

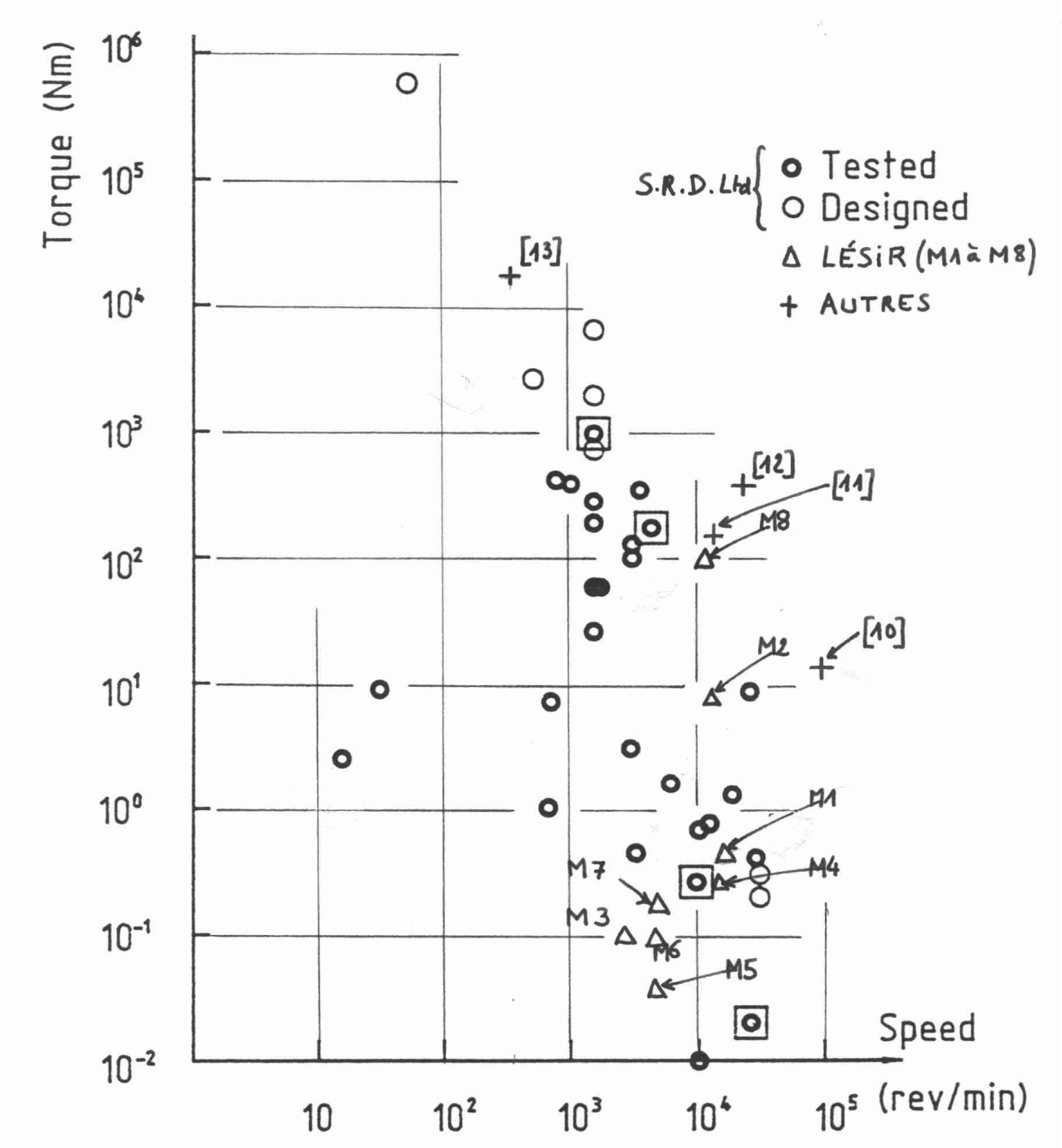
Structures magnétiques de machines à réluctance à double saillance
Figure -1.1.2-

Pour situer les ordres de grandeur concernant ce type de machines, la figure 1.1.3 issue de [9] montre les réalisations et projets de la société Switched Reluctance Drives Ltd. Le graphique a été complété par l'ajout des prototypes conçus au LÉSiR dans le cadre de cette habilitation ainsi que de ceux réalisés ou projetés par d'autres laboratoires étrangers. Les valeurs données de la vitesse, du couple et de la puissance sont les valeurs maximales (la puissance maximale n'est pas obligatoirement égale au produit des deux grandeurs précédentes).

Les prototypes conçus, avec leurs onduleurs, au LÉSiR, dans le cadre de cette habilitation à diriger des recherches ont les caractéristiques suivantes :

- **M1 LPMI** (1990) : **0.5 N.m, 10 000 tr/mn, 200 W**, 6/4 (application aéronautique)
- **M2 PARVEX** (1991) : **8 N.m, 12 000 tr/mn, 2.5 kW**, 6/8 (machine-outil)
- **M3 VALEO** (1991) : **0.1 N.m, 3000 tr/mn, 30 W**, 6/4 (accessoire automobile)
- **M4 LPMI** (taille 13, 1992-93) : **0.3 N.m (1 N.m crête), 10 000 tr/mn, 60 W**, 6/4 (application outil jardinage professionnel), capteur à réluctance intégré
- **M5 LPMI** (taille 11, 1993): **0,03 N.m, 6000 tr/mn, 20 W** , 6/4 (applications aéronautiques et industrielles), capteur à réluctance intégré
- **M6 LPMI** (taille 15, 1993): **0,09 N.m, 5000 tr/mn, 50 W**, 6/4 (applications aéronautiques et industrielles), capteur à réluctance intégré
- **M7 LPMI** (taille 20, 1993): **0,27 N.m, 5000 tr/mn, 140 W**, 6/4 (applications aéronautiques et industrielles), capteur à réluctance intégré
- **M8 AUXILEC** (1993-94) : **100 N.m, 10 000 tr/mn, 27 kW**, 6/4 (véhicule électrique urbain)

Les autres prototypes (choisis pour leurs hautes performances) réalisés, ou simplement, projetés dans des laboratoires sont issus des publications [10] (démarreur-générateur de turbine d'hélicoptère), [11] (véhicule électrique routier de 60 kW), [12] (pompe à carburant de gros engins aéronautiques : 88 kW) et [13].(projet de moteur 5 MW pour entraînement dans l'industrie lourde). Précisons que deux micromoteurs intégrés à réluctance variable à double saillance ont été réalisés récemment [14, 15] ; ils ont fonctionné mais leurs performances n'ont pas été données...



Réalisations et projets de moteurs à réluctance variable à double saillance
Figure -1.1.3-

ARTICLE [D2]

"Principe et éléments de dimensionnement des machines à réluctance variable à double saillance autopilotées"

Journées électrotechniques du club EEA, 25 et 26 mars 1993, Belfort, 19 p.

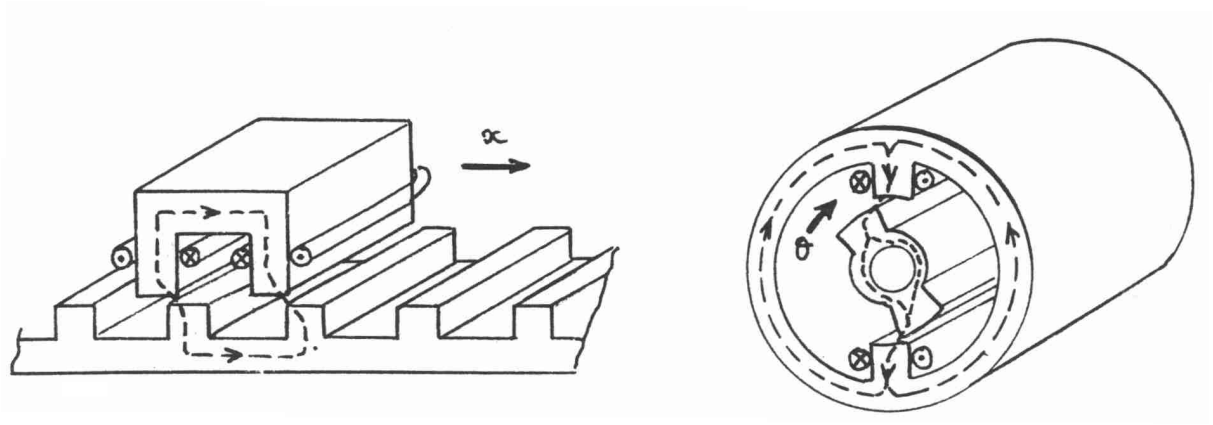
Journées Electrotechniques Club EEA 25 et 26 mars 1993, BELFORT

PRINCIPE ET ELEMENTS DE DIMENSIONNEMENT DES MACHINES A RELUCTANCE VARIABLE A DOUBLE SAILLANCE AUTOPILOTEES

Bernard MULTON
ECOLE NORMALE SUPERIEURE DE CACHAN
LESiR, URA CNRS D1375
61, avenue du Président WILSON
94235 CACHAN Cédex

1- INTRODUCTION

Le principe des machines à réluctance variable (MRV) est basé sur celui de l'électroaimant. En fait, il s'agit de la plus ancienne méthode de conversion électromécanique [1, 2]. Toute machine à réluctance variable pure (nous ne nous intéresserons pas ici aux MRV dites excitées dans lesquelles on a recours à des polarisations du circuit magnétique effectuées par des enroulements d'excitation ou par des aimants) est constituée de deux parties en mouvement relatif dont l'une est électriquement active et l'autre passive. La première comprend un circuit magnétique denté muni de bobinages, la seconde est simplement un circuit ferromagnétique, lui aussi, denté mais sans aucun conducteur ni aimant.



linéaire **tournante**

Structures élémentaires monophasées à réluctance variable (guidages mécaniques non représentés)

figure -1a- **figure -1b-**

Les figures 1a et 1b représentent des structures élémentaires (monophasées et idéales) linéaires et tournantes de machines à réluctance variable.

Remarquons que, dans le cas du moteur linéaire, le rail est passif, il peut donc être réalisé économiquement sur de grandes longueurs. Pour la machine tournante, c'est le rotor qui est passif, il peut ainsi tourner à grande vitesse sans poser les problèmes d'équilibrage et de tenue mécanique des structures assemblées. Cependant, des pertes de ventilation élevées peuvent exister à très grande vitesse en l'absence de précautions.

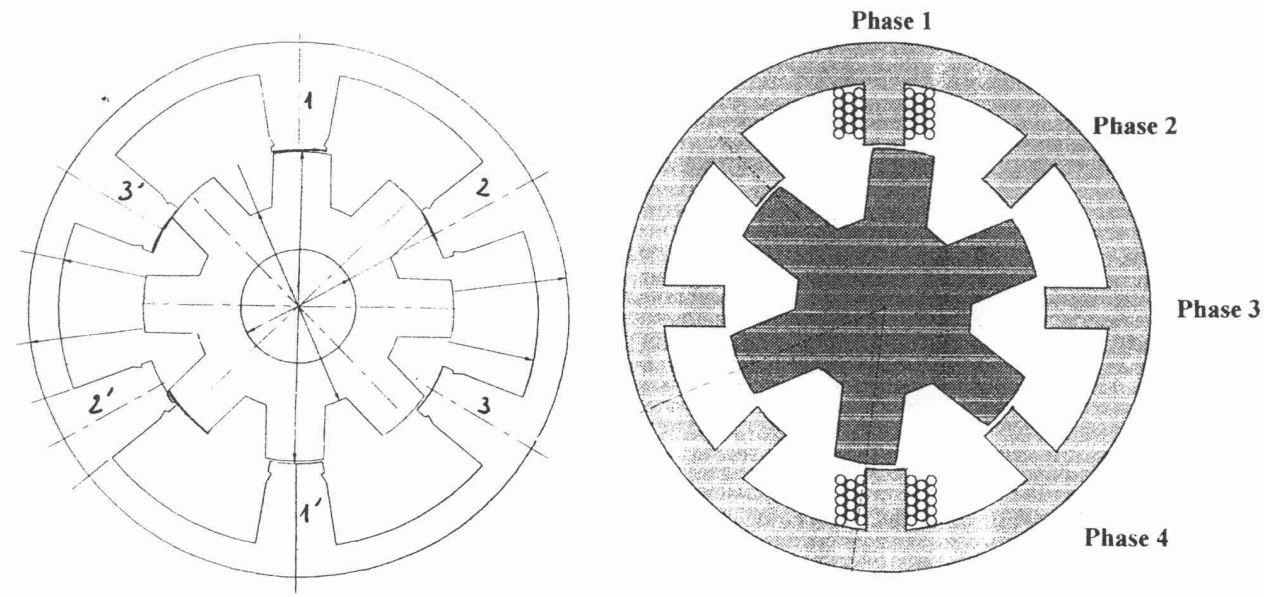
Pour entretenir un mouvement continu, il est nécessaire, d'une part, d'avoir plusieurs phases, d'autre part, de commuter les courants d'alimentation de ces phases successivement et en synchronisme avec la position relative, c'est à dire d'avoir recours à un autopilotage. Une alternative à ce mode de commande consiste à alimenter en mode pas à pas [3], le mouvement obtenu est alors discontinu et saccadé. Cette solution est de moins en moins utilisée.

Au 19^{éme} siècle, les moteurs à réluctance variable, qui ont été réalisés et utilisés, étaient autopilotés mécaniquement. On imagine aisément les problèmes posés par la commutation mécanique des bobinages inductifs sans aucune assistance pour couper l'arc... Il fallu attendre des interrupteurs semi-conducteurs suffisamment performants et des moyens électroniques de commande (processeurs, mémoires) rapides et économiques, dans les années 1970, pour voir réapparaître les MRV. En attendant ces progrès, elles ont occupé des places marginales dans des rasoirs électriques, des jouets, des génératrices hautes fréquences et, bien sûr, en tant que moteurs pas à pas.

Du fait de la simplicité du principe, les structures de MRV sont très variées et l'imagination des ingénieurs et chercheurs n'a guère eu de limites. Il est ainsi important de toujours bien préciser de quel type de machine à réluctance variable on parle. Deux structures retiennent plus particulièrement l'attention à l'heure actuelle parce qu'elles présentent une grande simplicité de construction et donc des possibilités de réduction de coût. Ce sont les machines dites "synchrones à réluctance" (Synchronous Reluctance Machines dans la littérature anglo-saxonne) et les MRV à double saillance -MRVDS- (Switched Reluctance Machines pour les Anglo-Saxons) auxquelles nous nous intéresserons par la suite.

Les premières sont à champ tournant, ce sont des machines synchrones à pôles saillants au rotor sans excitation. Les enroulements sont généralement triphasés et alimentés en courants alternatifs sinusoïdaux. Les cours classiques d'électrotechnique mettent en évidence, dans l'expression du couple électromagnétique d'une machine synchrone à pôles saillants, deux termes : l'un dit synchrone (lié au produit vectoriel du champ inducteur avec celui d'induit), le second dit de réluctance (proportionnel au carré du champ d'induit ou du flux dans le cas d'une alimentation à flux forcé). C'est bien entendu ce dernier terme qui est exploité dans les machines synchrones à réluctance.

Les secondes sont à "champ pulsé" (non tournant au sens habituel), on peut assimiler le stator à une succession d'électroaimants qui attirent des pôles saillants rotoriques. Des moteurs pas à pas ont été réalisés sur ce principe dès les années 1920. Une particularité importante est leur alimentation en courant unidirectionnel : un électroaimant attire toujours une pièce ferromagnétique quelque soit le signe du courant. Les structures auxquelles nous nous intéressons ici font partie des machines Vernier. Sous ce vocable, on entend habituellement plutôt des structures à grand nombre de dents, chaque pôle statorique bobiné (électroaimant) se termine alors par plusieurs petites dents ("structures à petites dents"), on obtient ainsi des moteurs délivrant un fort couple à basse vitesse avec des fréquences d'alimentations assez élevées. Ici, nous nous consacrerons à leurs proches parentes : celles "à grosses dents" dans les quelles chaque pôle statorique constitue lui même la dent. Les nombres de pôles sont alors relativement faibles et les performances couple-vitesse sont comparables à celles des machines asynchrones et synchrones à aimants avec des fréquences d'alimentation voisines. Les possibilités de couples [nombre de dents statoriques, nombre de dents rotoriques] sont nombreuses, aussi chaque structure reçoit une appellation relative à ces nombres, par exemple "6/4" signifie : 6 dents au stator et 4 au rotor. La figure 2 montre schématiquement deux exemples de MRVDS : une triphasée de type 6/8 et une tétraphasée de type 8/6.



Exemples de structure de machine à réluctance variable à double saillance et "grosses dents"
Figure -2-

Les MRVDS ont été remises au goût du jour à la fin des années 1970 par deux équipes universitaires anglaises (Leeds et Nottingham) [1, 9]. Mais c'est seulement depuis quelques années qu'elles suscitent un réel intérêt de la part des industriels. Leurs principaux atouts sont :

- l'économie (matériaux et fabrication) due à la simplicité de la structure (empilage de tôles au stator comme au rotor et bobines concentrées),

- les possibilités de travail en ambiances extrêmes (hautes et basses températures...) grâce à l'absence d'aimants et de collecteur,

- la robustesse et la sûreté de fonctionnement (aussi bien de la machine que de son convertisseur statique dont nous parlerons au chapitre 3).

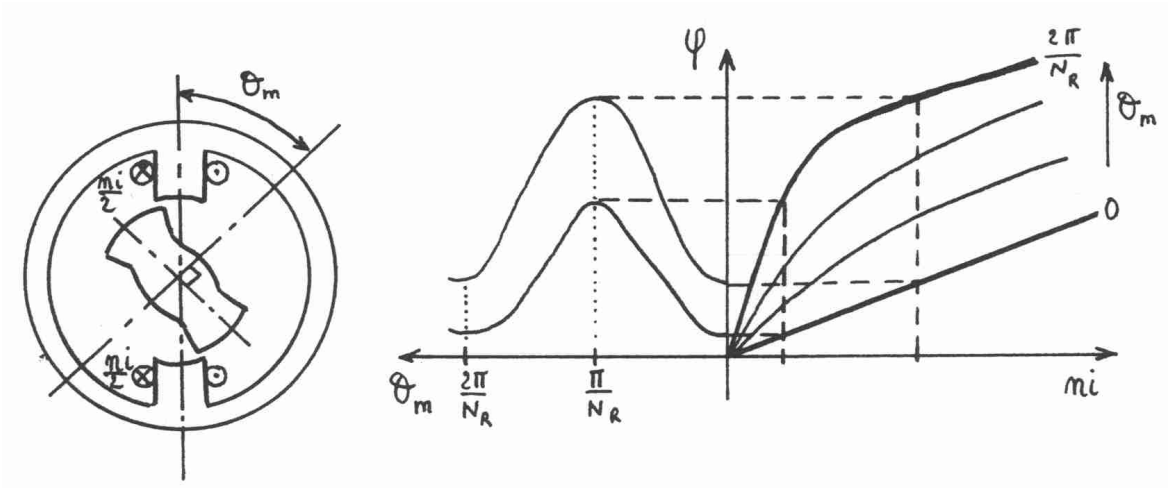
Les domaines d'applications potentiels ou déjà occupés par des MRVDS sont l'électroménager, les accessoires automobiles (éventuellement le moteur de traction de véhicules électriques), les machines outils, l'aéronautique, le spatial ...

Dans cet exposé, nous parlerons d'abord du principe de fonctionnement et de la conversion électromécanique à réluctance variable. Ensuite, nous décrirons leur alimentation autopilotée par convertisseur statique, l'étude et le dimensionnement de ces machines sont indissociables de ceux de leurs convertisseurs (Ignorer la partie électronique de puissance reviendrait au même qu'étudier une machine à courant continu sans son collecteur !). Nous viendrons ensuite aux principes de dimensionnement de ces structures et aux méthodes de calculs utilisées. Enfin, nous donnerons quelques exemples des structures à double saillance.

2- PRINCIPE DE LA CONVERSION ELECTROMECANIQUE A RELUCTANCE VARIABLE

2-1- COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

Les machines auxquelles nous nous intéressons ici sont constituées de plusieurs phases fonctionnant de manière quasi indépendante (peu de couplage magnétique). Ainsi, nous allons montrer leur principe sur une structure monophasée (figure 3) à deux dents rotoriques : Nr = 2.



Structure élémentaire monophasée d'étude **caractéristique électromagnétique fondamentale**

Figure -3a- **Figure -3b-**

La figure 3b montre la caractéristique électromagnétique fondamentale d'une MRV. On peut remarquer que la périodicité mécanique vaut ici π (un demi tour), d'une manière générale l'angle électrique θ vaut :

$$\theta = Nr.\theta m \qquad (2.1)$$

où θm est l'angle mécanique défini sur la figure 3a et Nr est le nombre de dents rotoriques.

Sur une période électrique complète, deux positions sont remarquables : celle d'opposition (où l'inductance est minimale) et celle de conjonction (alignement des dents où l'inductance est maximale). Dans ces machines, on n'atteint généralement pas la saturation magnétique en opposition, mais ce n'est pas le cas pour les autres positions.

Sans faire de calculs, grâce à son bon sens, "l'électrotechnicien de base" peut faire quelques constatations fondamentales :

- le signe du courant n'a aucune influence sur le signe du couple : dans la configuration de la figure 3a, le mouvement de rotation se fera dans le sens des aiguilles d'une montre quelque soit le signe des ampères-tours injectés dans le bobinage d'alimentation;

- en convention moteur, le couple est positif si l'on injecte un courant lorsque les dents rotoriques s'approchent des dents statoriques excitées. Dans le cas contraire, c'est à dire si elles s'éloignent, le couple est négatif : la machine freine. Le signe du couple est ainsi le signe de la variation (dérivée par rapport à la position)

de l'inductance. Contrairement aux machines classiques, une phase seule ne peut pas produire de couple moteur sur toute une période électrique (attraction sur la première moitié puis répulsion sur la seconde), avec une denture symétrique, la production de couple positif ne peut durer qu'une demi période au maximum (durée angulaire de croissance de l'inductance).

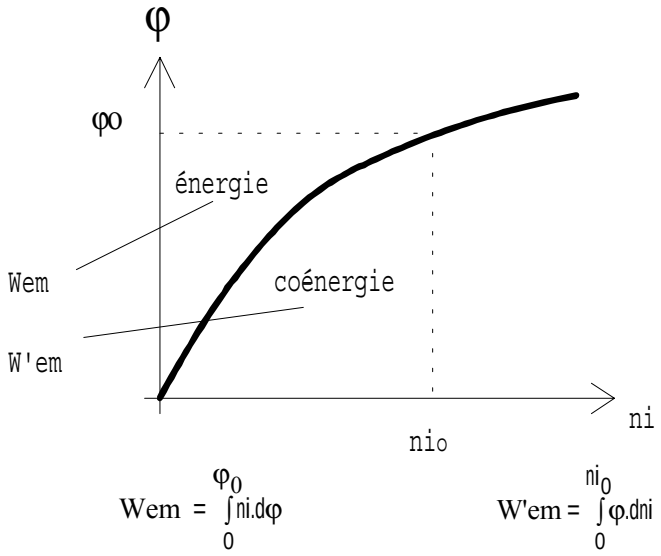
Par la méthode de variation des énergies [4], on montre que le couple instantané de toute machine électromagnétique s'exprime (toujours en convention moteur), au choix, par l'une ou l'autre des relations suivantes :

$$c(\theta) = -\frac{\partial Wem}{\partial \theta m} = -Nr.\frac{\partial Wem}{\partial \theta} \text{ à } \varphi = C^{te} \qquad (2.2)$$

ou :

$$c(\theta) = \frac{\partial W'em}{\partial \theta m} = Nr.\frac{\partial W'em}{\partial \theta} \text{ à } ni = C^{te} \qquad (2.3)$$

où Wem et W'em sont respectivement l'énergie et la coénergie magnétiques (voir figure 4) et θm et θ sont les angles mécaniques et électriques. Nr est le nombre de dents rotoriques équi-réparties.



Energie et coénergie magnétiques dans un circuit magnétique saturable
Figure -4-

En particulier en régime linéaire, le flux est lié aux ampères-tours (ni) par la perméance $P(\theta)$:

$$\varphi(\theta) = P(\theta).ni \qquad (2.4)$$

alors :

$$W'em = \int_0^{ni} P(\theta).ni'.dni' = \frac{1}{2}.P(\theta).ni^2$$

$$c = \frac{Nr}{2}.ni^2.\frac{dP}{d\theta} \qquad (2.5)$$

ou encore, si la phase est constituée d'un bobinage de n spires et si elle est parcourue par un courant i, l'inductance vaut $l(\theta)$, alors :

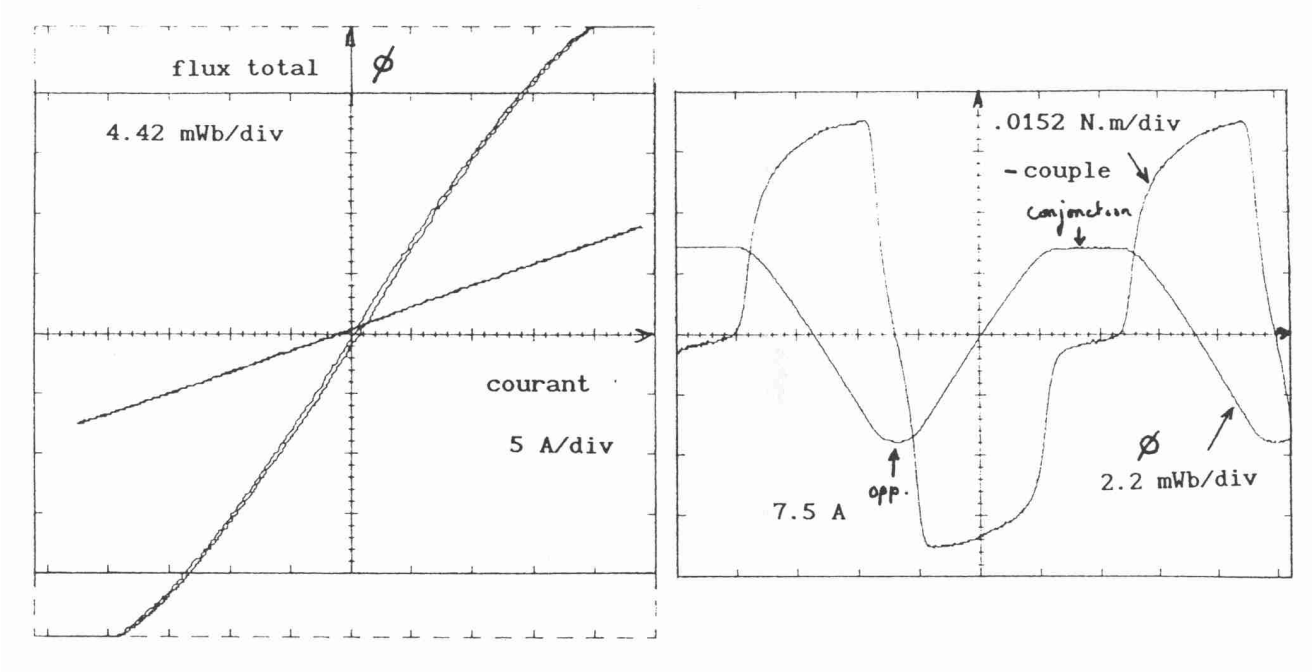
$$c = \frac{Nr}{2}.i^2.\frac{d(n^2P)}{d\theta} = \frac{Nr}{2}.i^2.\frac{dl}{d\theta} \qquad (2.6)$$

Si la machine fonctionne à flux forcé, on peut tenir un raisonnement analogue sur le flux, on obtient alors :

$$c = \frac{Nr}{2}.(n.\varphi)^2.\frac{dR}{d\theta} \qquad (2.7)$$

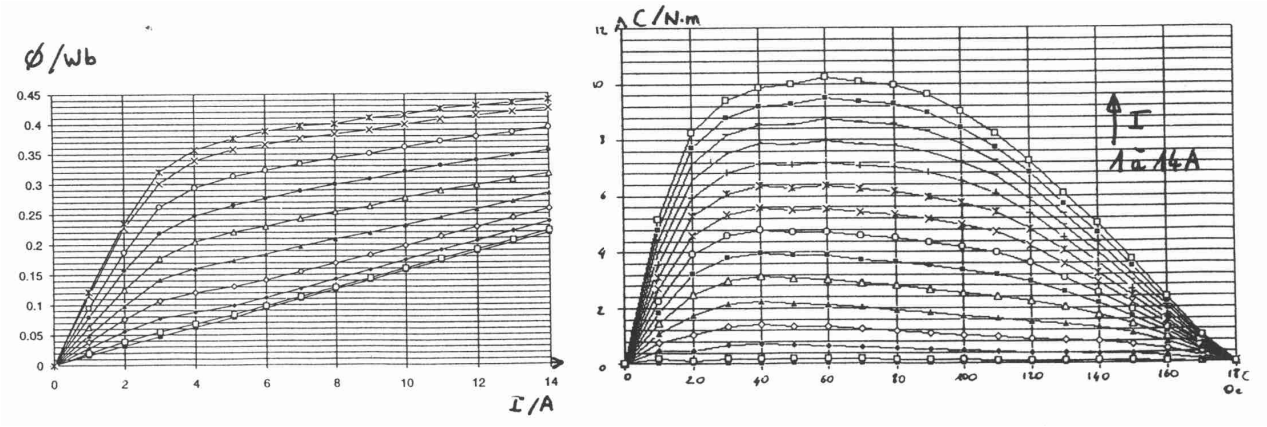
où $R(\theta)$ est la réluctance.

La figure 5 montre l'allure des caractéristiques de couple obtenues dans une machine non saturée.



Caractéristiques réelles de flux et de couple d'une machine à réluctance non saturée
Figure -5-

Quand le circuit magnétique est saturé (cas le plus fréquent), si l'entrefer est suffisamment faible et/ou si le courant est assez élevé, on ne plus dériver simplement l'inductance (même une dérivée partielle) pour calculer le couple. Il faut avoir recours à l'expression 2.2 ou 2.3. La figure 6 montre un exemple de caractéristiques de couple en fonction du niveau d'ampères-tours. On remarque que les non-linéarités magnétiques conduisent à une distorsion de la forme du couple en fonction du niveau de courant.

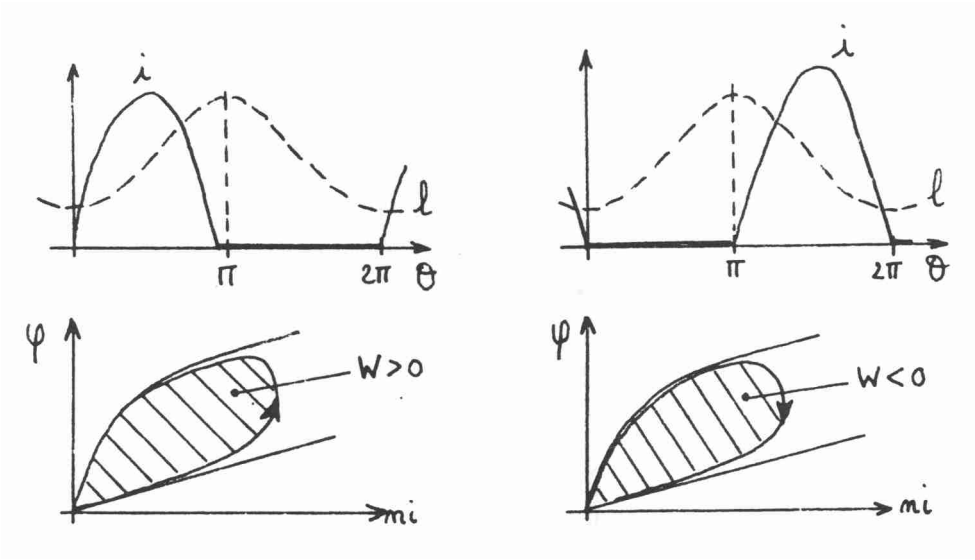


Caractéristiques de flux et de couple à ampères-tours constants d'une machine à réluctance saturée
Figure -6-

Le fonctionnement sur une période électrique peut être décrit dans le plan φ(ni) par le cycle énergétique dont la surface est égale à l'énergie convertie pendant un cycle :

$$W = \oint_{2\pi} ni.d\varphi$$

La figure 7 montre l'allure des cycles lorsque l'on injecte du courant pendant la phase de croissance de l'inductance (figure 7a) pour obtenir un fonctionnement moteur et lorsque l'on alimente pendant la phase de décroissance (figure 7b) pour obtenir un fonctionnement frein ou générateur.



Moteur **Générateur**

Cycles énergétiques de conversion dans une MRV

Figure -7a- **Figure -7b-**

La puissance électromagnétique convertie s'exprime par :

$$Pem = f.W \qquad (2.8)$$

où f est la fréquence (électrique) d'alimentation en courant unidirectionnel égale à la fréquence de la fonction perméance (autopilotage) :

$$f = Nr.F = Nr.\frac{\Omega}{2\pi} \qquad (2.9)$$

où F et Ω sont la fréquence et la pulsation de rotation . Or Pem peut aussi s'exprimer par le produit :

$$Pem = Cem.\Omega \qquad (2.10)$$

où Cem est le couple électromagnétique moyen. Alors, en écrivant l'égalité des expressions 2.8 et 2.10 et en utilisant 2.9, on obtient pour le couple moyen :

$$Cem = Nr.\frac{W}{2.\pi} \qquad (2.11)$$

et s'il y a q phases :

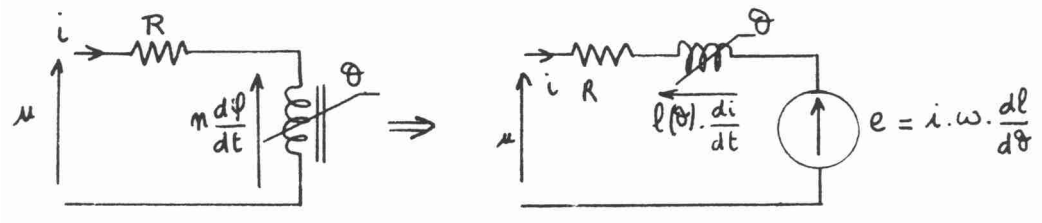
$$Cem = q.Nr.\frac{W}{2.\pi} \qquad (2.12)$$

<u>Remarque</u> :

Dans le cas des machines Vernier du type présenté à la figure 2, il y a q phases ayant chacune p pôles bobinés au stator (souvent 2) et Nr dents rotoriques où Nr est un multiple de p. A chaque cycle (excitation d'une phase), p dents travaillent ensemble et une énergie W est convertie. Un tour est obtenu en q.Nr cycles, ce produit correspond aussi au nombre de pas par tour du moteur pas à pas correspondant.

2-1- MODELE ELECTRIQUE

Pour analyser, dimensionner et simuler l'alimentation d'un tel moteur, il est nécessaire d'avoir recours à un modèle électrique. Comme nous avons supposé les couplages magnétiques entre phases négligeables, nous définissons un modèle monophasé. Celui-ci comprend la résistance de l'enroulement et la tension induite due aux variations de l'inductance et du courant (figure 8).



Modèle électrique d'une phase de MRV. Décomposition de la tension induite en régime linéaire

Figure -8-

Les équations électriques s'écrivent :

$$u = R.i + n.\frac{d\varphi}{dt} = R.i + \frac{d\phi}{dt} \qquad (2.13)$$

où ϕ est le "flux total" embrassé par toutes les spires du bobinage de la phase. En régime linéaire, on peut écrire

$$\phi = \ell(\theta).i \qquad (2.14)$$

alors :

$$u = R.i + \ell(\theta).\frac{di}{dt} + i.\frac{d\ell}{dt}$$

et en régime permanent, avec : $\omega = C^{te}$

$$u = R.i + \ell(\theta).\frac{di}{dt} + i.\omega.\frac{d\ell}{d\theta} \qquad (2.15)$$

On peut voir alors, dans le dernier terme, une force électromotrice de type excitation série car elle est proportionnelle au courant et, bien entendu, à la vitesse. La f.e.m. a, dans une machine non saturée à courant constant la même forme que le couple instantané (voir figure 5), en effet f.e.m. et couple sont tous deux proportionnels à la dérivée de l'inductance.

En régime saturé, les équations deviennent en considérant, par exemple, une inductance fonction de la position et du courant :

$$\phi = \ell(\theta, i).\, i$$

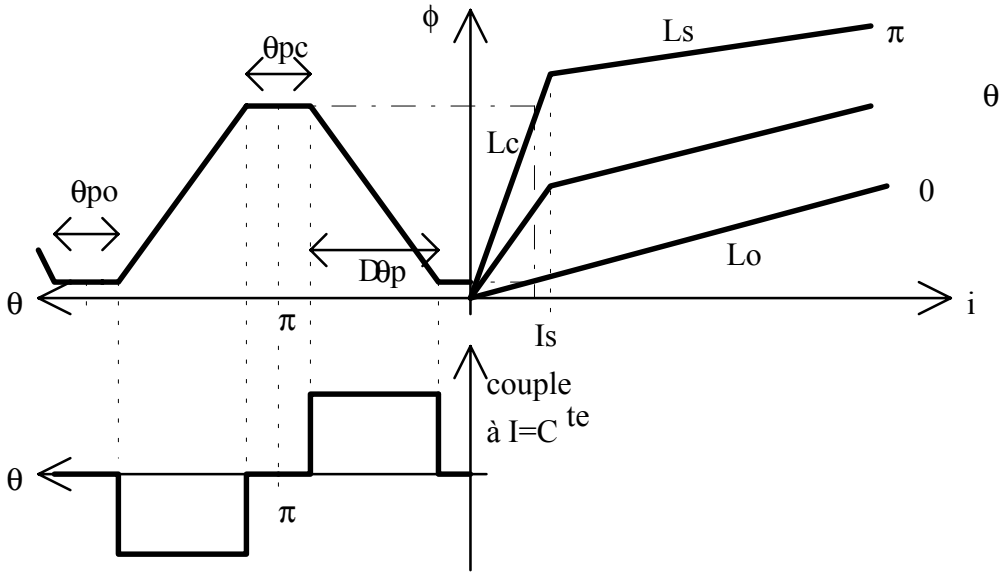
$$u = R.i + l(\theta,i).\frac{di}{dt} + i.\left(\frac{\partial l}{\partial\theta}.\frac{d\theta}{dt} + \frac{\partial l}{\partial i}.\frac{di}{dt}\right)$$

ou encore exprimée différemment :

$$u = R.i + \frac{\partial\phi}{\partial i}.\frac{di}{dt} + \frac{\partial\phi}{\partial\theta}.\omega \qquad (2.16)$$

Le deuxième terme est proportionnel à l'inductance incrémentale et le troisième reste la f.e.m.

Enfin, pour décrire simplement et rapidement le fonctionnement de ces machines on peut avoir recours à un modèle très idéalisé, linéarisé par parties. La figure 9 montre les caractéristiques et les paramètres d'un tel modèle.

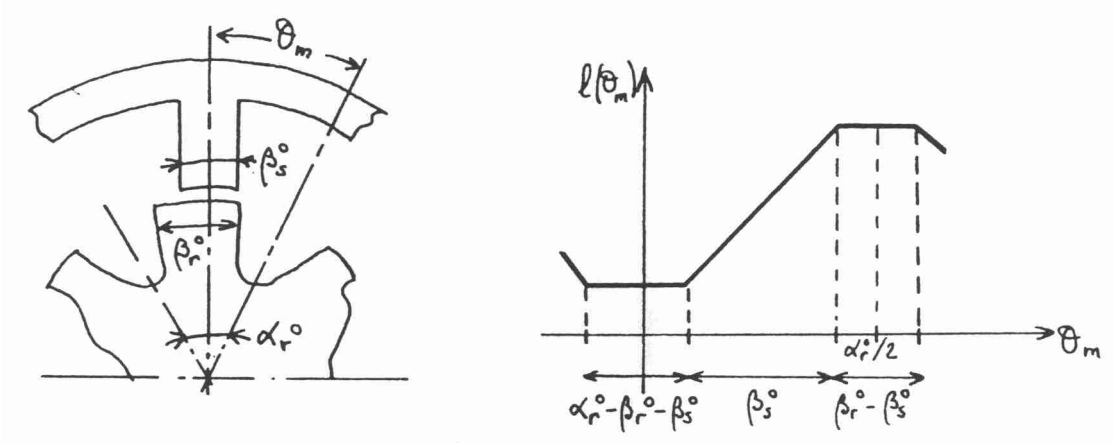


Modèle électromagnétique idéalisé linéarisé par parties
Figure -9-

Le courant Is correspond à la saturation du circuit magnétique supposée brutale lorsque l'induction atteint une valeur B_{sat}.

La forme idéalisée de l'inductance est liée aux angles de denture rotoriques et statoriques. La durée angulaire de croissance ou de décroissance Dθp est égale à l'angle de recouvrement mécanique (vis à vis) des

dents statorique et rotorique en conjonction multiplié par Nr (car il s'agit d'un angle électrique). C'est en effet lorsque la surface en regard stator/rotor varie que l'inductance varie et donc qu'il y a production d'effort, ceci est bien entendu une approximation qui ne tient pas compte des effets de bord et de la saturation. La figure 10 décrit cet angle.



angles de dentures forme idéalisée de l'inductance

L'angle de recouvrement des dents statorique et rotorique correspond à l'angle de production d'effort
Figure -10-

On considère que l'inductance varie linéairement lorsque la surface en regard des dents rotoriques et statoriques varie elle aussi linéairement. Généralement les dents rotoriques ont un angle dentaire $\beta_r°$ supérieur à celui des dents statoriques $\beta_s°$.

$D\theta p = Nr.\beta_s°$ (2.17)

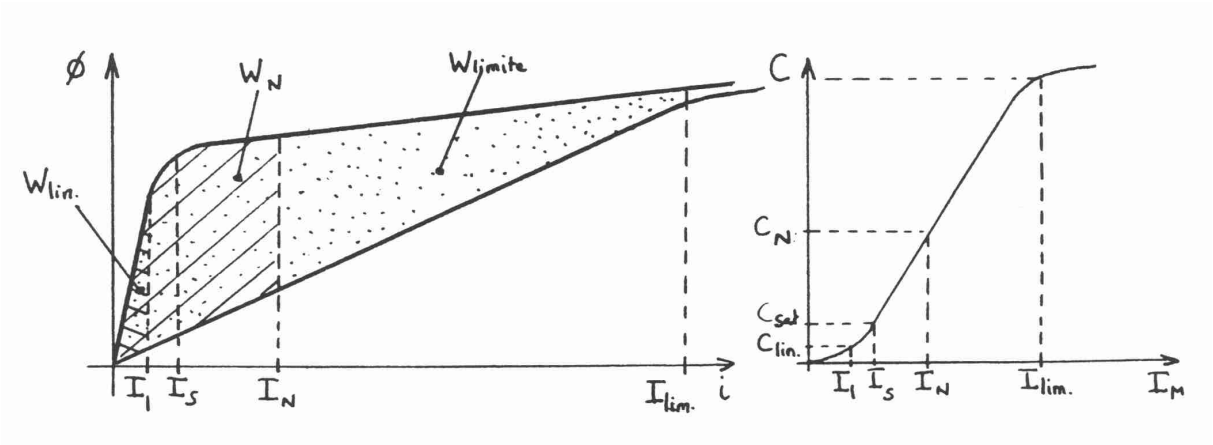
Quant aux "plats" d'opposition et de conjonction, ils correspondent respectivement à l'angle pendant lequel les creux rotoriques se présentent en regard des dents statoriques :

$\theta po = Nr.(\alpha_r° - \beta_r° - \beta_s°)$ (2.18)

et à l'angle durant lequel la surface en regard des dents reste maximale :

$\theta pc = Nr.(\beta_r° - \beta_s°)$ (2.19)

Dans le cas du modèle linéarisé de la figure 9 et avec une alimentation en courant constant IM du moteur pendant l'angle Dθp, le couple moyen évolue d'abord avec le carré de IM tant que la saturation n'est pas atteinte. Puis il croît sensiblement proportionnellement à IM pour ensuite tendre vers une limite électromagnétique. La figure 11 montre l'évolution de la surface du cycle (énergie convertie) et du couple moyen en fonction de l'amplitude IM du courant injecté.



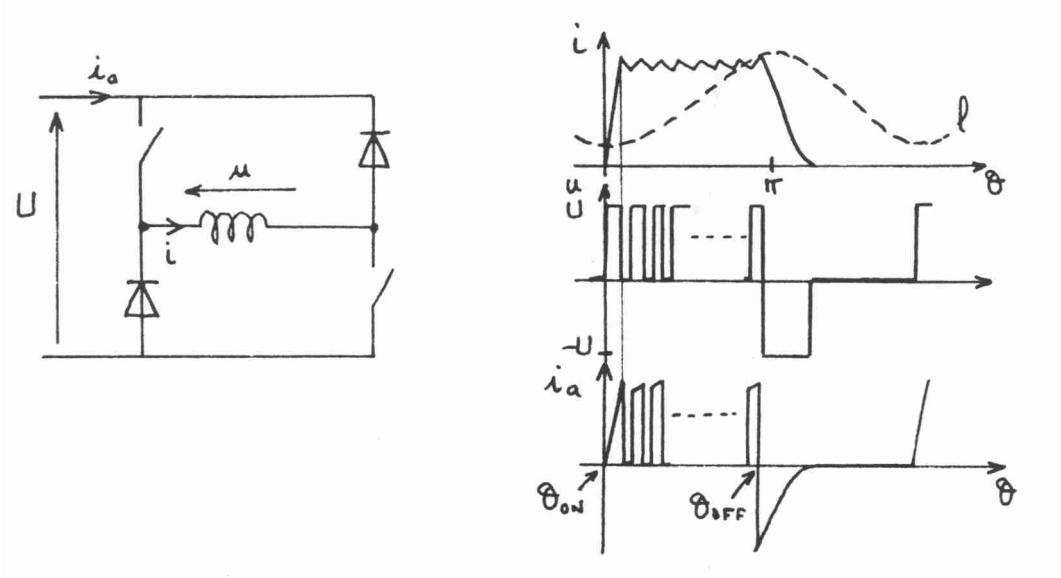
Evolution de l'énergie convertie et du couple moyen
en fonction de l'amplitude du courant injecté pendant la phase de production d'effort
Figure -11-

En régime linéaire, le couple moyen vaut d'après l'expression 2.11 :

$$C = \frac{Nr}{4\pi}.(Lc - Lo).I_M^2 = \frac{Nr}{4\pi}.(P_c - P_0).nI_M^2 \qquad (2.20)$$

3- ALIMENTATION PAR CONVERTISSEUR STATIQUE

Nous avons vu que ces machines se satisfont de courants unidirectionnels, ainsi les structures de convertisseurs requises différeront-elles sensiblement de celles des machines classiques à courants alternatifs. De même que l'onduleur de base de ces dernières est le bras de pont (une structure triphasée nécessite trois bras), celui de la MRV est le demi-pont asymétrique (figure 12a).



Onduleur de base de la MRVDS (par phase) :

le demi-pont asymétrique — **Figure -12a-**

formes d'onde en mode de découpage — **Figure -12b-**

Il permet, par la fermeture des deux interrupteurs commandables, l'application de la pleine tension continue aux bornes de l'enroulement et la magnétisation de la phase. Par ouverture des deux commutateurs, l'énergie magnétique non convertie est restituée à la source par la conduction des diodes de récupération. Enfin, le courant peut être régulé par modulation de largeur d'impulsion pendant la phase de conduction. La figure 12b montre un exemple de formes d'onde d'alimentation synchronisées avec l'onde d'inductance.

On peut remarquer que l'angle correspondant à la coupure du courant est plus long que celui correspondant à son établissement, ceci est dû au fait que l'inductance est plus élevée en conjonction qu'en opposition. Ainsi le traînage du courant à la coupure peut se produire pendant la phase de décroissance de l'inductance et entraîner l'apparition d'un couple instantané négatif (frein).

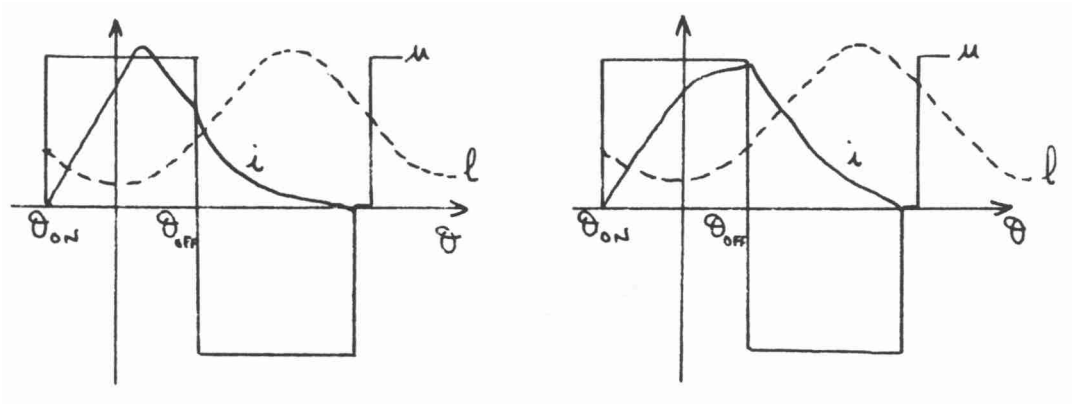
Lorsque la vitesse augmente, on est conduit à "avancer" le début de croissance du courant par rapport à la position d'opposition ce qui engendre à nouveau l'apparition d'un couple instantané négatif (le courant commence à croître alors que l'inductance termine sa décroissance). Malgré ce phénomène, on montre qu'aux vitesses élevées, il est intéressant d'avancer fortement l'angle de mise en conduction (de l'ordre de 60 à 100° électriques).

Pour profiter pleinement de l'onduleur et de la machine, on a recours généralement à deux stratégies d'alimentation selon la vitesse de rotation. Aux basses vitesses, on alimente chaque phase en quasi créneaux de courant dont l'amplitude est régulée par modulation de largeur d'impulsion tandis qu'aux vitesses plus élevées, on alimente en pleine onde de tension (il n'y plus de découpage). Dans ce second cas, le réglage du couple s'effectue par variation des angles de commande. Les formes d'onde de courant injectées sont alors très différentes (figure 13) de celles obtenues à basse vitesse (figure 12b).

La figure 13 montre des formes d'onde de courant pour une alimentation en pleine onde de tension. Deux cas se présentent selon la valeur du courant atteinte lors du début de la phase de croissance de l'inductance

et selon la vitesse. En effet, d'après l'expression 2.15 (on raisonnera en régime linéaire pour simplifier) et en négligeant la chute résistive (flux forcé), on obtient :

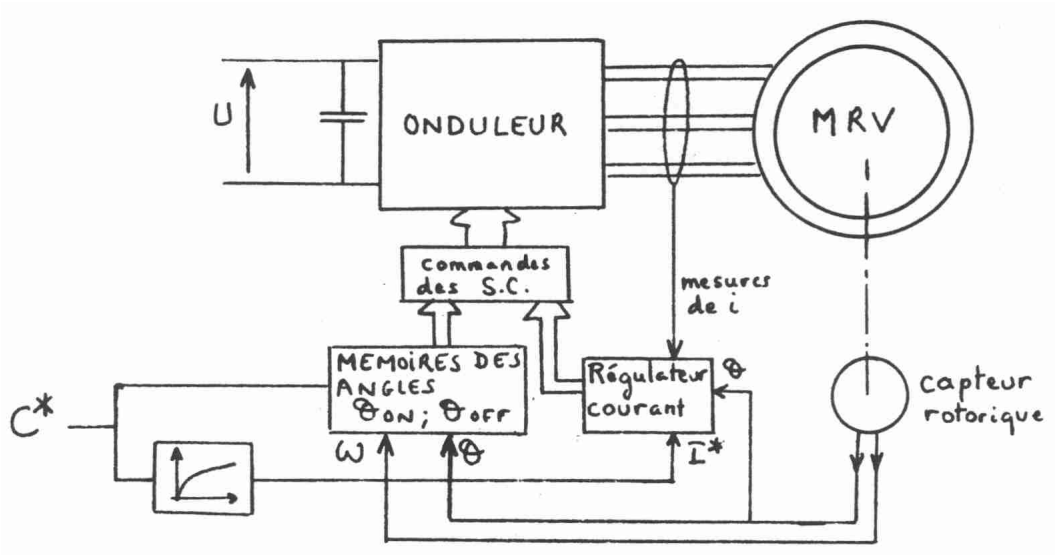
$$\frac{di}{dt} = \frac{u-e}{l(\theta)} \quad \text{avec } e = \omega.i.\frac{dl}{d\theta}$$



e > u **e < u**

Formes d'onde du courant à haute vitesse en pleine onde de tension
Figure -13-

Le couple résultant de ces formes d'onde est particulièrement pulsatoire.
Un exemple de synoptique de commande de MRV est représenté à la figure 14.



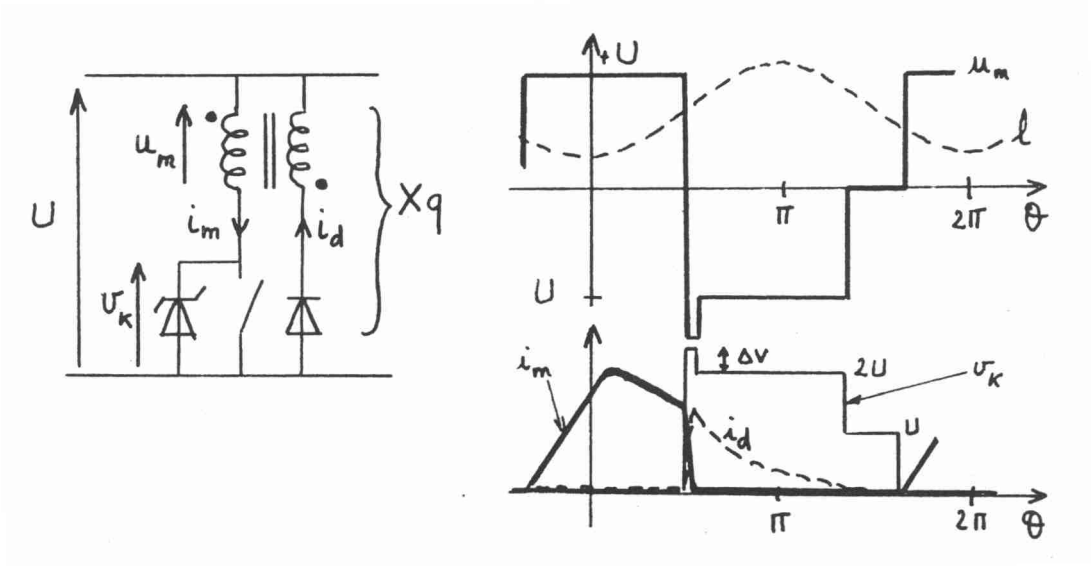
Synoptique de commande de MRV (Régulation de courant par MLI à basse vitesse, pleine onde de tension à haute vitesse et réglage des angles de commutations)
Figure -14-

Le fonctionnement en pleine onde de tension à la puissance maximale permet de minimiser la puissance apparente silicium (Volts-ampères maximaux) [5, 6] et ainsi de réduire le coût de l'onduleur. La puissance silicium est, dans ces conditions, équivalente à celle requise pour les machines classiques à commutation électronique. Cependant cette qualité ne peut être obtenue que si la machine possède un rapport de saillance suffisant. Le rapport de l'inductance de conjonction sur celle d'opposition doit être supérieur à 6 ce qui est assez aisé à obtenir avec les structures à double saillance et "grosses dents". D'autre part, la saturation magnétique a un effet plutôt favorable contrairement aux autres machines dans lesquelles elle conduit à une dégradation des caractéristiques de l'ensemble convertisseur-machine.

Le demi-pont asymétrique, onduleur de base des MRV, présente l'avantage essentiel du moindre risque de défaut. Toute fermeture accidentelle des deux interrupteurs commandés n'entraîne pas le classique court-circuit de bras contre lequel il est toujours difficile de se prémunir à moins de ne surdimensionner les semi-

conducteurs en courant. En effet, dans le cas de la MRV, le courant passe toujours par l'enroulement et sa vitesse de croissance est limitée. De plus, l'alimentation séparée des q phases peut permettre des fonctionnement en marche dégradée avec une phase isolée. Ces qualités confèrent à ces entraînements une plus grande disponibilité de fonctionnement [15]. En contre-partie, le nombre de connexions de la machine vers l'onduleur, dans la configuration de base, est élevé (6 au lieu de 3 dans une version triphasée).

D'autres solutions de convertisseurs sont possibles [16], nous en citerons deux parmi les plus utilisées. La première est bien connue des concepteurs et utilisateurs de moteurs pas à pas. Elle consiste à utiliser des enroulements bifilaires (une phase est constituée de deux bobines de mêmes nombres de spires et aussi bien couplées que possible grâce à un bobinage "deux fils en main") et un seul interrupteur commandé par phase ainsi que le décrit la figure 15.



Structure à enroulements bifilaires **Formes d'onde d'alimentation en mode pleine onde**

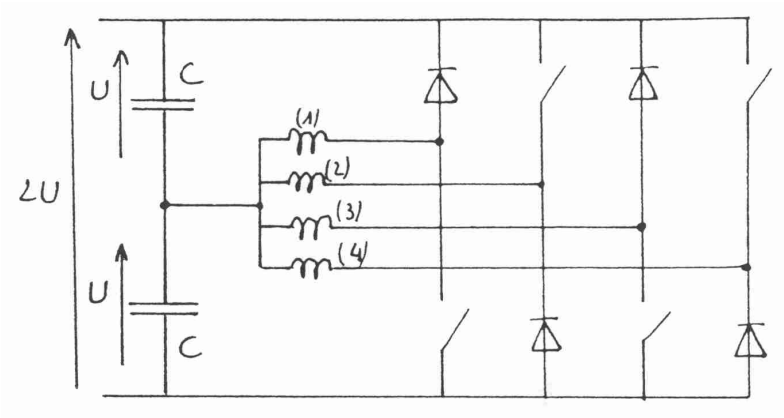
Figure -15-

On remarque que le nombre total de semi-conducteurs est divisé par deux par rapport à l'onduleur de base en demi-ponts asymétriques. Mais chaque interrupteur doit supporter une tension double ainsi qu'une surtension de commutation nécessaire pour l'évacuation de l'énergie de fuites due au couplage imparfait entre les deux bobines de la même phase. Cette énergie peut éventuellement être dissipée par un fonctionnement en avalanche du semi-conducteur mais nécessite généralement un écrèteur qui a été symbolisé par une diode zéner sur le schéma de la figure 15.

Cette imperfection est la cause de pertes de commutation importantes si une modulation de largeur d'impulsion haute fréquence est effectuée. C'est pourquoi cette solution peut être incompatible avec un tel mode d'alimentation.

En outre, cette simplification de l'onduleur s'accompagne d'une forte augmentation des pertes Joule dans le moteur (doublement dans le cas où les sections des fils des deux bobines sont identiques). Il faut donc bien peser le pour et le contre d'une telle solution. En basse tension, nous avons montré qu'avec l'utilisation de la technologie des transistors MOS de puissance, ce procédé pouvait être avantageux du point de vue du rendement global de l'entraînement [7].

Enfin, une source de tension à point milieu peut aussi diviser par deux le nombre de semi-conducteurs, sans enroulements bifilaires et donc sans accroissement des pertes Joule. Cependant pour que la valeur moyenne du courant absorbé au point milieu soit nulle (diviseur capacitif), il faut que le nombre de phases soit pair et qu'aucun fonctionnement à l'arrêt ou à très basse fréquence ne soit requis. Ce type d'onduleur est fréquemment utilisé pour les machines tétraphasées de type 8/6. La figure 16 montre une telle structure convertisseur machine. On remarque qu'ici aussi il y a un prix à payer en contre partie de la réduction du nombre d'interrupteurs : chacun doit, en effet, supporter une tension double de celle appliquée aux enroulements. Ou encore, à même tension continue d'alimentation, pour atteindre le même flux à la même vitesse, il faut diviser le nombre de spires par deux par rapport à la structure avec demi-ponts asymétriques, alors le courant à commuter doit être doublé (mêmes ampères-tours)



Onduleur à un seul interrupteur par phase et source de tension à point milieu
Figure -16-

Autopilotage

Nous avons vu que ces machines requièrent un autopilotage, c'est à dire la connaissance de la position rotorique pour synchroniser les ondes d'alimentation (courant ou tension selon les modes choisis). Pour cela deux alternatives existent, l'autopilotage par capteur direct de position (optique, effet Hall, résolver ...) et celui par capteur indirect (souvent dénommé "sans capteur") [17, 18]. Pour obtenir les avantages d'une homogénéité capteur moteur, le capteur direct peut être à réluctance variable [14]. La solution à capteur indirect est séduisante car elle conduit à une réduction des coûts surtout dans les entraînements de petite puissance tout en conservant les qualités de robustesse du moteur seul. Diverses solutions sont possibles et deux familles peuvent être constituées selon que l'on observe la position à partir des courants et tensions porteurs d'énergie ou que l'on effectue une analyse par injection de signaux à travers les bobinages principaux ou dans des bobinages auxiliaires couplés aux premiers. Ces systèmes fonctionnent mais conduisent généralement à des limitations (résolution, précision, vitesse maximale faible...) et ne donnent pas, à l'heure actuelle, des performances aussi bonnes que les solutions classiques à capteurs directs.

4- ELEMENTS DE DIMENSIONNEMENT DE LA MACHINE

Le dimensionnement d'une machine électrique est une succession d'un grand nombre d'étapes souvent imbriquées et faisant appel autant à la mécanique, à la thermique (mécanique des fluides incluse) qu'à l'électromagnétisme.

Chaque cas est particulier en fonction des contraintes spécifiques au problème posé, aussi nous n'allons pas décrire une procédure générale et universelle mais donner quelques éléments de base permettant de comprendre le choix des dimensions du point de vue électromagnétique.

Les calculs de champ par éléments finis représentent aujourd'hui une méthode performante en précision mais insuffisamment rapide pour permettre une optimisation globale d'une structure complète [19]. Aussi, il est intéressant de travailler d'abord avec des méthodes classiques analytiques ou numériques basées sur des moyens classiques d'analyses des circuits magnétiques. Ces moyens consistent à déterminer les réluctances saturables de tronçons de section constante. On peut ainsi, rapidement, dégager l'influence des paramètres dimensionnels. Les calculs de champ par éléments finis viennent à notre secours pour résoudre des problèmes ponctuels comme le calcul de la perméance en position d'opposition ou le calcul des caractéristiques $\varphi(ni,\theta)$ finales nécessaires pour simuler l'alimentation et déterminer la forme précise du couple instantané.

Nous allons présenter une courte analyse paramétrique destinée à dégager l'influence des dimensions importantes des machines à réluctance variable à double saillance et à "grosses dents".

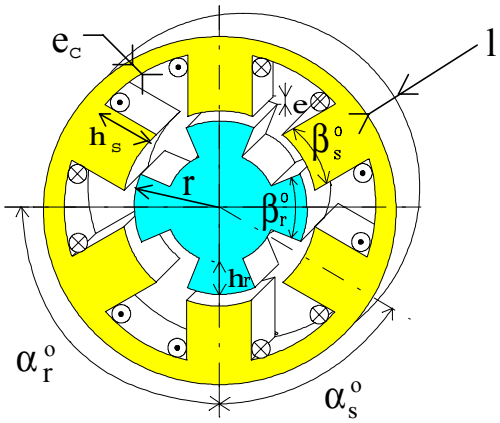
La figure 17 donne les principaux paramètres géométriques auxquels nous nous intéressons ici [8].

Dans la suite de ce chapitre, nous effectuerons le lien entre ces paramètres géométriques et le modèle électromagnétique linéarisé par partie décrit à la figure 9.

Soient les angles dentaires réduits β_S et β_r par rapport à l'angle polaire correspondant tels que :

$$\beta_s = \frac{\beta_s^{\circ}}{\alpha_s^{\circ}} \quad \text{avec } \alpha_s^{\circ} = \frac{2\pi}{Ns} \qquad (4.1)$$

$$\beta_r = \frac{\beta_r^{\circ}}{\alpha_r^{\circ}} \quad \text{avec } \alpha_r^{\circ} = \frac{2\pi}{Nr} \qquad (4.2)$$

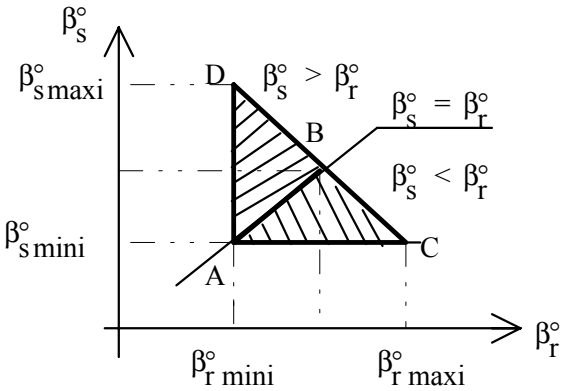


Définition des principaux paramètres géométriques des MRV à double saillance
Figure -17

Nous avons vu, au chapitre 3, l'influence des angles dentaires sur la forme de l'onde de perméance et donc sur celle de couple d'après (2.5). Les équipes anglaises dont nous avons parlé dans l'introduction ont défini le "triangle de faisabilité"[9, 10] (figure 18) des angles dentaires. Sans entrer dans tous les détails, ce triangle est limité en particulier par la relation :

$$\beta_s^\circ < \alpha_r^\circ - \beta_r^\circ \qquad (4.3)$$

condition nécessaire pour que la perméance d'opposition reste faible (l'arc dentaire statorique doit rester inférieur à l'arc inter-dentaire rotorique).



Triangle de faisabilité des angles dentaires
Figure -18-

Le triangle de faisabilité est constitué de deux parties selon que les dents statoriques sont plus larges que les dents rotoriques (partie supérieure) ou l'inverse (partie inférieure). Ces deux parties donnent des comportements magnétiques symétriques. Pour des raisons de place bobinable, on préfère avoir des arcs polaires statoriques plus petits que ceux rotoriques, ainsi seul le demi triangle inférieur nous intéresse.

La droite AD correspond à : $\beta_s^\circ = \beta_r^\circ$

la droite BC correspond à la limite : $\beta_s^\circ = \alpha_r^\circ - \beta_r^\circ$;

Dans ces conditions, c'est l'arc dentaire β°_s qui fixe l'angle de production du couple $D\theta p$ (angle électrique) (§2, figure 10). La droite AC correspond à la valeur minimale de β°_s correspondant elle même à la durée minimale de production de couple d'une seule phase. Pour assurer une continuité du couple (couple pulsatoire réduit) sur une période complète avec q phases, il faut respecter la condition :

$$D\theta p_{mini} = \frac{2\pi}{q},$$

qui se traduit, d'après (2.17), par :

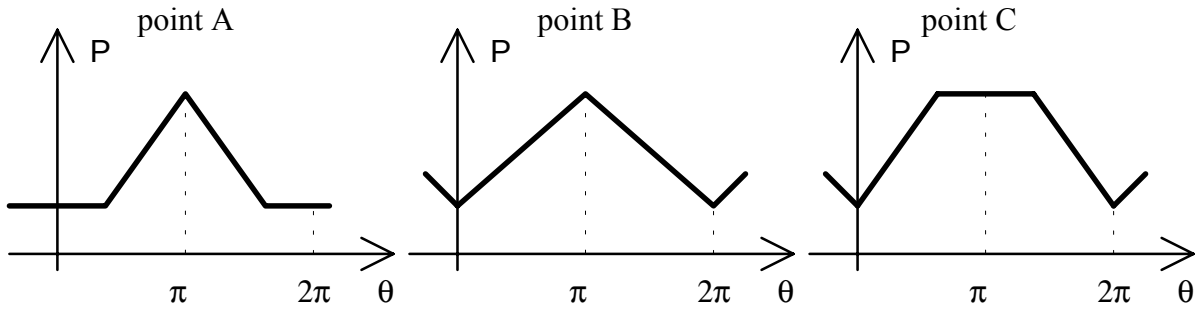
$$\beta_{s\,mini}^\circ = \frac{2\pi}{q.Nr} \qquad (4.4)$$

et d'après (4.1), la condition devient, sur l'angle dentaire réduit :

$$\beta_{s\,mini} = \frac{Ns}{q.Nr} \qquad (4.5)$$

Ainsi, dans une machine 6/4, $\beta°_s$ doit être supérieur à 30°, soit : $\beta_s = 0.5$ (l'arc dentaire représente alors la moitié de l'arc polaire).

La figure 19 montre les allures des ondes de perméance idéalisées extrêmes correspondant aux trois sommets du triangle inférieur.



Allures extrêmes de l'onde de perméance idéalisée correspondant aux sommets du triangle de faisabilité
Figure -19-

A valeur de β_s imposée (généralement par des considérations de couple pulsatoire), la valeur de β_r est choisie selon des contraintes de moment d'inertie (celui-ci diminue lorsque β_r diminue) et de la caractéristique couple-vitesse requise. Une valeur de β_r élevée donne un large "plat de conjonction" (point C) qui rend plus aisée la démagnétisation et permet d'obtenir un couple mieux lissé par injection d'ondes de courant appropriées [11]. Une valeur de β_r qui donne un "plat d'opposition" important (point A) faible permet d'accroître sensiblement la puissance maximale [12] mais rend plus difficile l'obtention d'un couple instantané peu ondulé [20].

Déterminons maintenant les caractéristiques électromagnétiques φ(ni). D'abord en régime linéaire, le couple moyen est proportionnel à la différence des perméances extrêmes (conjonction et opposition) $(P_c - P_o)$ (expression 2.20). En supposant d'abord P_o négligeable devant P_c (nous verrons par la suite de quels paramètres dépend P_o), on peut obtenir une expression approchée du couple moyen pour une alimentation en créneaux de courant (à basse vitesse). La perméance de conjonction peut se calculer simplement par :

$$P_c = \frac{1}{R_e + R_{fe}} \qquad (4.6)$$

où R_{fe} et R_e sont respectivement les réluctances correspondant au trajet du flux d'une phase dans l'entrefer (longueur 2.e) et dans le fer. Pour faire apparaître plus simplement les paramètres dominants, négligeons R_{fe} devant R_e, alors :

$$P_c \cong R_e^{-1} = \mu_o \frac{\beta_s \frac{2\pi.r.l}{Ns}}{2.e} \qquad (4.7)$$

Dans le cadre de ces hypothèses, le couple moyen vaut, d'après (2.12) :

$$C \cong q.\frac{Nr}{2\pi}.\frac{P_c}{2} nI_M^2 \qquad (4.8)$$

où nI_M sont les ampères-tours maximaux injectés par l'alimentation.

Supposons les bobines de forme rectangulaire et de section la hauteur de dent hs multipliée par la demi largeur interpolaire statorique. Le coefficient d'utilisation est noté kb, il est égal au rapport de la section utile de cuivre sur la section de fenêtre Sb définie précédemment :

$$S_b = h_s.\frac{1-\beta_s}{2}\ \frac{2\pi.r}{Ns} \qquad (4.9)$$

Enfin, on note ki le facteur de forme du courant tel que :

$$k_i = \frac{I_M}{I_{eff}}$$

Si δ est la densité de courant efficace dans les conducteurs, le couple moyen vaut [8] :

$$C \cong q.\frac{Nr}{Ns^3}\pi^2.\mu_o.(k_b.k_i)^2.\beta_s.(1-\beta_s)^2\frac{r^3.l.h_s^2}{e}.\delta^2 \qquad (4.10)$$

On entrevoit de manière évidente l'intérêt de réduire l'entrefer e qui apparaît comme un paramètre fondamental.

L'épaisseur de culasse e_c doit être suffisante pour assurer le passage de la moitié du flux dans les dents statoriques avec une chute de potentiel magnétique aussi faible que possible :

$$e_c = k_c.\beta_s.r.\frac{2\pi}{Ns} \qquad (4.11)$$

où k_c est un coefficient supérieur à 1 (1,1 à 1,2).
Les pertes Joule totales valent :

$$P_J = 2.Ns.\rho.k_b.k_l.S_b.\delta^2 \qquad (4.12)$$

où k_l est un coefficient de longueur supérieur à 1 prenant en compte les têtes de bobines (fonction de βs), ρ est la résistivité des conducteurs.

L'optimisation globale des dimensions est alors un problème de minimisation des pertes à encombrement donné par exemple.

Généralement, pour obtenir des performances satisfaisantes, l'entrefer est suffisamment faible pour que le fer soit saturé, les expressions du couple moyen (4.9) et (410) ne sont plus valables. En supposant une saturation brutale à B_{sat} des dents et des culasses, le flux reste à une valeur maximale φ_{sat} pour les valeurs d'ampères-tours supérieures à nI_{sat} :

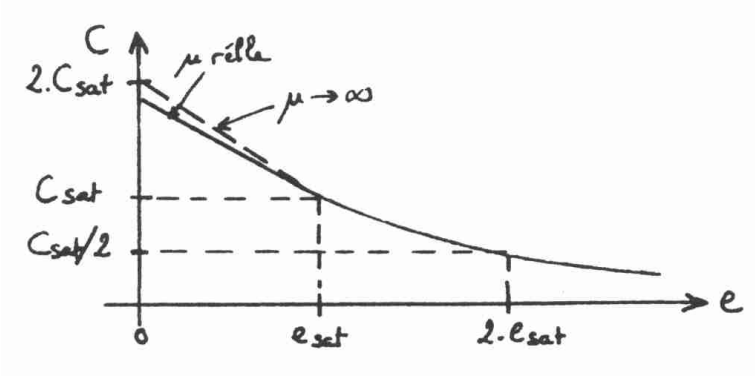
$$nI_{sat} = \frac{B_{sat}}{\mu_o}\,2e \qquad (4.13)$$

Alors, si les ampères-tours sont très supérieurs à nI_{sat}, le couple moyen s'exprime approximativement [8] par :

$$C \cong q.\frac{Nr}{Ns}B_{sat}.\beta_s.r.l.\left[-\frac{B_{sat}.e}{\mu_o}+\frac{2\pi.k_b.k_i}{Ns}(1-\beta_s).r.h_s.\delta\right] \qquad (4.14)$$

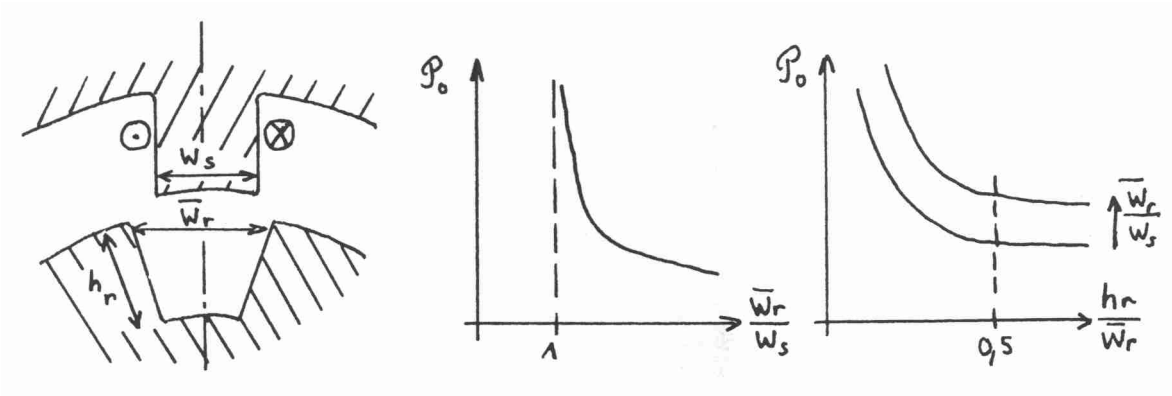
A pertes Joule constantes, c'est à dire à ampères-tours maximaux (ou densité de courant) fixés, le couple moyen thermique évolue en fonction de l'entrefer selon la courbe donnée à la figure 20. Entre une machine travaillant à la limite de la saturation et une machine fortement saturée, il existe un facteur voisin de 2 sur le couple thermique. La valeur e_{sat} est définie par les ampères-tours maximaux, d'après (4.13) :

$$e_{sat} = \frac{\mu_o}{2}\,\frac{nI_M}{B_{sat}}$$



Influence de l'entrefer sur le couple thermique
Figure -20-

La valeur de la perméance d'opposition Po que nous avons négligée devant Pc dépend en fait principalement de deux rapports de dimensions des dentures statoriques et rotoriques [13]. La figure 21 décrit qualitativement l'influence des paramètres géométriques.



Paramètres géométriques influents sur la perméance d'opposition
Figure -21-

Nous arrêterons ici cette analyse qui pourrait être encore très longuement développée. Pour conclure, nous pouvons dire que l'entrefer doit être assez faible pour obtenir un bon rapport pertes Joule sur couple. Cette valeur est bien entendu relative aux autres dimensions. Pour obtenir de bonnes performances, un ordre de grandeur du rapport rayon d'entrefer sur l'entrefer est environ 100 pour des rayons de l'ordre du centimètre à la dizaine de centimètres. Cela dépend en réalité des ampères-tours et souvent des conditions de dissipation thermique. Ceci donne environ $1/10^e$ mm pour un rayon d'entrefer de 10 mm. En outre on peut dire que les arcs dentaires sont très importants. L'arc dentaire statorique doit être supérieur à une valeur minimale si l'on souhaite réduire le couple pulsatoire.

Enfin, si l'on souhaite travailler à haute vitesse, la détermination des pertes fer est nécessaire. Elle requiert la connaissance des formes de flux dans les différentes portions du circuit magnétique. Malheureusement, elles ne peuvent pas s'exprimer sous une forme simple ce qui contribue à rendre difficile leur exploitation [21].

5- EXEMPLES DE STRUCTURES

Les possibilités de combinaisons de nombres de dents statoriques et rotoriques sont nombreuses et laissent une grande latitude de choix. Cependant, si l'on souhaite minimiser le nombre de phases (complexité du convertisseur statique et nombre de connexions), on dépasse rarement 4.

Compte tenu du principe de production du couple de réluctance que nous avons étudié au chapitre 2, chaque phase ne peut donner un couple positif pendant plus d'une demi période, aussi une machine biphasée à denture symétrique aura-t-elle un couple polyphasé instantané nul pour certaines positions. Pour pouvoir démarrer de n'importe quelle position et dans le sens souhaité, il est nécessaire d'avoir plus de 2 phases. Si un seul sens de rotation est requis, on peut dissymétriser la structure dans le but d'accroître la zone de production de couple positif. Dans ces conditions, une machine biphasée peut fonctionner, son couple instantané est toutefois très ondulé et atteint des valeurs faibles dans certaines positions. Une machine biphasée asymétrique ne peut convenir qu'à des applications particulières où le couple résistant à basse vitesse ne présente pas une valeur trop élevée.

Les nombres de phases fréquemment utilisés sont 3 et 4, quelquefois 2.

La vitesse de rotation est liée à la fréquence d'alimentation par le nombre Nr de dents rotoriques. Une machine à 6 dents rotoriques aura une fréquence électrique de 600Hz à 6000tr/mn mais avec un flux unidirectionnel dans les dents statoriques (dans ce cas les pertes fer correspondent à une valeur réduite par rapport à celle obtenue avec un flux alternatif : moins de la moitié).

Dans le cas de machines dont la vitesse maximale est supérieure à quelques milliers de tours par minute, pour minimiser les pertes fer sans utiliser des tôles particulièrement fines et de haute qualité, on cherche à réduire le nombre de dents rotoriques.

Pour toutes ces raisons, les structures les plus fréquemment utilisées sont les configurations : 8/6, 6/4, 6/8, 4/2, 6/2.

Le tableau suivant récapitule, de façon non exhaustive, les principales possibilités de réalisations, il est construit, en partie, à partir de données issues de [3] et [4], pour des nombres de phases allant de 2 à 5. Dans ce tableau, on a fait figurer le nombre p de pôles par phase. Il s'agit, comme nous l'avons dit au début de ce document, de structures "à grosses dents", c'est à dire dans lesquelles chaque dent statorique est bobinée et constitue un pôle. Une phase comprend, dans ces conditions, au stator, p pôles bobinés répartis régulièrement. Nous nous sommes aussi limités aux seules structures qui permettent un équilibrage des efforts radiaux donc celles où p est supérieur ou égal à 2. On peut remarquer que les structures de base sont définies pour p=2, pour trouver les nouvelles combinaisons avec d'autres valeurs de p, il suffit de multiplier les nombres de dents Ns/Nr par la nouvelle valeur de p et de diviser par 2. Des valeurs de p allant jusqu'à 4 peuvent être intéressantes, au delà, il semble qu'il devienne plus avantageux de réaliser des pôles dentés (structures "à petites dents") essentiellement pour des raisons de complexité et de foisonnement du bobinage.

Ns	4	6	6	6	8	8	10	10		9	9	12
Nr	2	2	4	8	6	10	8	12		6	12	9
q	2	3	3	3	4	4	5	5		3	3	4
p	2	2	2	2	2	2	2	2		3	3	3

Ns	12	15	15		12	12	16					
Nr	15	12	18		8	16	12					
q	4	5	5		3	3	4					
p	3	3	3		4	4	4					

6- CONCLUSION

Les machines tournantes à réluctance variable à double saillance et "à grosses dents" sont probablement les machines électriques les plus simples et les plus économiques à fabriquer (rotor et stator constitués d'un simple empilage de tôles, bobines concentrées sur les dents statoriques, matériaux bon marché). Elles ont des performances comparables à celles des machines classiques asynchrones et synchrones à aimants permanents. Cependant, les performances en terme de couple massique sont bonnes si elles sont saturées ce qui nécessite un entrefer suffisamment faible comparable à celui des machines asynchrones.

Le couple est de nature pulsatoire, ainsi dans les applications où les contraintes sur l'ondulation du couple sont importantes, il faut avoir recours à des alimentations optimisées [20] afin de linéariser leurs caractéristiques [22].

D'autre part, le champ pulsé dans l'entrefer tend à déformer la structure, ce qui induit des vibrations. Ce phénomène ajouté à la saturation des matériaux magnétiques est source de vibrations acoustiques qui rendent ces machines généralement plus bruyantes que les autres. Aussi ce défaut limite, à l'heure actuelle, leur champ d'applications.

L'alimentation est obligatoirement faite par convertisseur statique et nécessite un autopilotage qui peut être obtenu par mesure indirecte de la position. Les convertisseurs requis sont unidirectionnels en courant et sont donc différents de ceux des machines classiques à commutation électronique. L'onduleur de base est le demi-pont asymétrique mais bien d'autres structures de convertisseurs sont utilisables.

Grâce à la robustesse de la machine elle-même et à son association avec un convertisseur comportant moins de risques de défauts que ses homologues bras de pont, on peut obtenir des entraînements à sûreté de fonctionnement améliorée et pouvant fonctionner dans des ambiances particulièrement difficiles.

REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier tous mes collaborateurs directs du LESiR grâce auxquels j'ai pu mener à bien les travaux de recherche sur ce sujet. En espérant ne pas en oublier, je citerai : D. BONOT, P. BOURGES, H. CAILLEUX, F. CAMUS, J.Y. LE CHENADEC, P.F. DESESQUESLLES, D. FLIELLER, M. GABSI, M. GEOFFROY, S. HASSINE, E. HOANG, J.M. HUBE, P. LAURENT, J.P. LOUIS, B. LE PIOUFLE, J.P. ZAGAR.

Je remercie aussi les diverses entreprises qui nous ont accordé leur confiance et nous ont permis de réaliser des prototypes et de financer ces travaux : LPMI, EDF-DER, GEC-ALSTHOM PARVEX, VALEO, MOULINEX, AUXILEC.

7- BIBLIOGRAPHIE

[1] M.R. HARRIS, H.R. BOLTON, P.A. WARD, J.V. BYRNE, G.B. SMITH, J. MERRETT, F. DEVITT, R.J.A. PAUL, K.K. SCHWRTZ, M.F. MANGAN, A.F. ANDERSON, R. BOURNE, P.J. LAWRENSON, J.M. STEPHENSON, N.N. FULTON, "Discussion on variable-speed switched reluctance motors",
proc. IEE, Vol 128, Pt.B, N°5, September 1981, pp.260-276.

[2] DARIS Georges , "Tout par l'électricité",
A. MAME et fils éditeurs, 1883 (deuxième édition).

[3] KANT Michel , "Les actionneurs électriques pas à pas",
Traité des nouvelles technologies, série automatique, Hermès 1989.

[4] JUFER, "Electromécanique",
Traité de l'école polytechnique fédérale de Lausanne, Ed. Georgi (1979).

[5] B. MULTON, C. GLAIZE
"Optimisation du dimensionnement des alimentations des machines à réluctance variable".
Revue de physique appliquée, N° 22 (Mai 1987), pp.339 à 357.

[6] B. MULTON, C. GLAIZE
"Size Power Ratio Optimization for the Converters of Switched Reluctance Motors".
IMACS'TC1, Nancy, Septembre 1990.

[7] B. MULTON, M. GABSI
"Influence de l'entrefer sur les performances et le dimensionnement d'un moteur à réluctance variable à double saillance et de son onduleur"
7éme coll. internat. sur les moteurs pour le positionnement incrémental, Nancy 1-3 juillet 1992, pp.134-150.

[8] B. MULTON, D. BONOT, J.M. HUBE
"Conception d'un moteur à réluctance autocommuté alimenté en courant".
6éme col. internat. sur les moteurs pour le positionnement incrémental, EPFL Lausanne 4/5 Juillet 1990, pp.215-226.

[9] P.J. LAWRENSON, J.M. STEPHENSON, P.T. BLENKINSOP, J. CORDA N.N. FULTON
"Variable-Speed Switched Reluctance Motors".
Proceedings IEE, Vol. 127, Pt. B, No. 4, July 1980, pp.253-265.

[10] T.J.E. MILLER
"Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives"
Oxford Science Publications, (1989).

[11] B. MULTON, S. HASSINE, J.Y. LECHENADEC
"Pole Arcs Optimization of Vernier Reluctance Motors Supplied with Square Wave Current".
"Electric Machines and Power Systems", à paraître en 1993, Vol.21, N°6.

[12] S. HASSINE
"Optimisation des paramètres de commande en tension des machines à réluctance variable autopilotées en régime permanent" Thèse de l'Université PARIS XI, E.N.S. de CACHAN, 30 janvier 1992.

[13] D.P. TORMEY, D.A. TORREY, P.L. LEVIN
"Minimum Airgap-Permeance Data for the Doubly-Slotted Pole Structures Common in Variable-Reluctance-Motors". proc. IEEE IAS, Seattle Sept. 1990, pp.196-200.

[14] B. MULTON, M. GEOFFROY, P.F. DESESQUELLES
"Variable reluctance rotating shaft sensor for DC brushless vernier reluctance motor"
first congres Japanese-French of MECATRONICS, Besançon, oct. 1992, 6 p.

[15] C. M. STEPHENS
"Fault detection and management system for fault tolerant switched reluctance motor drives"
IEEE, Trans. on IA, vol.27, n°6, nov./dec. 1991, pp.1098-1102.

[16] S. VUKOSAVIC, V.R. STEPHANOVIC
"SRM inverter topologies : a comparative evaluation"
Proc. IAS, Seatle 90, pp.946-958.

[17] P.P. ACARNLEY, R.J. HILL, C.W. HOOPER
"Detection of Rotor Position in Stepping and Switched Reluctance Motors by Monitoring of Current Waveforms", IEEE Trans. on IE Vol.32, N°3, august 1985, pp.215-222.

[18] P. LAURENT, B. MULTON, M. GABSI,
"Procédé pour autopiloter sans capteur direct de position un moteur à réluctance variable et dispositif pour sa mise en oeuvre"
Brevet Français n° 92 13235, 4 novembre 1992.

[19] M. GEOFFROY
"Etude de l'influence des paramètres géométriques du circuit magnétique sur les formes d'onde de perméance et de couple des machines cylindriques à réluctance variable à double saillance"
Thèse de l'Université Paris XI, ENS de Cachan, 27 janvier 1993.

[20] J. Y. LE CHENADEC
"Minimisation de l'ondulation du couple des machines à réluctance variable à double saillance. Influence des caractéristiques de la machines et des limites de l'onduleur"
Thèse de l'Université, ENS de Cachan, à soutenir le 28 avril 1993.

[21] E. HOANG
Thèse en cours sur la prédétermination des pertes fer dans les machines à réluctance variable à double saillance

[22] H. CAILLEUX
Thèse en cours sur la commande non linéaire de machines à réluctance variable à double saillance

1.2- STRUCTURE ÉLECTROMAGNÉTIQUE

1.2.1- GÉNÉRALITÉS

Les machines à réluctance variable constituent une classe particulière des machines électromagnétiques [1, 2, 48] dans lesquelles les forces sont obtenues grâce à la variation de perméance d'un circuit magnétique entouré par des bobinages. Cette variation est obtenue lors du déplacement relatif des deux parties constitutives : le stator et le rotor dans les machines tournantes. Ces variations de perméance sont sources de variations d'énergie électromagnétique [3, 4] ou encore de variations de réluctance, de perméance ou d'inductance (vues du bobinage), d'où le nom de "machines à réluctance variable". Ainsi, le stator ferromagnétique supportera les bobinages, quant au rotor, qui ne possède aucun conducteur ni aimant, il aura une denture destinée à faire varier l'inductance du circuit électromagnétique. L'avantage évident réside dans la "passivité" du rotor ou encore du rail, dans le cas des moteurs linéaires à grands déplacements (faible coût du rail passif) et autorise des vitesses de rotation élevées (bonne tenue mécanique du rotor homogène, problèmes d'équilibrage minimisés) dans les moteurs tournants. Grâce à cette passivité du rotor, une très grande variété de structures est permise et de nombreuses géométries de machines à réluctance variable ont été réalisées depuis longtemps (voir l'historique dans la deuxième partie du présent mémoire).

Mais, avant d'entrer dans le détail des machines à réluctance variable proprement dites, il est utile de faire quelques remarques au sujet des structures à réluctance variable excitées [4, 5, 6]. Dans celles-ci, les variations de perméance du circuit magnétique produisent des variations d'énergie liées aux fluctuations d'inductances mutuelles entre les bobinages d'induit et d'inducteur ("forces hybrides") et, d'une façon plus ou moins importante, aux fluctuations d'inductances propres des bobinages d'induit (source des "forces de réluctance pure"). Lorsque l'inducteur est constitué d'aimants [73], un raisonnement identique peut être conduit en remplaçant l'aimant par un générateur équivalent de force magnétomotrice. L'intérêt essentiel des machines hybrides, par rapport aux machines classiques synchrones à aimants, réside, encore ici, dans la possibilité d'une passivité du rotor ou du rail. L'avantage des machines à réluctance excitées par rapport à celles à réluctance pure est, principalement, l'amélioration du "facteur de puissance" due à la "prémagnétisation" du circuit magnétique : elle est gratuite (pas de pertes Joule ni de convertisseur auxiliaire) lors de l'utilisation d'aimants ou peu coûteuse en silicium dans le cas de l'excitation par bobinage. Dans ce dernier cas, le courant inducteur constitue un paramètre de réglage supplémentaire qui peut être intéressant, surtout dans les générateurs (cas des alternateurs homopolaires). On peut dire que l'excitation est intéressante, dans les moteurs à réluctance, chaque fois que l'entrefer ne peut pas être réduit suffisamment pour permettre au circuit magnétique d'être globalement saturé. Une très grande diversité de machines à réluctance variable excitées existe et leur classification est très délicate, aussi nous n'irons pas plus loin dans ce domaine que nous explorons, par ailleurs, au LÉSiR (travaux du groupe J. Lucidarme).

Revenons aux machines à réluctance pure qui présentent aussi un très grand nombre de structures et dont peu d'entre elles ont atteint le stade pré-industriel ou industriel, à cause généralement de difficultés technologiques et/ou d'un côut inacceptable. Citons par exemple les machines à entrefer axial, polydiscoïdes et multi-monophasées (bobinage global pour chaque phase), réalisées dans les années 70 et 80 aux Etats-Unis [31, 32, 33], en Bulgarie [36] et en France [72] : à Orsay [34, 35] et à Nancy (machine supraconductrice [49]). Ces machines ont posé, en particulier, des problèmes mécaniques difficiles. En effet les machines à réluctance variable requièrent un faible entrefer pour donner de hautes performances, ceci peut être obtenu sans difficulté majeure avec des structures cylindriques où la coaxialité peut

atteindre une excellente précision. Celle-ci est plus difficile à atteindre avec des disques alignés, surtout s'ils sont excités par des bobinages globaux : les efforts normaux importants s'exerçant sur toute la surface active tendent à déformer les disques ou à les déséquilibrer. A la fin de années 70, des machines Vernier à grand nombre de dents ont été étudiées pour l'entraînement direct de roues de véhicules, en particulier à Toulouse [71, 75]. Malgré des couples massiques élevés, ces structures ont été abandonnées à cause, semble-t-il, de leur mauvais "facteur de puissance".

A la fin des années 80, des Japonais [37] ont réalisé des prototypes, eux aussi, à réluctance variable à entrefer axial mais non multi-monophasés ; les bobinages excitent des groupes de plots (comme dans les moteurs pas à pas, discoïdes à aimants, de la société suisse Portescap) et les problèmes de stabilité semblent moins aigus. Un couple massique de 4 N.m/kg, pour un couple de 70 N.m, a été obtenu.

Un moteur linéaire très original, polyentrefer à champ longitudinal, a été réalisé à Orsay [38] : il a permis d'atteindre une "poussée massique" inégalée de 500 N/kg sur des courses longues (ce qui exclut les électroaimants).

Tous les moteurs évoqués précédemment avaient pour but d'atteindre des hautes performances. À l'opposé, on a recherché à obtenir des moteurs à très faibles coûts pour des applications de large diffusion. Par exemple, les publications [39, 40, 50, 51, 52, 53] ont proposé diverses structures monophasées et biphasées originales dans l'espoir de minimiser le nombre de semi-conducteurs et ainsi le prix de l'alimentation électronique [R4].

Venons-en maintenant aux structures de moteurs à réluctance variable qui ont déjà trouvé (ou sont en voie de trouver) des débouchés dans le domaine des entraînements industriels et qui, semble-t-il, vont encore progresser vers d'autres applications. Il s'agit, d'une part, des moteurs synchrones à réluctance variable (MRVSy) et, d'autre part, des machines à réluctance variable à double saillance (MRVDS) (déjà commercialisées sous les marques Oulton de Tasc Drives, Allenwest et, en 1993-94, Sicme-Motori).

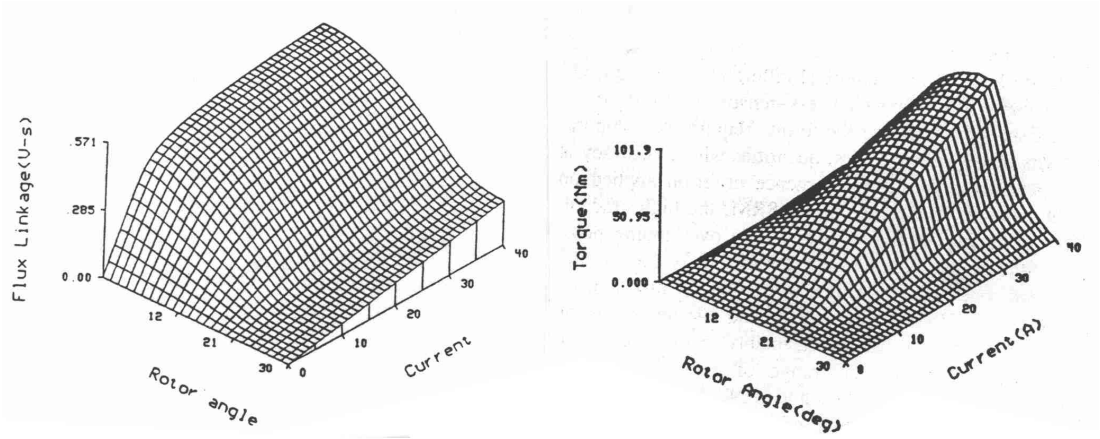
Les MRVSy sont plus proches des machines classiques dans le sens où elles sont à champ tournant (stator encoché à enroulements répartis et alimentation en courant alternatif généralement sinusoïdal). Elles ont été utilisées, il y a déjà plusieurs décennies (voir deuxième partie, historique) dans des applications où étaient nécessaires un démarrage autonome sur le réseau (cage d'écureuil adjointe) et une vitesse de rotation précise. Actuellement, l'étude de ces machines comprend objectifs deux principaux : l'un consiste à atteindre de très grandes vitesses grâce à l'homogénéité du rotor [41, 42], l'autre consiste à obtenir un rotor extrêmement économique ne nécessitant pas d'équilibrage mécanique, etc... [43, 44, 45] et, éventuellement, à obtenir de bonnes performances grâce à un rotor à grande variation de réluctance [46] (structure "axialement laminée").

Les MRVDS, quant à elles, possèdent la structure des moteurs pas à pas à réluctance variable [4, 5, 6, 74]. Cependant, leur puissance plus élevée conduit à des alimentations autopilotées qui nécessitent de revoir leur conception. Par rapport aux MRVSy, le stator est à pôles saillants et les bobinages sont concentrés sur ces pôles. Si ces derniers ne comportent pas d'épanouissements polaires (c'est généralement le cas), les bobines peuvent être préfabriquées et rapportées sur le circuit magnétique lors de l'assemblage. Dans l'article [D2], inclus dans les pages précédentes, la structure et le principe des MRVDS ont été décrits succintement. Leurs caractéristiques magnétiques fondamentales sont représentées intégralement par le réseau de flux $\varphi(ni, \theta)$ où ni sont les ampères-tours d'alimentation de la phase et θ est l'angle électrique. Lorsque les enroulements sont réalisés, on s'intéresse aux caractéristiques électromagnétiques $\phi(i, \theta)$ qui prennent en compte le nombre de spires et la géométrie (peu influente, on peut en effet supposer, en première approximation, que : $\phi=n.\varphi$)

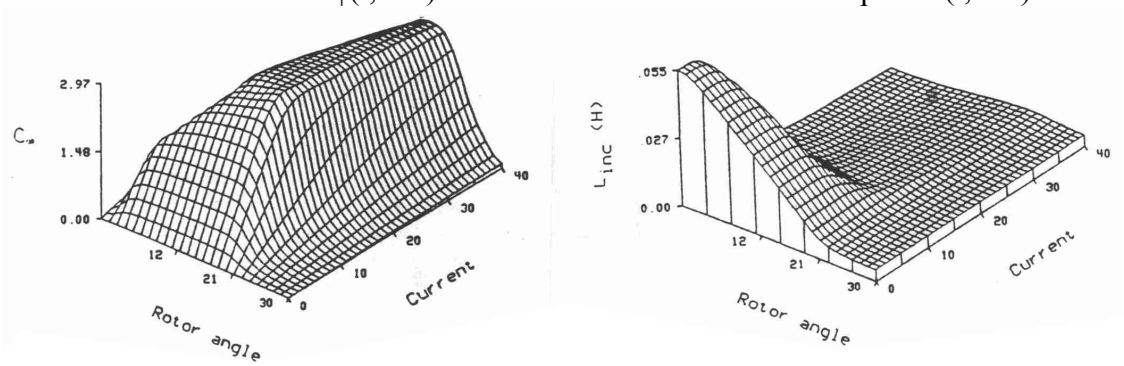
du bobinage concentré. Un schéma équivalent permet de représenter le fonctionnement électrique. Rappelons qu'il est monophasé car les couplages entre phases sont négligés ; il comprend, en l'absence de prise en compte des pertes magnétiques, la résistance du bobinage, une inductance variable égale à l'inductance incrémentale $\frac{\partial\phi}{\partial i}$ (fonction de i et de θ) et une force électromotrice $\frac{\partial\phi}{\partial t}$ (elle aussi fonction de i et de θ) [26]. L'équation électrique d'une phase, en régime permanent ($\omega = \frac{d\theta}{dt}$) s'écrit :

$$u = R.i + \frac{\partial\phi}{\partial i}.\frac{di}{dt} + \frac{\partial\phi}{\partial\theta}.\omega$$

Ces caractéristiques sont fortement non linéaires, essentiellement à cause de la saturation locale (extrémités de dentures) ou globale (culasses). La figure 1.2.1 montre les allures (issues de [26]) du flux, de l'inductance incrémentale, de la f.e.m. et du couple en fonction du courant, et de la position et du courant pour un moteur Oulton 8/6 de 4 kW à 1500 tr/mn.



réseau flux total : $\phi(i, \theta m)$ réseau couple : $T(i, \theta m)$



réseau "coefficient de f.e.m." $\frac{\partial\phi}{\partial\theta}$ réseau inductance incrémentale $\frac{\partial\phi}{\partial i}$

Exemple de caractéristiques électromagnétiques (issues de [26]) d'une MRVDS tétraphasée 8/6 (θm est l'angle mécanique)
Figure -1.2.1-

Problème des couplages magnétiques entre phases

Il est important de faire quelques remarques à propos de l'hypothèse de "couplage magnétique négligeable entre phases". Nous venons de dire que les MRVDS ont leur circuit

magnétique saturé, du moins localement. Les zones qui saturent le plus sont les extrémités de denture. Mais les circuits de culasse saturent aussi, or ils sont communs à plusieurs phases, ceci crée donc inévitablement un couplage entre elles. Dans ces conditions, il est impossible d'écrire que le flux total ϕ_1 de la phase 1 est égal, dans le cas d'une machine triphasée, à la somme :

$$\Phi_1 = L_1(\theta).i_1 + M_{12}(\theta).i_2 + M_{13}(\theta).i_3$$

même si les inductances propres et mutuelles sont des fonctions du courant i_1. Il faudrait en fait qu'elles soient toutes des fonctions de tous les courants, autrement dit, on doit écrire :

$$\phi_1\ (\theta, i_1, i_2, i_3)$$

La modélisation et la simulation deviennent alors rapidement très lourdes car les flux des q phases sont des fonctions de q+1 variables (la position et les q courants). Rigoureusement, il faudrait travailler ainsi. Lorsque l'on couple directement les logiciels de calculs de champ par éléments finis à ceux de calcul de circuits, on effectue des calculs rigoureux aux erreurs près des différents modèles utilisés... La publication [27] propose une solution par modélisation du circuit magnétique de type circuit électrique, en prenant en compte les réluctances des portions de culasse, des dents statoriques et rotoriques et des fuites entre dents. Les réluctances des dents sont en deux parties, l'une constante correspondant à la base et l'autre saturable correspondant à l'extrémité. Lors des travaux de thèse de Marc Geoffroy [28], nous avons travaillé sur un tel modèle en essayant de mieux comprendre l'origine des couplages et leur importance. Nous avons remarqué que les mutuelles ont une importance négligeable si la perméabilité du circuit magnétique reste élevée ; ceci n'est plus vérifié dans deux cas qui sont le fonctionnement en forte saturation (culasses traversées par les flux additifs de deux phases lors de leur alimentation simultanée) et celui à très faible niveau de champ que nous avons rencontré lors de l'utilisation de la structure en tant que capteur de position (voir chapitre 4.2). Malgré les erreurs que l'on peut commettre en négligeant ces couplages, nous avons pratiquement toujours travaillé ainsi afin de rendre les calculs possibles avec les moyens disponibles et nous nous sommes accomodés des résultats obtenus sachant qu'il y a encore d'autres phénomènes importants tels que, par exemple, les pertes magnétiques. Néanmoins, la prise en compte des couplages magnétiques devra rentrer s'imposer dès que la puissance de calcul des ordinateurs le permettra.

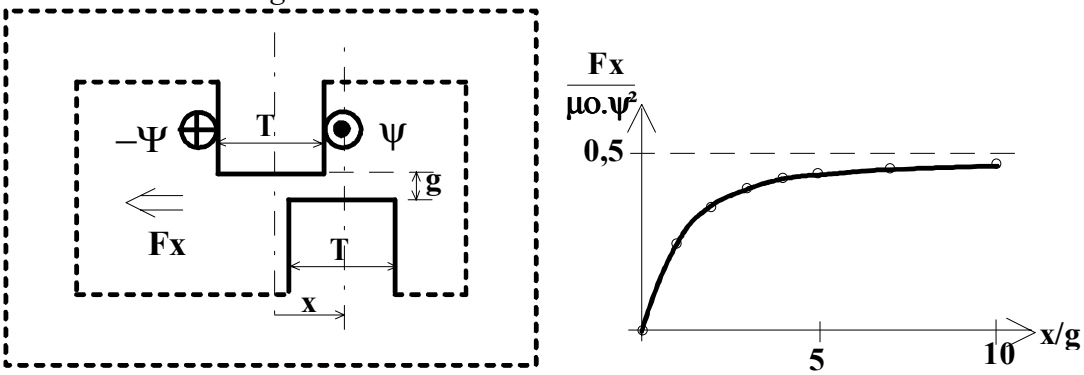
Analyse de la forme de l'effort électromagnétique

La MRVDS est constituée d'une succession d'électroaimants qui lui confère un couple particulièrement pulsatoire. Il est utile de bien comprendre l'origine de la forme naturelle (c'est-à-dire lorsque les ampères-tours d'alimentation sont constants) de l'effort. Deux publications [29, 30] ont permis de bien mettre en évidence ce phénomène en effectuant une étude de l'influence des formes de dentures. Dans [29], les auteurs rappellent les résultats d'une étude analytique de la forme de l'effort, publiée par Sabnis en 1974 dans la revue IEEE, *Transactions on Magnetics*. L'analyse est effectuée, bien sûr en régime linéaire, avec des pôles saillants (double saillance) de même largeur sur la partie excitée et la partie passive ; deux cas sont envisagés, le premier correspond à des pôles étroits (T est la largeur des pôles et g la longueur de l'entrefer) : $T.g \to 0$, le second correspond à des pôles très larges : $T.g \to \infty$, c'est ce dernier cas qui décrit le mieux les MRVDS dont nous parlons. L'espression analytique de l'effort tangentiel par unité de longueur (troisième dimension non prise en compte) Fx est :

$$Fx = \mu_0 \frac{\Psi^2}{\pi.g} \mathrm{Arcsin}\left(\frac{a-1}{a+1}\right)$$

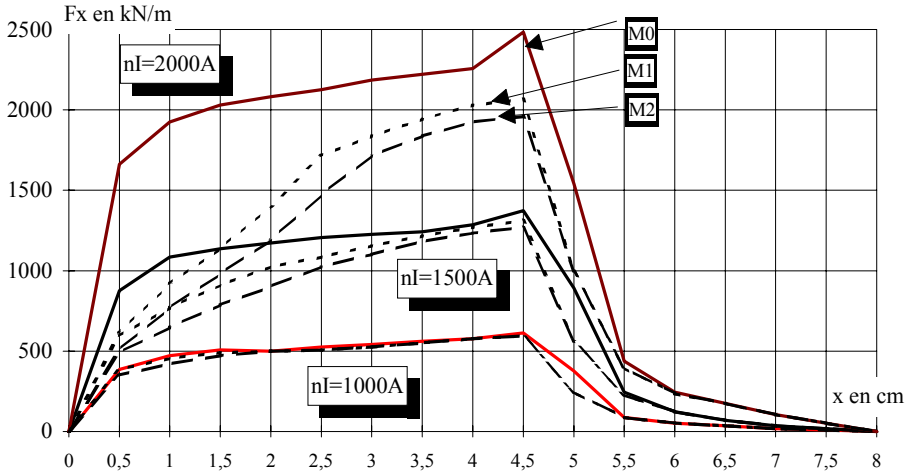
où Ψ est la f.m.m. d'excitation, avec :

$$a = 1 + \frac{2.x^2}{g^2} + \sqrt{\left(1 + \frac{2.x^2}{g^2}\right)^2 - 1}$$ et où x est la distance entre les axes des pôles, la position x=0 correspond donc à la conjonction. La figure 1.2.2 donne ainsi l'allure de l'effort théorique en fonction du rapport $\frac{x}{g}$. Dans cette analyse, on suppose qu'il reste toujours une partie des pôles en regard, autrement dit, l'opposition est loin d'être atteinte. Remarquons que l'effort est bien proportionnel au carré des ampères-tours et qu'il est inversement proportionnel à la valeur de l'entrefer. Lorsque $x \geq 10.g$, l'effort par unité de longueur tend vers une valeur limite égale à : $Fx = \mu_0 \frac{\Psi^2}{2.g}$



Forme de l'effort tangentiel déterminée analytiquement en régime linéaire
Figure -1.2.2-

En réalité, la saturation des pôles, généralement localisée dans la zone de regard, diminue la valeur de l'effort. Toujours dans la publication [29], les auteurs ont déterminé, par éléments finis, la forme complète (de la conjonction à l'opposition) de l'onde d'effort dans trois cas de matériaux magnétiques : le premier est idéal (non saturable et à perméabilité relative égale à 5000), le deuxième et le troisième sont saturables respectivement à 1,8 T (M1) et 2 T (M2) environ (caractéristiques données dans l'article). Ceci permet de bien mettre en lumière l'influence de la saturation.



Forme de l'effort tangentiel calculée par éléments finis
avec matériaux magnétiques, idéal (M0) et réels (M1 et M2)
Figure -1.2.3-

La figure 1.2.3 montre une reconstitution, à la même échelle, des trois courbes d'effort obtenues (caractéristiques géométriques de la denture : T = 50 mm, g = 1 mm et P = 50 mm la hauteur des dents). On remarquera, en régime linéaire, que l'effort maximal atteint une valeur d'environ 2500 N/m (pour Ψ = 2000 A) qui correspond à la valeur de Fx que l'on peut calculer par l'expression analytique précédente.

Ainsi, la saturation produit une perte d'effort dès qu'il y a vis-à-vis des dents stator et rotor ; cette chute est d'autant plus importante que la longueur en vis-à-vis est importante et que le niveau d'excitation amène le matériau en régime saturé. La forme de l'effort, qui était assez proche du créneau idéal donné dans l'article [D2] à faible niveau d'excitation, se dégrade considérablement à niveau élevé. Le couple produit aura, généralement, tendance à être plus pulsatoire lorsque la saturation sera forte. Nous verrons, au chapitre 2.3, qu'il sera plus difficile d'obtenir un couple instantané constant avec une alimentation optimisée quand le niveau de couple est élevé. En outre, si l'on fait varier l'entrefer, à niveau d'excitation constant, on peut observer que la portion de l'onde de couple qui se trouve "côté opposition" (lorsque les dents n'ont encore aucun vis-à-vis) reste sensiblement invariable. En revanche, la partie correspondant à l'approche de la conjonction a une amplitude croissante lorsque l'entrefer diminue (inversement proportionnelle à la valeur de l'entrefer, en régime linéaire).

Les auteurs de [29] ont analysé aussi l'influence, toujours sur l'allure de l'effort, de quelques variations des motifs de denture par rapport à la forme rectangulaire. Par exemple, un chanfrein produit le même effet qu'une réduction de la largeur de la dent à la valeur se trouvant au niveau de l'entrefer : ainsi ce motif présente peu d'intérêt puisqu'elle provoque une perte de place bobinable. En fait, c'est bien la largeur du pôle au niveau de l'entrefer qui détermine essentiellement l'allure de l'effort.

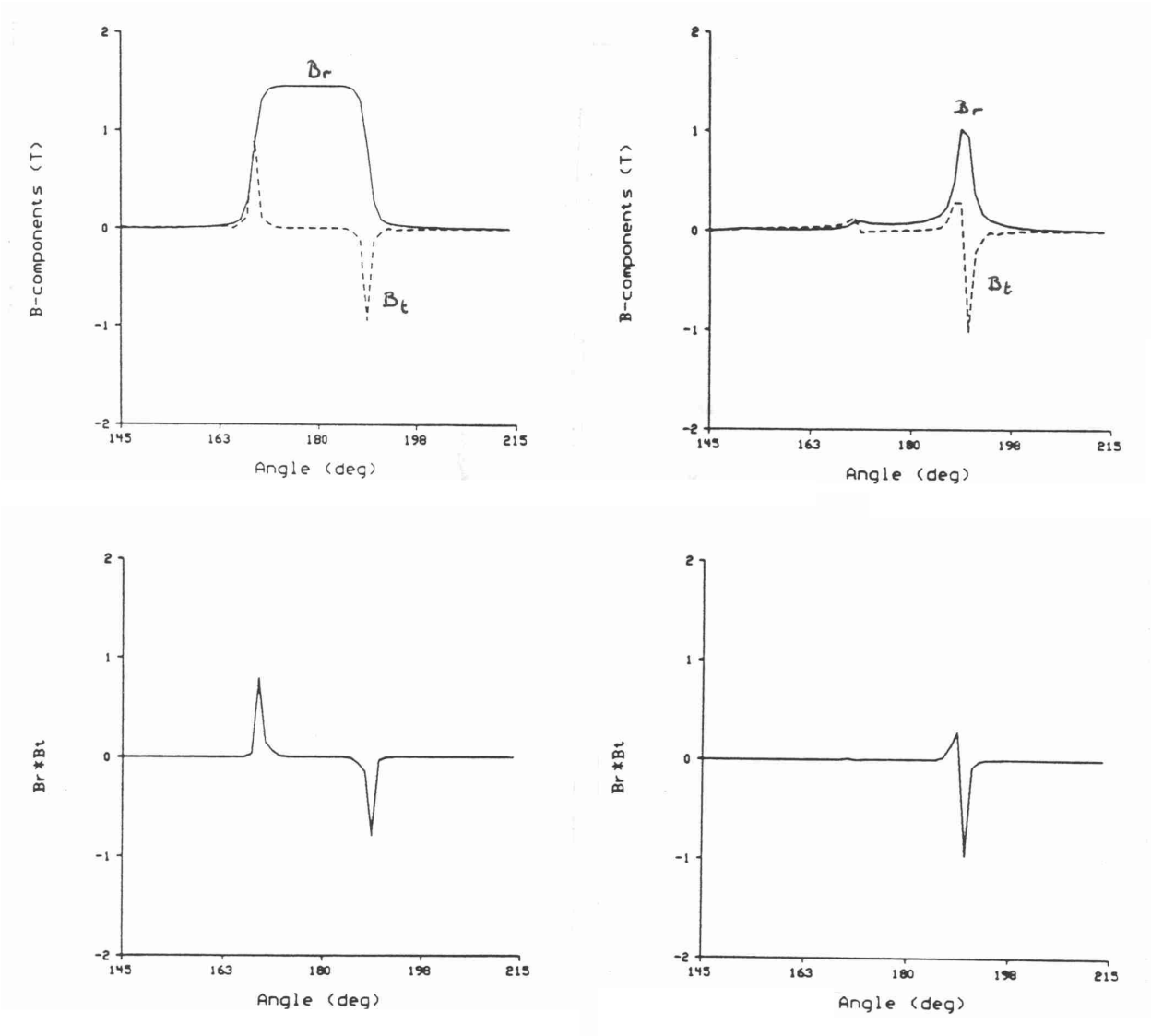
La publication [30] propose une autre étude tout à fait complémentaire de la précédente. L'accent est mis sur les difficultés de calcul du couple par éléments finis liées au fait qu'il existe des zones d'entrefer à très fort gradient de l'intensité du champ comme les "coins" des pôles. Les auteurs rappellent que le couple peut être déterminé, pour une position relative stator-rotor, par l'expression suivante :

$$T = \frac{1}{\mu_0} l.r.\oint B_r.B_\theta.d\tau$$

où B_r et B_θ sont respectivement les composantes radiale et tangentielle de l'induction dans l'entrefer, r est le rayon moyen, l la longueur d'entrefer et $d\tau$ est la longueur de l'élément du contour d'intégration. En discrétisant, l'expression devient :

$$T = \frac{1}{\mu_0} l.r^2.\sum_{i=1}^{m} B_{ri}.B_{\theta i}.\Delta\theta_i$$

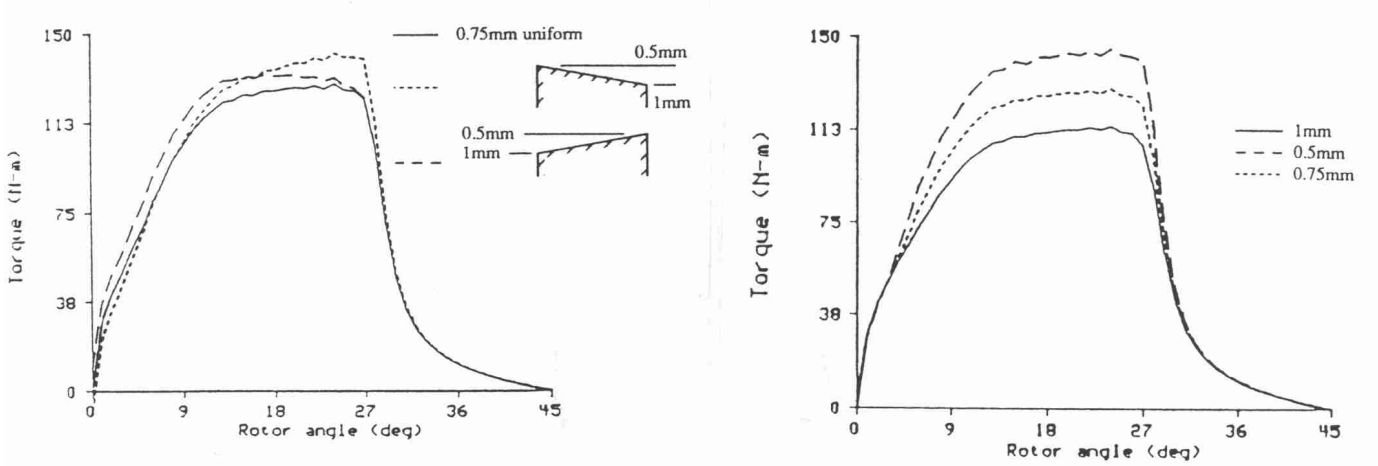
La figure 1.2.4, issue de [30], montre la répartition de B_r et B_θ en fonction de la position angulaire ainsi que leur produit correspondant à l'effort tangentiel, pour deux positions relatives du rotor par rapport au stator (0° qui correspond à la conjonction et 20° qui correspond à une position intermédiaire où un couple est produit). Le calcul est fait sur un moteur de 60 kW à 6000 tr/mn de type 6/4, les angles polaires statoriques et rotoriques sont identiques et égaux à 28°. Les principales conditions sont : excitation monophasée nI = 4800 A, r = 70 mm, l = 140 mm et e = 1 mm (valeur de l'entrefer au rayon).



en conjonction (θ = 0°) pour θ = 20°

Répartition des composantes radiale B_r (...) et tangentielle B_θ (—) de l'induction et de leur produit, représentatif de l'effort tangentiel, en fonction de la position angulaire θ (résultats issus de [30])
Figure -1.2.4-

Une étude des formes de denture rotorique est effectuée pour une forme rectangulaire des pôles statoriques. "Dissymétriser" les dents rotoriques en inclinant leur surface au niveau de l'entrefer permet d'obtenir une croissance linéaire de l'entrefer lors du déplacement de l'opposition vers la conjonction, ce qui a pour résultat d'aplanir l'onde de couple normalement creusée par la saturation, ainsi que nous l'avons vu précédemment. Cette modification a cependant, pour conséquence une "dissymétrisation" de l'onde de couple par rapport à la conjonction (fonction normalement impaire), ce qui fait que le fonctionnement en moteur dans l'autre sens de rotation conduira à un couple beaucoup plus pulsatoire. La figure 1.2.5 montre l'inflence de l'inclinaison de la surface des pôles rotoriques sur la forme du couple, pour un entrefer mécanique minimal de 1 mm. Pour permettre la comparaison, l'influence de la longueur de l'entrefer (lorsqu'il est constant) est donnée.



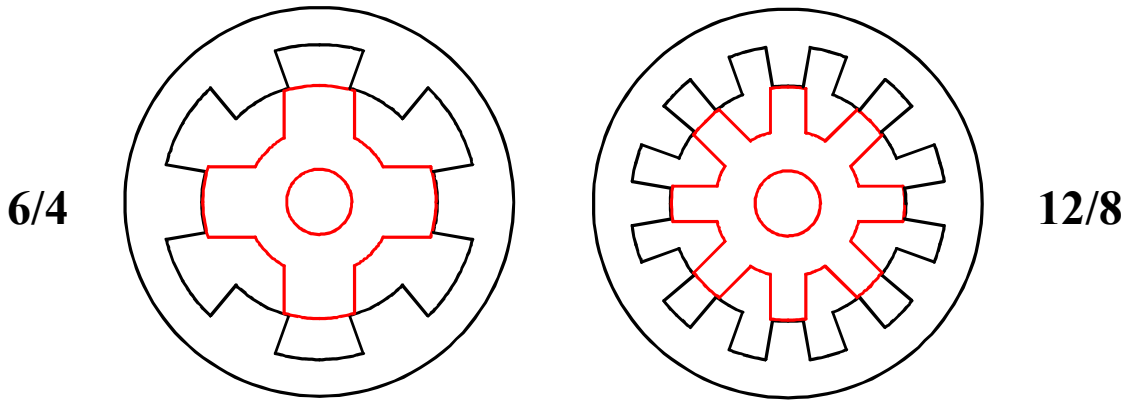
Influence de l'inclinaison de la surface des pôles rotoriques sur la forme d'onde du couple (pour comparaison : influence de la longueur de l'entrefer) (résultats issus de [30])
Figure -1.2.5-

1.2.2- VARIANTES ET AMÉLIORATIONS DE LA STRUCTURE DE BASE

Pour minimiser la fréquence d'alimentation, les structures de base possèdent un nombre minimal de dents au rotor : ainsi les combinaisons Ns/Nr les plus fréquentes ont 2, 4, 6, voire 8 dents rotoriques et le stator comprend 2 pôles par phase. Chaque phase attire ainsi deux dents rotoriques, diamétralement opposées, à la fois. Ceci permet, bien entendu, d'équilibrer les efforts normaux qui s'exercent sur les paliers et l'arbre et qui prennent des valeurs non négligeables en cas d'excentricité du rotor.

Accroissement du nombre de pôles par phase

Toutes les structures définies avec un nombre p de pôles par phase égal à 2 peuvent être transformées en multipliant la polarité ; ainsi la structure 6/4 (p=2) peut devenir 12/8 avec p=4, voir la figure 1.2.6. À vitesse égale, la fréquence d'alimentation se trouve multipliée par 2. En effet, quelle que soit la structure de MRV, l'inductance a une période égale à un tour divisé par Nr, la fréquence f d'alimentation reste alors toujours égale à Nr.F, où F est la fréquence mécanique de rotation. L'avantage d'un accroissement du nombre de pôles par phase (avec un bobinage concentré par pôle) consiste en la réduction des longueurs des têtes de bobines (déjà courtes) et de l'épaisseur de culasse car le flux par pôle se trouve diminué.



Augmentation du nombre de pôles p dans les structure à double saillance
Figure -1.2.6-

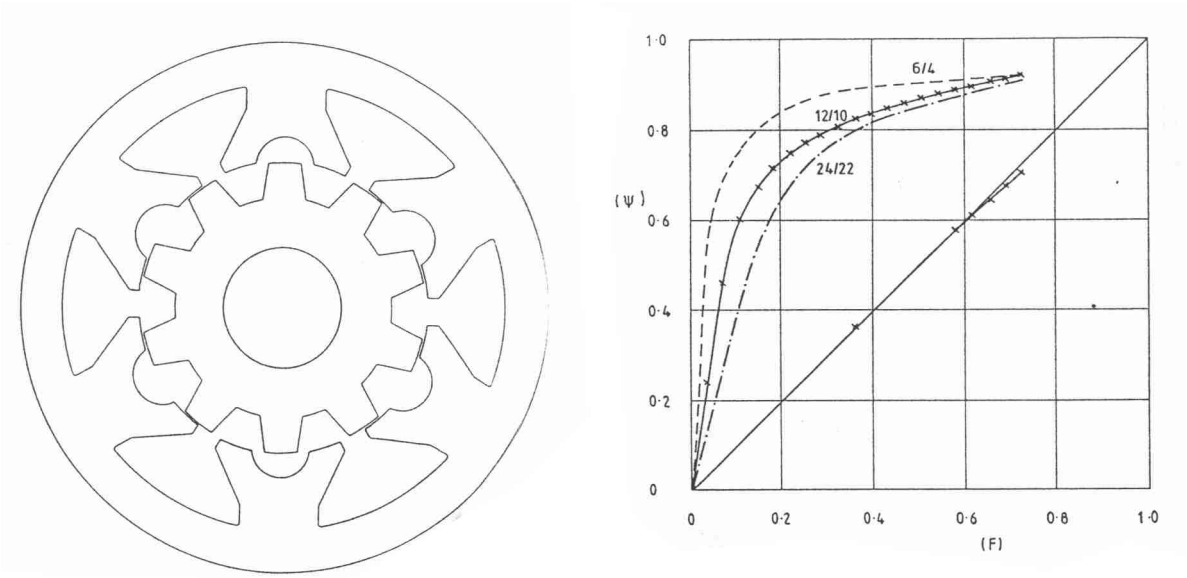
Lors de l'augmentation de p, à entrefer constant, la perméance de conjonction vue d'une dent statorique est divisée par p. Celle d'opposition est aussi sensiblement divisée par p, bien que son influence soit négligeable en première approximation. Le nombre de spires par dent est divisé par p. Si les ampères-tours d'excitation nI et le nombre de spires par phase sont conservés, les p bobines en série par phase sont excitées par nI/p. De plus, si les arcs polaires statoriques gardent la même proportion du pas polaire statorique, l'énergie convertie par pôles est à peu près divisée par p^2 et l'énergie totale convertie à chaque cycle est à peu près divisée par p. Comme il y a p fois plus de cycles par tour, le couple électromagnétique est sensiblement inchangé.

Une étude analytique simplifiée [54] a révélé les gains que l'on pouvait attendre d'une telle modification. À pertes Joule maximales, le couple peut être plus élevé, d'environ 16%, dans l'exemple choisi ; en revanche, il faut plus de puissance silicium à puissance égale : ce qui n'est pas expliqué dans la publication citée. En fait, d'après nos travaux sur la minimisation de la puissance silicium (voir §2.1), nous pouvons dire que la cause en est la diminution de la variation relative de la perméance du circuit magnétique, paramètre influant fortement sur le facteur de dimensionnement du convertisseur. En outre, les auteurs de [54] montrent que la résistance thermique cuivre-fer se trouve réduite (la surface de cuivre en contact avec le circuit magnétique est plus élevée), ce qui est favorable à une possibilité d'accroissement des pertes Joule à échauffement constant. Dans l'exemple cité, cette résistance thermique est réduite de 33%, la résistance thermique totale se trouve ainsi diminuée de 17% pour un refroidissement par la carcasse, en convection naturelle. Cette remarque est importante, elle met l'accent sur un inconvénient des bobinages concentrés de grandes dimensions qui sont moins faciles à refroidir par extraction à travers le fer que des bobinages répartis dans un grand nombre d'encoches. D'autre part, on n'évoque pas l'accroissement des pertes fer qui ne manquerait pas d'apparaître à vitesse égale, à cause du doublement de fréquence nécessaire. Ainsi, l'augmentation de p permet d'augmenter le couple massique ; pour ce qui est de la puissance massique, ceci n'est vrai que si la vitesse de rotation requise reste inférieure à une certaine valeur dépendant, essentiellement, de la qualité des tôles. Lors de nos propres travaux pour le dimensionnement d'un moteur de véhicule électrique, nous avons aussi étudié la possibilité d'augmenter p [DEA Camus]. La comparaison de la MRVDS avec la machine synchrone à aimants [C14] a montré que l'augmentation de la polarité était plus favorable à cette dernière qui a des têtes de bobines naturellement importantes. Il faut noter aussi que, si p augmente, les bobines deviennent plus petites et le cœfficient de remplissage d'encoche se dégrade (les pertes Joule lui sont inversement proportionnelles).

Accroissement du nombre de dents par pôle

Dans toutes les structures de MRVDS évoquées, chaque pôle statorique bobiné constituait à lui seul une dent. Dans les moteurs pas à pas, pour accroître le nombre de pas par tour, les pôles statoriques ont été dentés (m dents par pôle) ; pendant ce temps, le nombre de dents rotoriques a été lui aussi augmenté car il faut que le pas dentaire soit le même au stator et au rotor. Des règles de conception élémentaires peuvent être trouvées dans les publications [55, 56]. L'amélioration repose, ici, sur l'accroissement de la fréquence à énergie convertie sensiblement constante. Si les bobinages de chaque phase restent les mêmes (même place et même excitation), si la valeur de l'entrefer et si la surface totale de fer des pôles en conjonction restent constantes (l'extrémité des pôles dentés doit comprendre un épanouissement pour que cette condition soit respectée), l'énergie convertie par cycle, à ampères-tours maximaux inchangés, reste constante si m augmente. Alors, le couple se trouve théoriquement multiplié par m. En réalité, deux effets viennent freiner cette augmentation. Le premier est dû à une augmentation des pertes Joule liée, d'une part, à la perte de place

bobinable due aux épanouissements polaires et, d'autre part, à la baisse du cœfficient de remplissage d'encoche. Le second est lié au fait que la perméance d'opposition par pôle ne reste pas constante ; en effet, l'entrefer (constant) ne conserve pas une valeur suffisamment faible par rapport aux dimensions des dents (inversement proportionnelles à m). Alors, le couple croît avec m jusqu'à une valeur optimale puis décroît [37]. Pour que le couple croisse régulièrement avec m, à pertes Joule données, il faudrait que l'entrefer soit diminué en conséquence, ce qui est mécaniquement impossible.



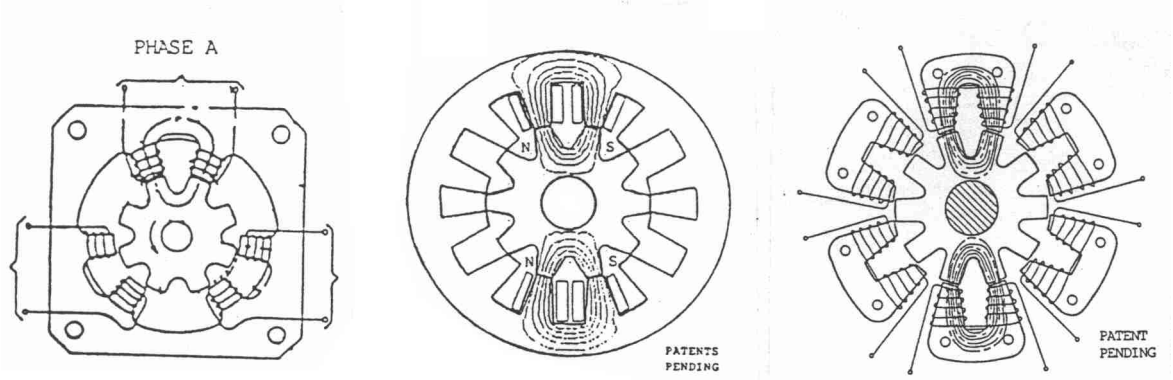
Structure 12/10
Influence du nombre de dents par pôles sur les caractéristiques magnétiques
Figure -1.2.7-

Dans l'article [57], les auteurs ont effectué une analyse simplifiée ne prenant en compte que les dimensions de la denture. Les paramètres importants sont les rapports de dimensions t/λ et λ/g où t est la largeur des dents statoriques et rotoriques, λ est le pas dentaire et g la valeur de l'entrefer au rayon. L'étude est fondée sur la maximisation du couple moyen par unité de volume du rotor (équivalent à la pression magnétique tangentielle) sans considérations sur la forme de l'effort. Sont comparées trois structures triphasées, la "classique" 6/4 (m=1), une 12/10 (m=2) et une 24/22. Malheureusement, les résultats de comparaison ne sont pas donnés à pertes Joule constantes et les conclusions sont quelque peu restrictives. La figure 1.2.7 montre la structure de la machine 12/10 et les caractéristiques extrêmes (conjonction et opposition) des trois machines : on remarque une légère diminution du flux en conjonction qui conduit à une faible perte d'énergie convertie par cycle à ampères-tours maximaux constants. Ici encore, l'accroissement de fréquence nécessaire et donc des pertes fer, par rapport à une structure à une dent par pôle, limite la vitesse maximale.

Pour obtenir des moteurs pas à pas, avec des nombres de pas par tour non conventionnels et surtout impossibles à obtenir avec les structures à pôles statoriques dentés, les auteurs de [58] ont proposé des structures dans lesquelles les pôles dentés du stator ne sont pas disposés régulièrement. Cependant, pour réaliser des moteurs sur ces bases, c'est-à-dire des convertisseurs d'énergie, il est important de disposer d'une place bobinable maximale (au mieux : toute la place inoccupée par le fer au stator) et ces structures n'offrent pas la même

place pour toutes les phases, ce qui peut être acceptable pour de tout petits moteurs pas à pas mais pas dans les gros.

Structures à trajets de flux de longueur réduite



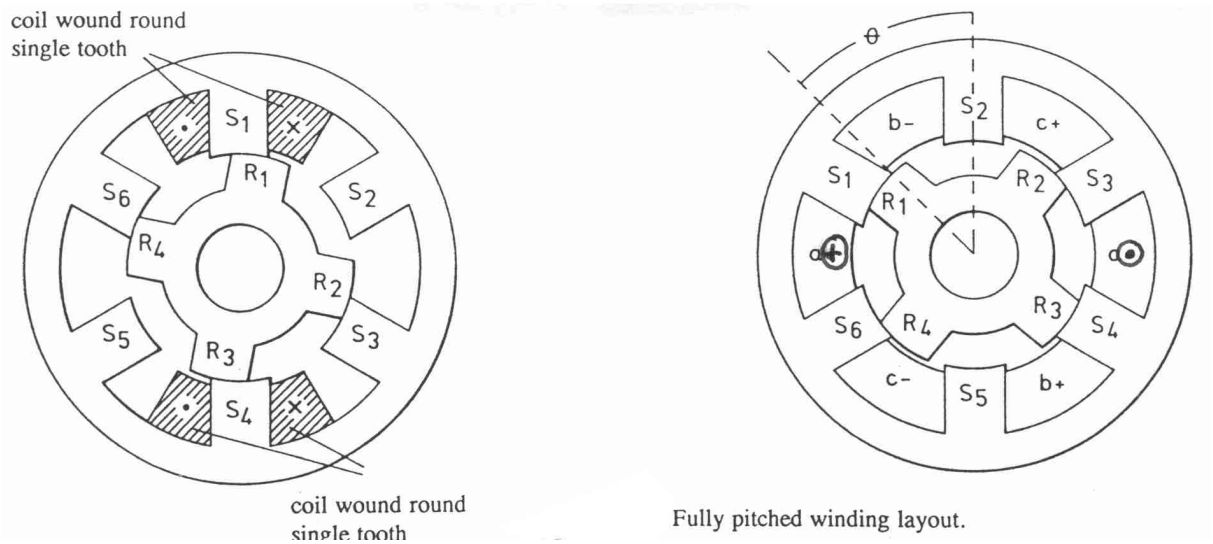
Moteurs à réluctance variable à double saillance à trajets de flux courts [59]
Figure -1.2.8-

Dans les structures précédentes, les flux des différentes phases s'entrecroisent dans les culasses. Ceci a trois conséquences essentielles. La première est une chute de potentiel magnétique pas vraiment négligeable dans les culasses et qui "coûte" des ampères-tours de la même manière que l'entrefer (les seules zones actives sont les extrémités des dentures). La deuxième concerne les couplages magnétiques entre phases que nous avons évoqués au §1.2.1, les couplages réduisent le couple électromagnétique et sont donc gênants. Enfin, les pertes fer dans les culasses représentent la plus grande partie des pertes totales : elles sont d'autant plus importantes que ces circuits sont longs [59], ceci constitue la troisième conséquence. Une solution à ce problème a été trouvée [59] et consiste à réaliser le stator encore avec des pôles dentés bobinés mais où chaque phase est constituée de paires de pôles consécutifs. Si l'on veut équilibrer les efforts radiaux appliqués à l'arbre et aux paliers, il est nécessaire d'avoir au moins deux paires de pôles par phase. En outre, si un nombre minimal de trois phases est souhaité, on obtient un nombre de dents rotoriques nécessairement élevé (structures 12/10 à 3 phases, 8/7 et 16/14 à 4 phases). Cependant, en acceptant une perte de place bobinable (répartition non régulière de toutes les dents statoriques) et en n'équilibrant pas les efforts axiaux, une structure 6/5 a été proposée. À haute vitesse, les pertes fer ont été réduites de 40% par rapport à celles d'une machine 6/4. La figure 1.2.8 montre quelques-unes des structures à trajets courts de flux. Notons que cette disposition a été retenue pour la réalisation d'un micromoteur intégré 12/10 [14]. En effet, dans un micromoteur électromagnétique, la nécessité d'avoir une masse importante de bobinages conduit à un surdimensionnement de la longueur du circuit magnétique qui les supporte. Les longueurs des circuits de culasse deviennent considérables. Si, de plus, la perméabilité du matériau magnétique utilisé est faible, la chute de potentiel magnétique dans le fer devient supérieure à celle observée dans l'entrefer (c'est d'ailleurs ce qui est arrivé pour un autre micromoteur électromagnétique à structure 6/4 conventionnelle [15]).

Bobinages à pas diamétral

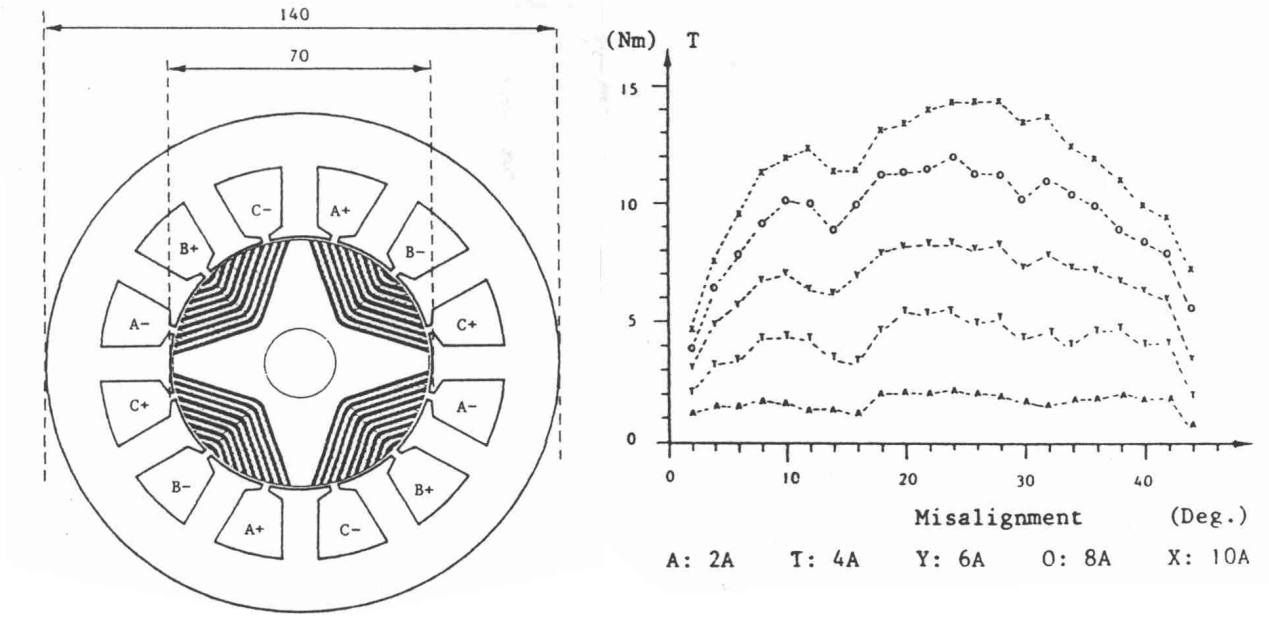
Dans ces moteurs à réluctance, les bobinages ne sont plus concentrés autour des pôles (short pitched winding) mais sont à pas diamétral (fully pitched) [60]. Les têtes de bobine deviennent alors importantes (surtout si l'on conserve la structure 6/4 dans laquelle les encoches ont une grande section) : ce qui constitue plutôt un inconvénient. La figure 1.2.9

montre la comparaison entre les deux types de bobinage sur une structure 6/4. L'excitation d'une phase effectuée depuis l'enroulement à pas diamétral produit, à ampères-tours totaux égaux, un couple supérieur à celui de la structure conventionnelle, à condition d'avoir une alimentation bidirectionnelle en courant. La nouvelle machine fonctionne, en effet, essentiellement sur la base des mutuelles entre phases (l'inductance propre varie peu). Cette condition fait perdre encore un avantage de la MRVDS classique. Aujourd'hui, il ne semble pas que les résultats du fonctionnement avec onduleur aient été présentés.



Bobinages concentrés ("classiques") et à pas diamétral [60]
Figure -1.2.9-

Une nouvelle structure, proposée par D.A. Philips [61], permet non seulement d'accroître les performances, mais aussi de réduire le bruit acoustique et ceci en conservant l'alimentation en courant unidirectionnel. Cette machine est montrée à la figure 1.2.10a : son stator à 12 encoches se rapproche plus des machines classiques que de celui des MRVDS et son rotor est axialement laminé pour augmenter l'efficacité (flux de saturation accru). Il y a quatre pôles rotoriques et le nombre de phases est égal à 3, cette structure est donc proche de la MRVDS 6/4. Mais contrairement à cette dernière, ici les 4 dents rotoriques sont attirées simultanément, le couple est plus élevé et les efforts radiaux, facteurs de déformation de la structure, ont une fréquence multipliée par deux, ce qui réduit les vibrations d'un facteur 16 ; la diminution du bruit est estimée à 24 dB, ce qui est considérable. Autre avantage, le couple d'une phase est naturellement moins pulsé, il s'écrase moins lorsque l'on s'approche de la conjonction (voir figure 1.2.3) que pour une MRVDS classique ; on peut remarquer cependant un léger effet de denture (figure 1.2.10b). Il faut noter cependant deux inconvénients. Tout d'abord, le rotor ne possède plus la robustesse d'un simple empilage de tôles, ensuite, les encoches semi-fermées ne peuvent plus recevoir de bobines préfabriquées et leur cœfficient de remplissage est moins bon. Ce moteur a été aussi proposé dans une version biphasée à 2 transistors par Lipo et al. dans [62] et dénommé "CRR (Current Regulated Reluctance) motor" ; il a été présenté comme supérieur en performance au MRVDS. Cependant cette publication a soulevé plusieurs contestations [68] au sujet des possibilités annoncées de fonctionnement biphasé dans les deux sens de rotation et de ses performances. Davis, dans la publication [63], toujours en réponse à [62], a effectué une comparaison entre un moteur classique 8/6 et un moteur CRR 12/6, basée sur les pertes Joule et dans laquelle il présente une conclusion contraire et même très défavorable à ce type de moteur...

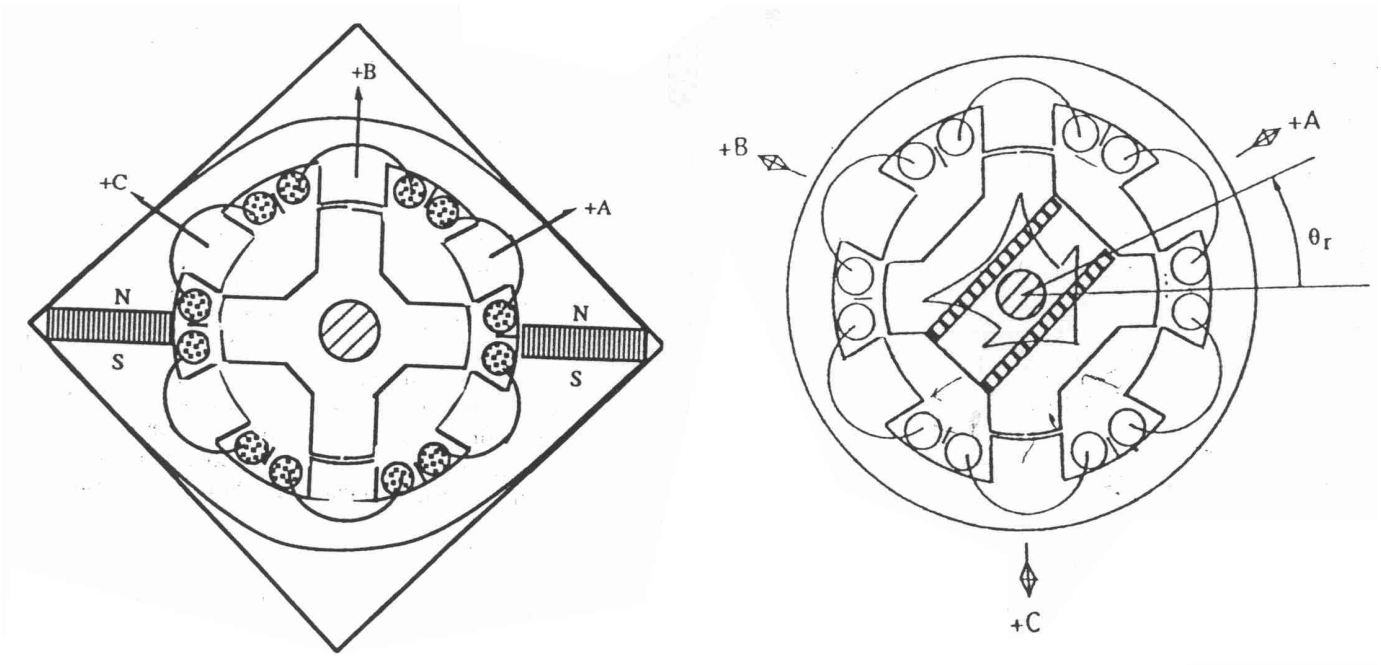


Moteur à réluctance à faible bruit et forme du couple naturel d'une phase [61]
Figure -1.2.10a- Figure -1.2.10b-

Autres essais d'améliorations

Diverses améliorations ont été proposées pour essayer d'accroître l'efficacité de la conversion d'énergie de la MRVDS. L'une d'elles consiste à utiliser un enroulement auxiliaire dit "de commutation" [64]. Le but de cet enroulement supplémentaire est de transférer à la phase suivante l'énergie magnétique stockée qui n'a pas été convertie lors du cycle précédent. Cette énergie serait normalement retournée à la source continue d'alimentation par l'intermédiaire des diodes de récupération dans une alimentation par demi-pont asymétrique. Le principe est analysé, d'un point de vue théorique dans [64], dans le cas d'une structure 6/4. Le principe est séduisant mais il requiert un convertisseur supplémentaire pour l'enroulement auxiliaire, le meilleur choix étant le demi-pont asymétrique. En outre, il est nécessaire de disposer d'un très bon couplage magnétique avec toutes les phases pour minimiser les pertes de commutation, or il semble que ceci soit difficile à obtenir pour toutes les phases. Enfin, à chaque commutation d'une phase à l'autre, l'énergie récupérée sur la phase précédente étant supérieure à celle qu'il faut apporter à la phase qui est magnétisée (au voisinage de la position d'opposition), il en résulte un pic de couple qui dégrade la forme du couple instantané.

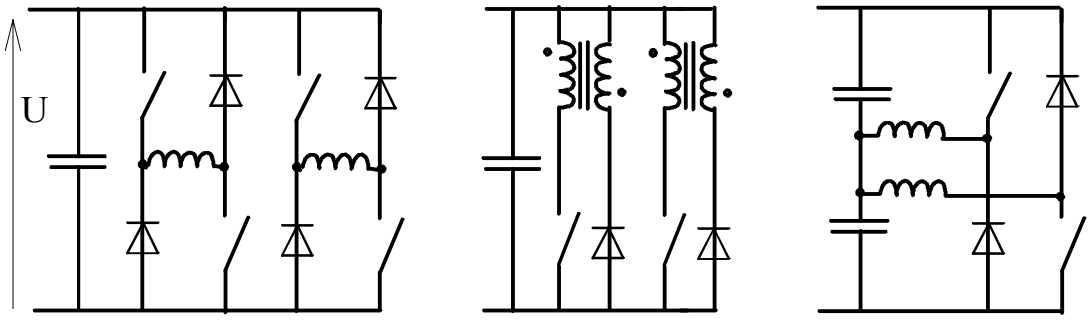
Enfin, l'adjonction d'aimants dans les structures à double saillance permet de compenser un entrefer trop élevé mais on s'éloigne des structures à réluctance pure. Il est cependant intéressant de signaler deux machines à aimants à double saillance dérivées du MRVDS. L'une met en œuvre des aimants placés au rotor [65], la machine se rapprochant des machines synchrones à aimants enterrés (Interior Permanent Magnet). La seconde conserve le rotor passif de la MRV pure et utilise des aimants placés au stator [66] : on obtient alors une MRV polarisée dans laquelle le courant d'alimentation module l'effort de détente dû aux aimants. Les alimentations proposées sont en courant bidirectionnel, un classique onduleur triphasé à 6 transistors permet de remplir la fonction. Dans les deux machines, les aimants bénéficient d'une place suffisante pour obtenir une concentration de flux efficace. La figure 1.2.11 montre ces deux machines.



Utilisation d'aimants dans les machines à double saillance [65, 66]
Figure -1.2.11-

1.3- STRUCTURES DE CONVERTISSEURS STATIQUES

Nous avons vu dans l'article [D2] que ces machines pouvaient être alimentées en courant unidirectionnel et que cette particularité était exploitée car elle conduisait à des structures de convertisseurs présentant des avantages par rapport à celles alimentant les machines classiques à courants alternatifs, c'est-à-dire les bras de pont. En effet, l'absence de réversibilité en courant de l'onduleur de la MRVDS évite le risque de conduction simultanée des deux interrupteurs d'un même bras ; ce risque, même s'il est très réduit grâce à des commandes fiables, nécessite toutefois un surdimensionnemnent en courant des commutateurs. Ce surdimensionnement est nécessaire pour que les protections contre les défauts de surintensité soient efficaces. En outre, chaque phase peut être alimentée indépendamment, ce qui donne une disponibilité et une sûreté de fonctionnement plus élevées que dans les machines à commutation électronique traditionnelles. Le convertisseur de base qui permet d'exploiter le mieux les caractéristiques électromagnétiques de la MRVDS est le demi-pont asymétrique (fig. 1.3.1a). Il présente une analogie avec les onduleurs classiques en ce sens qu'il requiert deux semi-conducteurs commandés dont l'un est relié au potentiel haut de la source continue d'alimentation (commande plus délicate et plus coûteuse) et deux diodes par phase.



demi-ponts asymétriques enroulements bifilaires diviseur capacitif

Onduleurs "classiques" pour MRVDS biphasée
Figure -1.3.1-

Cependant, plusieurs autres solutions existent ou restent à trouver pour alimenter ces moteurs. Certaines sont aujourd'hui considérées comme classiques [70, 17]. Nous en avons comparé deux qui n'ont qu'un seul interrupteur commandé par phase. Ce sont l'alimentation avec moteur à enroulements bifilaires (fig. 1.3.1b) et celle avec source de tension continue à point milieu et couplage en étoile des enroulements (fig. 1.3.1c). Dans ce dernier cas, si le point milieu est obtenu avec un diviseur capacitif, le courant arrivant au point neutre est obligatoirement à valeur moyenne nulle, ce qui interdit un fonctionnement à l'arrêt (une seule phase alimentée) ou à très basse vitesse et le nombre de phases doit être pair. Cette disposition est souvent utilisée avec les moteurs 8/6 à 4 phases, c'est le cas des moteurs commercialisés sous la marque Oulton. Quant au moteur à enroulements bifilaires, il est inévitablement surdimensionné car ses pertes Joule sont approximativement doublées et les interrupteurs du convertisseur subissent un doublement de tension. D'autre part, la régulation du courant par découpage pose un problème de pertes de commutation lié au couplage magnétique imparfait des deux enroulements (même si celui-ci est réalisé "deux fils en main"). Malgré ces inconvénients, nous avons trouvé cette solution particulièrement intéressante en très basse tension pour les raisons qui sont décrites dans l'article **[C6]** donné à la fin de ce chapitre. Il s'agit d'une application pour un équipement automobile fonctionnant sous 12 V où les

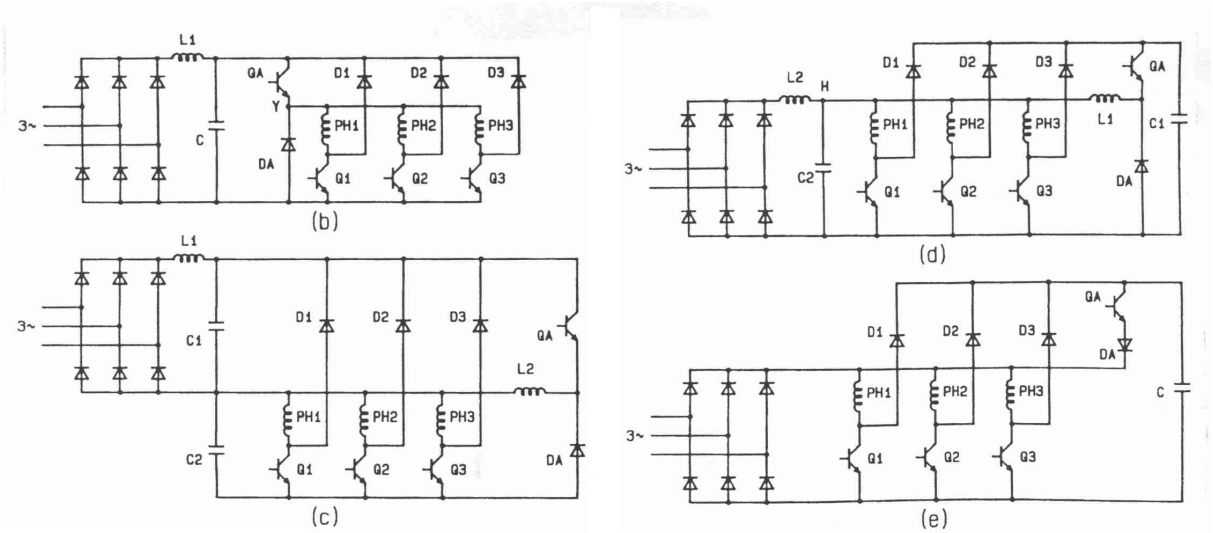
contraintes de coût sont de première importance. Sous cette tension, la technologie MOS s'impose. Or la surface de silicium des interrupteurs, à résistance à l'état passant (r_{dson}) donnée, est sensiblement la même, que le fonctionnement soit dans un demi-pont asymétrique ou dans la structure en question. Ainsi, à pertes constantes dans le convertisseur, cette structure nécessite-t-elle quatre fois moins de silicium que le demi-pont asymétrique ; en outre, les circuits de commande des transistors sont très bon marché. Dans le chapitre 2.4, nous aborderons un mode d'alimentation particulier mis en œuvre avec la structure à enroulements bifilaires, il s'agit d'un mode auto-oscillant destiné à limiter les pertes de commutation et à réduire la pollution électromagnétique conduite.

Plusieurs études ont donné lieu à des convertisseurs originaux, les objectifs les plus fréquents étant de réduire le coût en semi-conducteurs en diminuant leur nombre et en faisant de la sorte que la plupart soit référencée au potentiel bas de la source continue. Rappelons que l'onduleur d'alimentation d'une MRVDS doit assurer les fonctions suivantes :

- la magnétisation qui consiste à appliquer une tension positive suffisante pour permettre la croissance du courant (à l'opposition en fonctionnement moteur et en conjonction en générateur) ;
- la régulation du courant pour le fonctionnement à basse vitesse. Cette régulation est produite par modulation de la tension continue d'alimentation. Notons qu'en mode moteur la "tension moyenne" appliquée pendant cette phase est positive et qu'elle est négative en mode frein ;
- la démagnétisation qui consiste à appliquer une tension négative pour faire décroître et annuler le courant à la fin de chaque cycle de conversion. En effet, une certaine quantité d'énergie électromagnétique non convertie doit être extraite du circuit magnétique : elle peut être soit dissipée soit renvoyée à la source continue qui doit, dans ce cas, être réversible en courant. Pour des raisons de rendement et de dissipation thermique, c'est cette dernière solution qui est le plus fréquemment utilisée. Cependant, lorsque l'on a affaire à de petites puissances et que l'on recherche une économie maximale du convertisseur, on peut avoir recours à un convertisseur dissipatif [47], méthode souvent retenue dans le passé, pour les moteurs pas à pas. Le circuit de démagnétisation placé aux bornes de chaque enroulement peut être constitué par une diode de roue libre en série avec une diode zéner (en opposition) ou par une résistance ou encore un transistor ballast qui permet le contrôle de la tension de démagnétisation, solution qui peut améliorer le rendement.

Dans la publication [16], les auteurs comparent plusieurs structures assez classiques avec deux types moteurs, le premier est un "8/6" destiné à une application fort couple (10 kW, 32 N.m jusqu'à 3000 tr/mn), le second est un "6/2" prévu pour un entraînement de broche à grande vitesse (10 kW) et devant fonctionner dans une très large plage à puissance sensiblement constante (3100 à 20000 tr/mn). Le "8/6" est alimenté en courant régulé dans la majeure partie du plan couple-vitesse alors que le "6/2" reçoit des créneaux de tension (pleine onde). Les onduleurs comparés sont tous alimentés par une source de tension unique (sans point milieu) et les enroulements du moteur sont unifilaires. Ces convertisseurs sont le demi-pont asymétrique **(a)**, un convertisseur avec hacheur direct en tête et un transistor aiguilleur par phase **(b)**, un autre convertisseur sensiblement identique au précédent mais utilisant en supplément un filtre LC entre le hacheur et les aiguilleurs **(c)** (ce convertisseur présente peu d'intérêt), un autre onduleur à un seul interrupteur par phase et à hacheur de démagnétisation appelé "C-Dump Converter" **(d)** et, enfin, un onduleur très particulier (demande de brevet Emerson Electric) permettant la suppression du condensateur de filtrage, dans le cas d'alimentation par le réseau redressé **(e)**. Les structures (b) à (e) sont représentées à la

figure 1.3.2. Le critère de comparaison essentiel est la puissance apparente totale ("total kVA active devices") de l'onduleur (V.A. Silicium voir §2.1).



Onduleurs spéciaux pour MRVDS [16]
Figure -1.3.2-

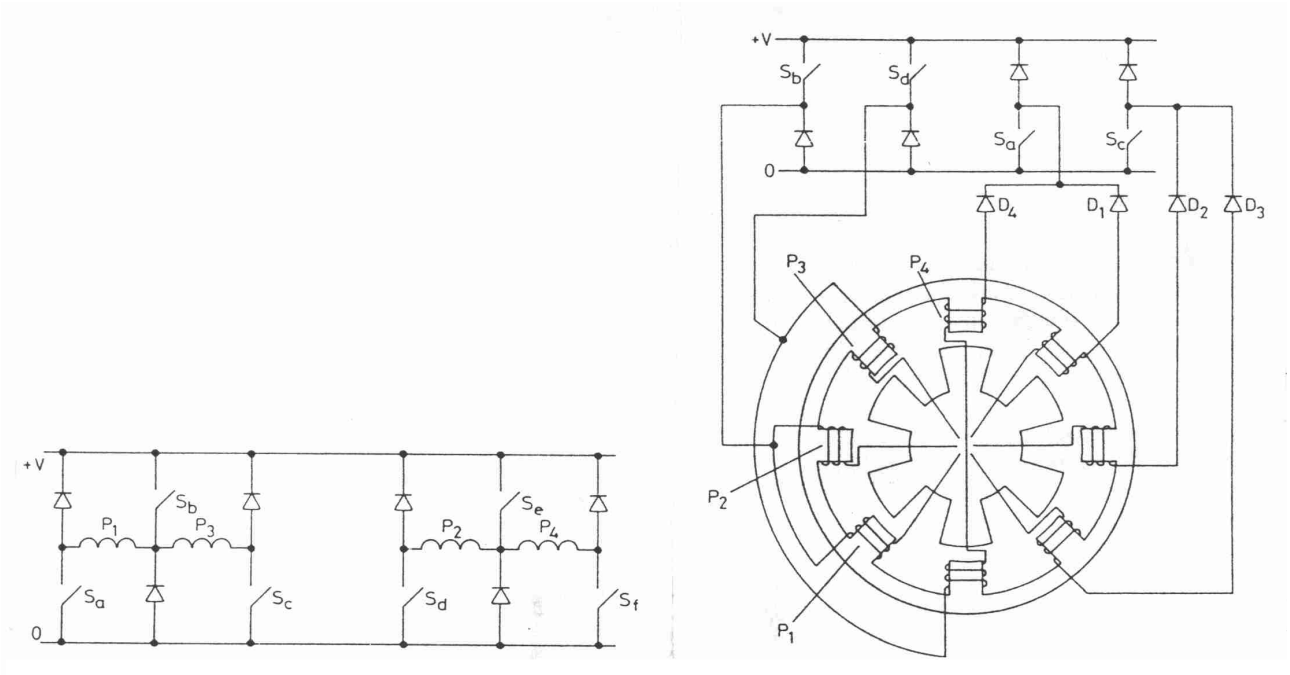
Les onduleurs (b) et (c) ne permettent pas une utilisation optimale de la machine car ils ne donnent pas simultanément la pleine tension pour magnétiser une phase et pour démagnétiser la précédente. Ceci est préjudiciable au fonctionnnement haute vitesse et limite la puissance maximale du moteur, à moins d'accepter un surdimensionnement important des semi-conducteurs. En effet, si l'on veut atteindre le même flux maximal à vitesse élevée que celui que permet par le demi-pont asymétrique (celui-ci donne la pleine tension quelle que soit la vitesse), il faut réduire le nombre de spires des enroulements de phases (à tension continue d'alimentation fixée), ce qui conduit à des courants commutés plus importants...

Le convertisseur **(d)** qui met en œuvre un hacheur auxiliaire chargé de réguler la tension de démagnétisation et de renvoyer l'énergie fournie par le moteur (celle non convertie en fonctionnement moteur ou celle générée en mode frein) donne de bonnes performances mais il requiert à la fois une inductance de lissage haute fréquence et un condensateur haute tension (2 fois la tension d'alimentation si l'on souhaite une tension de démagnétisation égale à celle de magnétisation). Le dimensionnement des éléments (semi-conducteurs et réactifs) de ce hacheur est proportionnel à la puissance qui transite ; ainsi, lorsque seul le mode moteur est utilisé, le coût peut être acceptable mais s'il faut prévoir le freinage à pleine puissance, le coût de ce convertisseur devient prohibitif. Dans la publication [21], les auteurs proposent un convertisseur "C-Dump" modifié pour permettre, en particulier, une réduction de la tension maximale du condensateur dont nous avons parlé plus haut : les résultats obtenus sont très peu encourageants...

Le convertisseur **(e)** utilise un transistor auxiliaire QA qui permet, lorsqu'il conduit et que la tension aux bornes du condensateur est supérieure à la tension redressée, la magnétisation de la phase alimentée (par l'un des transistors Q1 à Q3). Quant à la démagnétisation, elle s'effectue à travers les diodes D1 à D3 (selon la phase) sous une tension négative égale à la tension condensateur moins la tension redressée. Pour la régulation du courant, une phase de roue libre est possible à travers QA, si la tension condensateur est inférieure à la tension redressée. Ce montage, *a priori* intéressant grâce à son faible nombre de composants, pose un problème quant aux formes au réseau particulièrement distordues du

courant absorbé. D'autre part, parmi les onduleurs étudiés, c'est celui qui nécessite la plus grande puissance de dimensionnement.

Finalement, le demi-pont asymétrique se révèle le plus avantageux dans la très grande majorité des applications, du moins en termes de puissance silicium totale. Mais chacun sait que le problème est plus compliqué et qu'il nécessite la prise en compte de toutes les contraintes sur les semi-conducteurs, en particulier leurs pertes de commutation (dépendant du mode de modulation choisi parmi ceux possibles) qui participent à l'échauffement du silicium. La commande des interrupteurs doit aussi être analysée car elle présente une complexité très différente selon leur position dans la structure générale, ce qui peut être un facteur important dans le coût total, surtout en petite puissance. Enfin, le condensateur de découplage qui fait partie intégrante du convertisseur n'est pas inclus dans cette étude ; il faudrait, pour cela, calculer dans chaque cas le courant absorbé par l'ensemble à la source continue supposée parfaite. Ce problème d'optimisation du choix de la structure de l'onduleur (comme la plupart des problèmes économiques) étant extrêmement difficile à formaliser d'un point de vue général, chaque cas demeure particulier et exige la prise en considération de chaque possibilité.



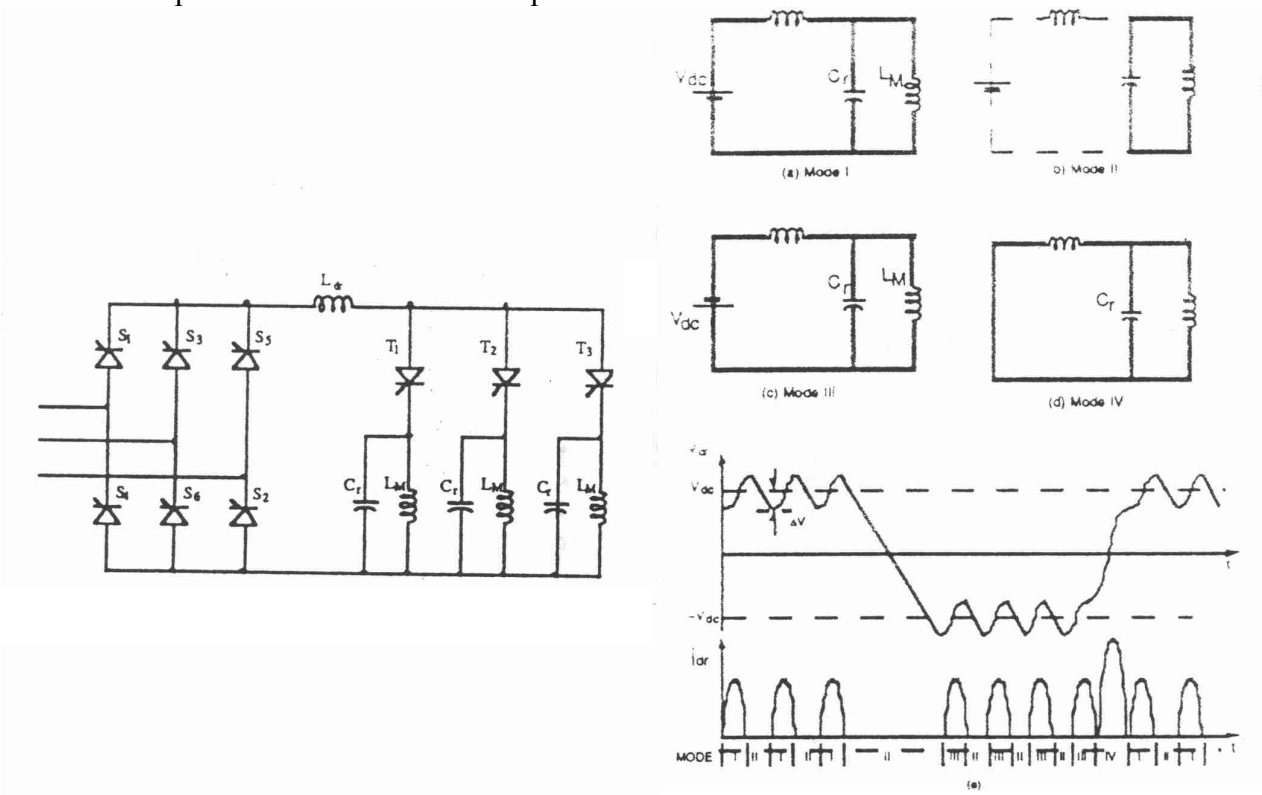
Convertisseurs à nombre d'interrupteurs réduit (Pollock 1989) pour moteur 8/6
Figure -1.3.3-

Toujours avec pour objectif de réduire le nombre d'interrupteurs, Pollock et al. [18, 19, 20] ont proposé en 1989 une structure pour MRVDS polyphasée offrant un bon compromis nombre de semi-conducteurs/performances. Le module de base est le demi-bras de pont, chaque module est relié à un ou deux enroulements du moteur, des diodes en série (à recouvrement lent) sont éventuellement nécessaires pour éviter des conductions indésirables dans certaines conditions. Plusieurs variantes sont proposées, si n_U et n_L sont respectivement les nombres d'interrupteurs "hauts" (up) et "bas" (low), le nombre maximal de phases contrôlables du moteur vaut : $q_{MAX} = n_U.n_L$ [18]. Ainsi, pour un moteur 8/6 à 4 phases, une structure minimale à 4 commutateurs est possible (2 en haut et 2 en bas) ou encore une à 6 commutateurs qui permet un accroissement de la souplesse de contrôle (les phases

consécutives 1 et 2 ou 2 et 3, etc... sont alimentées indépendamment, ce qui élimine les problèmes de chevauchement à la commutation). La figure 1.3.3 montre ces deux convertisseurs ; rappelons qu'avec des demi-ponts asymétriques, 8 commutateurs sont nécessaires.

Pour un moteur 6/4, un convertisseur à 4 "switches" est proposé. Le gain sur le nombre d'interrupteurs est, en fait, d'autant plus important que le nombre de phases est élevé : on peut alors envisager d'utiliser des structures électromagnétiques à grand nombre de phases qui, jusque là, avaient été écartées. Des onduleurs à nombre réduit de transistors ont été proposés pour des moteurs 12/10 (6 phases avec 6 interrupteurs), 14/12 (7 phases avec 8 interrupteurs), 18/16 (9 phases avec 6 interrupteurs). Un effort important reste cependant à fournir pour optimiser la stratégie de contrôle. Il faut aussi remarquer que les diodes séries, généralement nécessaires, réduisent le rendement surtout en basse tension.

Les évolutions actuelles dans le domaine des convertisseurs statiques vers la quasi-résonance ont donné naissance à quelques structures spécifiques pour les MRVDS. Les auteurs de la publication [22] ont proposé un onduleur avec, par phase, un interrupteur principal, un thyristor d'extinction, une diode et un condensateur d'oscillation. La coupure du courant de phase est effectuée par la mise en conduction du thyristor d'extinction et l'énergie extraite de la phase est transférée dans la phase suivante.

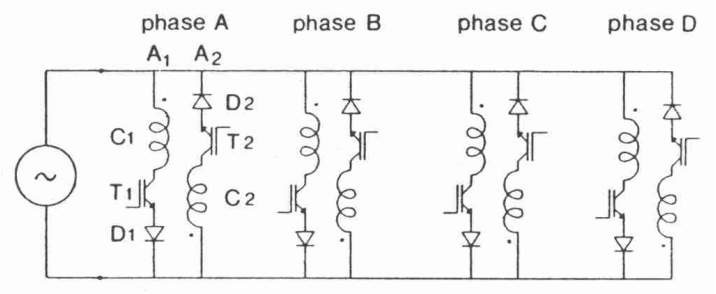


Convertisseur résonnant et formes d'ondes associées [24]
Figure -1.3.4-

Cette configuration présente deux inconvénients notoires qui la rendent peu attrayante : ce sont, d'une part, l'énergie très importante stockée dans le condensateur (de l'ordre de grandeur de l'énergie convertie dans le moteur) et, d'autre part, la nécessité d'alimenter successivement les phases sans possibilité de recouvrement important. Les mêmes auteurs ont proposé un autre convertisseur quasi-résonnant [23] mettant en œuvre des thyristors pour les circuits de magnétisation et un hacheur classique de démagnétisation de

type "C-Dump" dont les inconvénients ont déjà été signalés. Les articles [24, 67] proposent un convertisseur "Zero Current Switching" (mode thyristor) qui semble intéressant : il permet un contrôle indépendant des phases et l'accroissement des contraintes sur les semi-conducteurs dû à la résonance peut être acceptable. La figure 1.3.4 montre la structure ainsi que les formes d'onde qui décrivent le fonctionnement.

Enfin, une étude prospective sur un convertisseur direct depuis le réseau industriel a été proposée au congrès EPE'91 [25]. Le but évident est de supprimer le redresseur et le condensateur de filtrage mais les problèmes relatifs à la commutation des courants issus d'un réseau dont l'impédance interne est inductive (nécessité d'un découplage par condensateur en alternatif) ne sont pas évoqués. La structure de l'ensemble est basée sur un moteur à enroulements bifilaires dont chaque bobinage est mis en série avec un interrupteur unidirectionnel en courant mais à tenue en tension symétrique, celui-ci est réalisé avec un transistor en série avec une diode. La figure 1.3.5 montre l'ensemble. Un moteur à enroulements de phase unifilaires et des interrupteurs bidirectionnels en courant et en tension donneraient le même fonctionnement électromagnétique.



Convertisseur direct à partir du réseau alternatif [25]
Figure -1.3.5-

En conclusion, les structures de convertisseurs qui permettent d'alimenter le MRVDS en courant unidirectionnel sont nombreuses. Cependant, celle qui offre le meilleur compromis coût/performances de l'entraînement est le demi-pont asymétrique qui est au MRVDS ce que le bras de pont est au moteur à courant alternatif classique. Le fabricant écossais de moteurs électriques ALLENWEST Electrical Ltd. qui propose actuellement la dernière génération de "Switched Reluctance Motors" (4 kW à 75 kW) a fait le choix de moteurs triphasés alimentés par demi-ponts asymétriques [67].

ARTICLE [C6]

"Influence de l'entrefer sur les performances et le dimensionnement d'un moteur à réluctance variable à double saillance et de son onduleur"
7ème colloque international sur les moteurs pas à pas, Nancy 1-3 juillet 1992, pp.34-150.

7^{éme} colloque international sur les moteurs pas à pas
NANCY 1 au 3 juillet 1992

INFLUENCE DE L'ENTREFER SUR LES PERFORMANCES ET LE DIMENSIONNEMENT D'UN MOTEUR À RÉLUCTANCE VARIABLE À DOUBLE SAILLANCE ET DE SON ONDULEUR

B. MULTON, M. GABSI

Laboratoire d'Electricité SIgnaux et Robotique URA CNRS D1375

Ecole Normale Supérieure de CACHAN 61, av. du P^{dt} Wilson
94235 CACHAN Cédex FRANCE

RÉSUMÉ

La solution d'entraînement par moteur à réluctance variable à double saillance a été retenue pour une application de grande diffusion à fortes contraintes économiques. Le moteur doit travailler à des vitesses comprises entre 1000 et 3000 tr/mn et le couple maximal à la vitesse la plus élevée vaut 0.1 N.m. Un bobinage à enroulements bifilaires a été choisi pour réduire le nombre de semi-conducteurs de puissance. Afin de respecter le cahier des charges, le mode d'alimentation retenu permet de réduire les perturbations électromagnétiques générées par le convertisseur. A la vitesse nominale, les caractéristiques de l'ensemble sont définies pour qu'il n'y ait qu'une seule impulsion de courant par période et par phase produite par un créneau de tension pleine onde. Au régime nominal,une optimisation analytique de l'ensemble moteur-convertisseur basée sur un modèle linéarisé est effectuée. Le paramètre essentiel de cette étude est l'entrefer, nous décrivons brièvement la méthode de choix des autres dimensions. La contrainte essentielle est une limite de pertes Joule dictée par des considérations thermiques. L'influence de l'entrefer sur le couple moyen convertible et sur les pertes dans les semi-conducteurs est plus particulièrement analysée. Un prototype de moteur et d'alimentation a été réalisé, les résultats obtenus, permettent une analyse et une validation du modèle utilisé.

ABSTRACT

A doubly salient reluctance motor drive has been chosen for mass production of a low cost application. This motor must run in a speed range from 1000 to 3000 rpm, the rated average torque is 0.1 N.m at maximum speed. A bifilar winding permit to reduce power-switch number at only two. To satisfy our schedule of conditions, supply mode permits to limit electromagnetic perturbation level. At rated speed, motor characteristics are defined so as to have only one current pulse per period and per phase produced by square full wave voltage. To optimize rated operation of motor-converter, we propose an analytical method based on a linearized model. The principal parameter is airgap length. We describe briefly the choice method of other dimensions for rotor and stator. The main constraint of the design is a copper losses limit imposed by thermal considerations. Airgap influence on average torque and semi-conductor losses has been particularly analysed. A motor converter prototype has been built, experimental results permit analysis and validation of used model.

1- INTRODUCTION

Le moteur à réluctance variable à double saillance, appelé "switched reluctance motor" dans la littérature anglo-saxonne [1,2], est constitué d'un stator denté à enroulements concentrés et d'un rotor denté sans aimants ni conducteurs. L'alimentation est effectuée en courant unidirectionnel ce qui permet d'utiliser des convertisseurs électroniques unidirectionnels en courant. L'injection de courant doit être synchronisée avec la position angulaire par un système d'autopilotage nécessitant un capteur direct ou indirect de position. L'application concerne ici un équipement d'automobile, un couple de décollage important est nécessaire, le couple résistant devient ensuite quadratique. Enfin, un réglage de vitesse doit être réalisé. Pour des raisons particulières, le moteur ne doit pas comporter d'aimants. D'autre part, la recherche d'une grande fiabilité et d'une meilleure disponibilité ainsi qu'une minimisation du coût matière et fabrication nous ont conduits au choix de ce type de machine. Celle ci aura une structure 6-4 c'est à dire à 6 dents statoriques (3 phases) et 4 dents rotoriques.

Nous décrivons, au chapitre 2, la procédure de choix de détermination des principales dimensions du circuit magnétique. Le fer n'étant pas saturé, nous proposons un modèle électromagnétique flux-courant-position linéaire par morceaux en fonction des positions angulaires relatives rotor-stator. Nous étudierons donc plus particulièrement son influence. Les caractéristiques électromagnétiques, mesurées sur le prototype réalisé, sont comparées à celles calculées.

Au chapitre 3 nous présentons le principe d'alimentation retenu et le fonctionnement à la vitesse nominale dans lequel chaque phase est soumise à des créneaux "pleine onde" de tension[4,5,6]. Nous avons le choix, essentiellement, entre un moteur à enroulements unifilaires alimentés chacun par un demi-pont asymétrique et un moteur à enroulements bifilaires alimentés par un seul interrupteur par phase. Nous donnons un modèle électrique des phases où sont prises en compte les chutes de tension résistives. Nous déterminons, compte-tenu de la tension d'alimentation, le nombre de spires et l'angle polaire des dents rotoriques. Enfin, nous donnons, dans ces conditions, les caractéristiques de chaque phase. Au quatrième chapitre, d'après les formes d'onde du courant d'alimentation, nous déterminons des expressions analytiques des pertes Joule, du couple moyen et des pertes dans les semi-conducteurs (MOS et diodes) de l'onduleur. Un bilan énergétique est effectué et permet d'évaluer

précisément l'influence de l'entrefer mais aussi de comparer les pertes dans les deux cas de bobinage possibles, à volume de cuivre et surface de silicium constants.

La réalisation d'un prototype avec la valeur d'entrefer acceptable permet de confronter les prédéterminations aux mesures.

2- PROCEDURE DE CHOIX DES PRINCIPALES DIMENSIONS DU MOTEUR

La figure 1 rappelle les principales dimensions d'un moteur à réluctance à double saillance **[3]**.

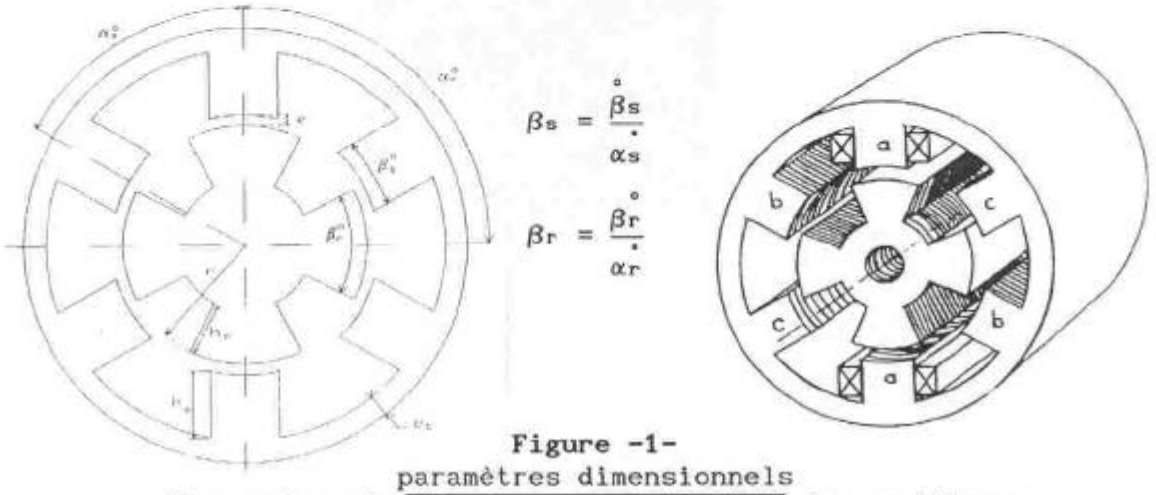


Figure -1-
paramètres dimensionnels
d'un moteur à réluctance variable à double saillance

Le cahier des charges nous impose la caractéristique mécanique décrite à la figure 2. La nécessité d'un couple de décollage relativement important quelle que soit la position, nous conduit au choix d'une structure triphasée. D'autre part, pour minimiser la fréquence d'alimentation (pertes fer faibles), il faut réduire le nombre N_r de dents rotoriques :

$$f = N_r . F_{rot} \qquad (1)$$

(F_{rot} est la fréquence de rotation en tour par seconde) alors nous retenons la structure 6-4. A 3000 tr/mn, la fréquence d'alimentation sera égale à 200 Hz.

Les dimensions extérieures sont aussi définies :

- rayon extérieur : R_{ext} = 31.5 mm ;
- longueur extérieure : L_{ext} = 70 mm.

Compte-tenu de l'encombrement estimé des têtes de bobines, ceci nous amène à une longueur active de fer : l = 61 mm.

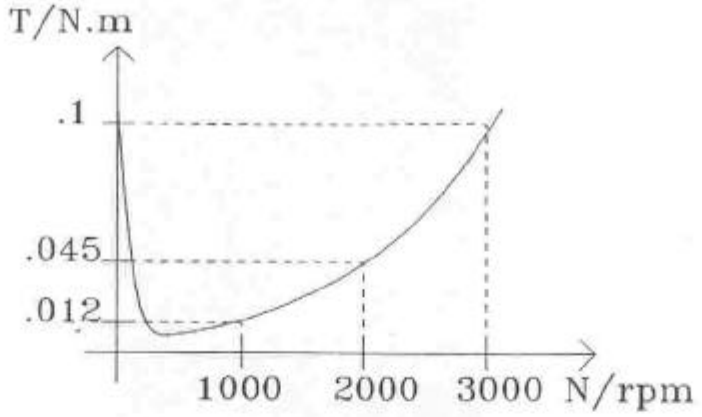
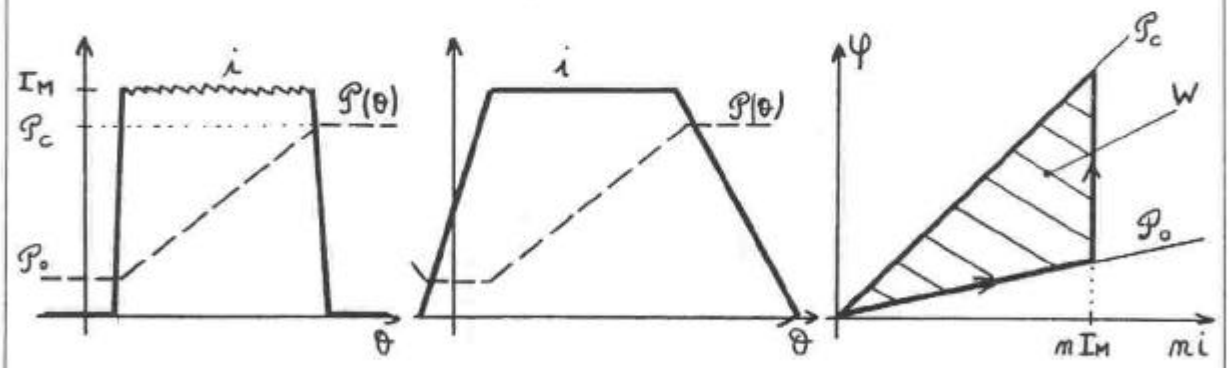


Figure -2-
Caractéristique couple-vitesse requise

Nous savons (d'après une première itération de calcul et pour les entrefers possibles) que le circuit magnétique ne sera pas saturé. Au démarrage, le moteur sera alimenté en créneaux de courant d'amplitude I_M afin d'obtenir le couple de décollage (0.1 N.m) requis. A la vitesse nominale, chaque phase sera soumise à un créneau de tension pleine onde donnant un courant constant et égal à la valeur I_M pendant la période de croissance de la perméance. Le couple est calculé à partir de la surface du cycle dans le plan flux ampères-tours. Comme l'indique la figure 3, au démarrage comme à 3000 tr/mn, le remplissage est total.



créneaux de courant basse vitesse — *courant avec créneau de tension fonctionnement nominal* — *énergie convertie pendant un cycle*

Figure -3-
formes d'onde d'alimentation et cycle énergétique de conversion

A partir de l'énergie convertie à chaque cycle W, le couple électromagnétique moyen polyphasé s'exprime par [3] :

$$\langle T \rangle = q.N_r \frac{(nI_M)^2}{2} \frac{\mathcal{P}_c - \mathcal{P}_o}{2.\pi} \qquad (2)$$

où q est le nombre de phases, dans notre cas q = 3, $\mathcal{P}_c$ et $\mathcal{P}_o$ sont les perméances dans les positions extrêmes de conjonction et d'opposition d'une paire de dents du rotor par rapport à une phase au stator.

En négligeant la circulation du champ dans le fer devant celle de l'entrefer, la perméance $\mathcal{P}_c$ peut s'exprimer analytiquement en fonction des dimensions données à la figure 1.

ici : $$\mathcal{P}_c = \mu_o . k_F \frac{\beta_s \frac{2\pi}{N_s} r . l}{2 . e} \qquad (3)$$

on peut cependant facilement prendre en compte la chute de force magnéto-motrice dans le fer en utilisant un découpage du circuit en tronçons de section constante et de perméabilité connue.

k_F est le coefficient de foisonnement des tôles (il est inférieur à 1).

β_s détermine l'angle de production de couple [1] de chaque phase (voir figure 4) qui est aussi l'angle de variation de l'onde de perméance noté $D\theta_p$. Dans notre cas, pour avoir un couple de décollage important quelle que soit la position et avec un moteur triphasé, l'angle polaire stator β_s doit être supérieur ou égal à 120°. On obtient alors au minimum :

$$\underline{\beta_s = 0.5} \qquad (4)$$

En conjonction, la saturation apparaîtra pour une valeur des ampères-tours nI_s tels que :

$$nI_s = \frac{B_{sat}}{\mu_o} \; 2 . e \qquad (5)$$

Au-delà de nI_s, on peut déterminer l'allure de la caractéristique magnétique grâce à une connaissance de la courbe magnétique B(H).

La valeur de $\mathcal{P}_o$, quant à elle, ne peut pas être déterminée analytiquement. Cependant, des calculs de champ par éléments finis permettent de la calculer rapidement à partir de, seulement, deux paramètres fondamentaux [6]. Ces deux paramètres sont le rapport de la hauteur de dent rotorique h_r sur la largeur interpolaire rotor $\left((1 - \beta_r) \frac{2\pi}{N_r} r\right)$ et le rapport de cette même largeur interpolaire sur la largeur d'une dent statorique : $\beta_s \frac{2\pi}{N_s} r$.

Le couple électromagnétique moyen peut ainsi être exprimé à partir des équations (2), (3) et des résultats de calcul de $\mathcal{P}_o$.

Dans cette application, les pertes Joule P_J sont largement prépondérantes, aussi elles peuvent s'exprimer à partir du volume de cuivre et des ampères-tours efficaces nI_{eff} dans chaque phase :

$$P_J = \rho . \frac{N_s}{2} . (nI_{eff})^2 . \frac{k_I . l}{k_b . S_b} \qquad (6)$$

où : - ρ est la résistivité des conducteurs à la température des bobinages;

- k_l est un coefficient (> 1) prenant en compte l'augmentation de la longueur due aux têtes de bobines;

- k_b est un coefficient de remplissage de l'aire bobinable (inférieur à $\pi/4$ pour des conducteurs cylindriques) prenant en compte l'augmentation des pertes Joule dans le cas d'un enroulement bifilaire.On a un doublement de ces pertes si les sections des deux bobines d'une même phase sont identiques : k_b est alors divisé par 2 par rapport au cas d'un enroulement unifilaire.

L'aire bobinable S_b, définie sur la base d'un rectangle dont les dimensions sont la hauteur des dents statoriques et la largeur du demi intervalle polaire au niveau de l'entrefer (bobines "préfabricables"), s'exprime par :

$$S_b = h_s \frac{\pi}{N_s} (1 - \beta_s).r \qquad (7)$$

Dans ces conditions, une première estimation de la forme du courant, une connaissance des pertes maximales acceptables (définies par les conditions de dissipation et les températures) nous permettent d'exprimer nI_{eff} en fonction de nI_{MAX} :

$$nI_{MAX} = k_l.nI_{eff} \qquad (8)$$

avec, ici : $k_l \cong 1.7$, notre moteur étant tripasé et alimenté par des quasi créneaux de courant d'un tiers de période (figure 2).

Les résultats de cette première partie nous permettent d'effectuer le rapport pertes Joule sur couple moyen, celui ci devient indépendant du courant (moteur non saturé), pour la valeur d'entrefer que nous avons finalement choisie (voir chapitres suivants). La minimisation de ce rapport nous permet de déterminer le rayon d'entrefer r. Ce calcul nécessite cependant la connaissance de h_s et de l'épaisseur de culasse e_c. Dans ce moteur non saturé, on peut choisir pour e_c une valeur égale ou légèrement supérieure à la demi largeur d'une dent statorique. La chute de potentiel magnétique reste alors négligeable dans les circuits de retour du flux. Ainsi, dans notre cas particulier, ces deux grandeurs sont données par :

$$e_c = \frac{\pi.\beta_s}{N_s} r \qquad (9)$$

$$h_s = R_{ext} - (1 + \frac{\pi.\beta_s}{N_s}).r \qquad (10)$$

Cette optimisation nous conduit à un rayon d'entrefer : $\underline{r = 17 \text{ mm}}$.

Les pertes Joule, dans notre application, se trouvent limitées à environ 50 W. Ainsi l'ordre de grandeur du maximum des ampères-tours peut être déterminé par les expressions (6,7 et 8) avec $k_l \cong 1.7$: $nI_{MAX} \cong 500$ A.

Le rotor, quant à lui, est essentiellement défini par le diamètre d_a de l'arbre amagnétique, la hauteur h_r des dents rotoriques et l'angle polaire réduit β_r.

Pour réduire la perméance d'opposition, on a tout intérêt à ce que la hauteur des dents rotoriques soit la plus élevée possible, la valeur limite est définie par le risque de saturation de la base des dents qui conduit la moitié du flux :

$$h_r < r - e_c - \frac{d_a}{2}) \qquad (11)$$

La valeur de β_r, quant à elle, est limitée [1] par deux butées. La limite inférieure est définie par l'égalité des angles polaires statoriques et rotoriques :

$$\dot{\beta}_{rmini} = \dot{\beta}_s \qquad (12)$$

La limite supérieure est définie par la nécessité d'avoir une perméance d'opposition suffisamment faible, ainsi :

$$\dot{\alpha}_r - \dot{\beta}_{rmaxi} = \dot{\beta}_s \qquad (13)$$

La figure 4 montre la relation entre la forme de l'onde de perméance $\mathcal{P}(\theta)$ et la position relative des dents rotoriques et statoriques. Elle met en évidence les angles fondamentaux pour l'étude de l'alimentation. Les angles électriques correspondants aux angles mécaniques notés avec l'exposant "°" sont tels que :

$$\theta = N_r.\theta^\circ \qquad (14)$$

Sur la figure 4, on peut constater que :

$$\alpha_o^\circ = \alpha_r^\circ - \beta_r^\circ - \beta_s^\circ$$
$$\alpha_c^\circ = \beta_r^\circ - \beta_s^\circ$$

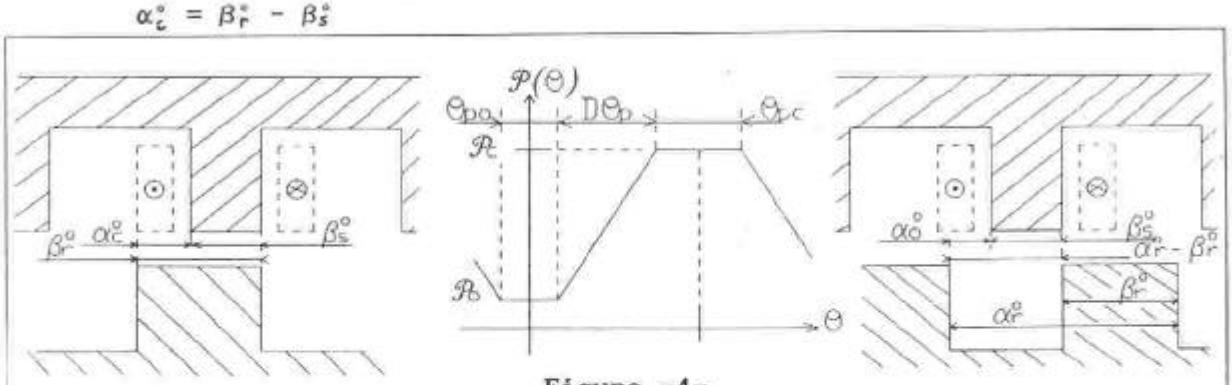


Figure -4-
Relation entre la forme de l'onde de perméance idéalisée et les angles des dents rotoriques et satoriques

Alors les angles fondamentaux de l'onde de perméance trapézoïdale idéalisée sont :

$D\theta_p$: angle de durée de variation de la perméance

$$D\theta_p = 2\pi.\beta_s.\frac{N_r}{N_s} \qquad (15)$$

θ_{po} et θ_{pc} : angles de "plats" d'opposition et de conjonction

$$\theta_{po} = N_r.\left[(1 - \beta_r).\frac{2\pi}{N_r} - \beta_s.\frac{2\pi}{N_s}\right] \tag{16}$$

$$\theta_{pc} = N_r.\left[\beta_r.\frac{2\pi}{N_r} - \beta_s.\frac{2\pi}{N_s}\right] \tag{17}$$

La figure 5 montre les caractéristiques linéarisées flux-ampères-tours pour 4 valeurs d'entrefer (influence sur la courbe de conjonction : équations (3) et (5)) et pour différentes valeurs de l'angle polaire rotorique réduit β_r (influence sur $\mathcal{P}_o$ d'après **[6]** et sur θ_{po} et θ_{pc}).

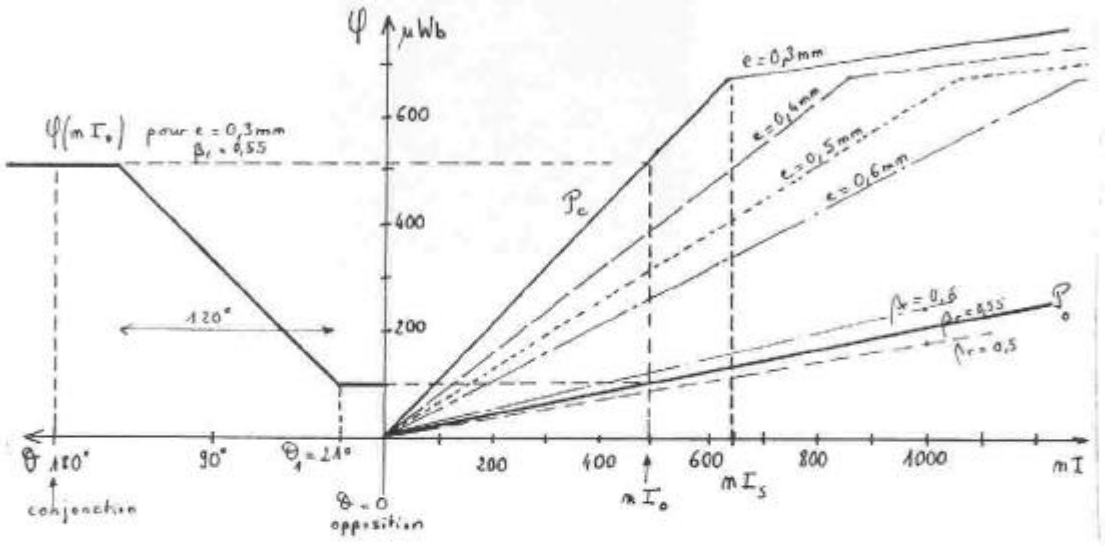


Figure -5-
Influence de l'entrefer e et de l'angle polaire rotor β_r sur les caractéristiques magnétiques du moteur

On peut ainsi constater que, pour le moteur non saturé, le couple est proportionnel à e^{-1}. La figure 6 montre une comparaison des caractéristiques mesurées et calculées (---) avec e = 0.4 mm et β_r = 0.55.

Les mesures présentées à la figure 6 sont obtenues par un essai statique à 50 Hz et à rotor bloqué (en conjonction puis en opposition), en ce qui concerne les courbes flux total en fonction du courant. En conjonction la saturation apparaît un peu plus tôt que ne le prédisait le modèle car nous avons réduit l'épaisseur de culasse à la base des dents afin d'accroître la surface bobinable. Ce phénomène n'est pas gênant car il se produit à des courants supérieurs au courant nominal. Au sujet des relevés des formes du flux et du couple en fonction de la position angulaire, ils sont obtenus par un essai à vitesse et courant constants (7.5 A). L'onde de couple est, en réalité, la tension induite à un facteur d'échelle près (en régime non saturé) et l'onde de flux est obtenue par intégration de la précédente.

Dans ce cas, les différences entre la forme du couple idéalisée et celle mesurée sont essentiellement dues aux saturations locales dans les dents et aux effets de bord des dentures [10]. La forme de l'onde de perméance (ou de flux à courant constant) est, quant à elle, beaucoup plus proche du modèle linéarisé. Comme on ne s'intéresse pas ici à l'ondulation du couple instantané, ces écarts ont très peu d'importance sur la validité des calculs que nous allons mener dans les chapitres suivants.

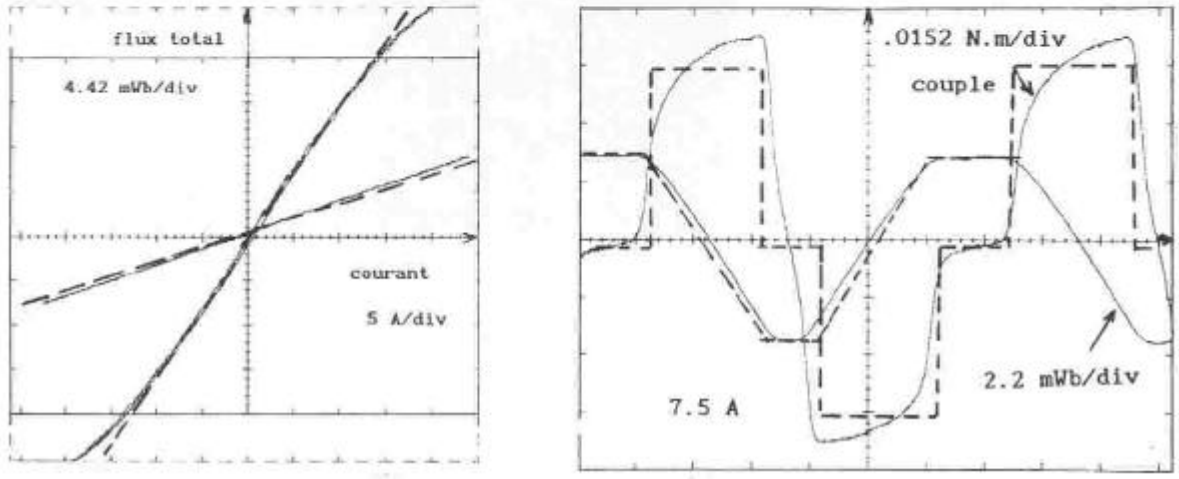
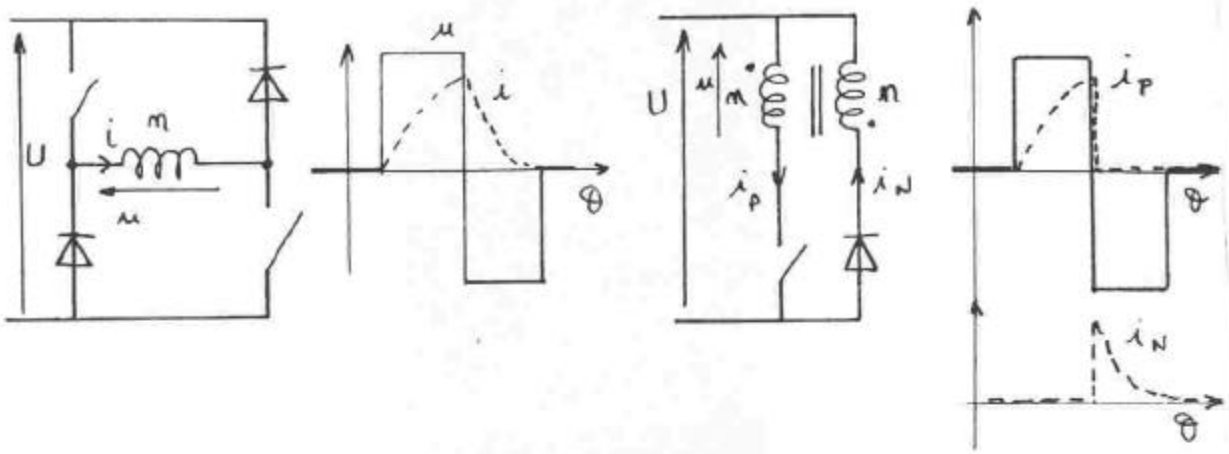


Figure -6-
Comparaison des caractéristiques calculées (linéarisées) et mesurées

3- CONTRAINTES DE DIMENSIONNEMENT IMPOSEES PAR L'ONDULEUR D'ALIMENTATION

Pour des raisons de rendement de l'ensemble convertisseur machine, nous souhaitons récupérer, lors de la démagnétisation, l'énergie stockée. Aussi, deux structures essentielles de convertisseur peuvent permettre d'alimenter notre moteur [7]. La figure 7 montre ces deux onduleurs, le premier nécessite un demi pont asymétrique par phase (6 interrupteurs commandés dont deux à potentiel flottant), le second requiert seulement un semi-conducteur commandé par phase et référencé à la masse. Seulement, il nécessite un enroulement bifilaire qui conduit à un doublement des pertes Joule du moteur.



demi-pont asymétique
enroulement unifilaire

un interrupeur par phase
enroulement bifilaire

Figure -7-
Onduleurs d'alimentation du moteur

Nous avons opté, a priori, pour la seconde solution pour des raisons de coût minimal de l'ensemble. Au chapitre 4, nous mettrons en évidence le gain en surface de silicium de ce type d'alimentation.

Compte-tenu de l'allure quadratique du couple résistant, c'est à la vitesse maximale que le couple est le plus élevé. A ce point de fonctionnement, les pertes Joule sont maximales et les durées de croissance et de décroissance du courant sont les plus longues. C'est donc à la vitesse de 3000 tr/mn et pour un couple de 0.1 N.m que nous allons optimiser les caractéristiques du moteur. La forme du courant, au régime nominal est décrite à la figure 8a et le schéma équivalent d'une phase est donné à la figure 8b. Pour chaque enroulement bifilaire, un seul des deux bobinages conduit simultanément. Aussi, tout se passe électriquement, comme s'il y avait une seule bobine par phase. On ne s'intéresse pas ici à la phase de commutation proprement dite des semi-conducteurs, par conséquent, on n'a pas pris en compte les inductances de fuites (moins de 1% de l'inductance propre) des bobinages couplés. Comme le circuit magnétique n'atteint pas la saturation, on peut écrire l'équation d'alimentation suivante relative à une phase :

$$u = R.i + l(\theta).\frac{di}{dt} + i.\omega.\frac{dl(\theta)}{d\theta} \qquad (18)$$

où ω est la pulsation électrique d'alimentation ($400.\pi$ à 3000 tr/mn).

$l(\theta)$ est l'inductance fonction de la position angulaire θ :

$$l(\theta) = n^2.\mathcal{P}(\theta) \qquad (19)$$

où n est le nombre de spires de l'enroulement de la phase, nombre qu'il faudra déterminer sachant que la tension d'alimentation vaut : U = 12 V.

Le terme $i.\omega.\frac{dl(\theta)}{d\theta} = e$ est appelé force électromotrice de la machine.

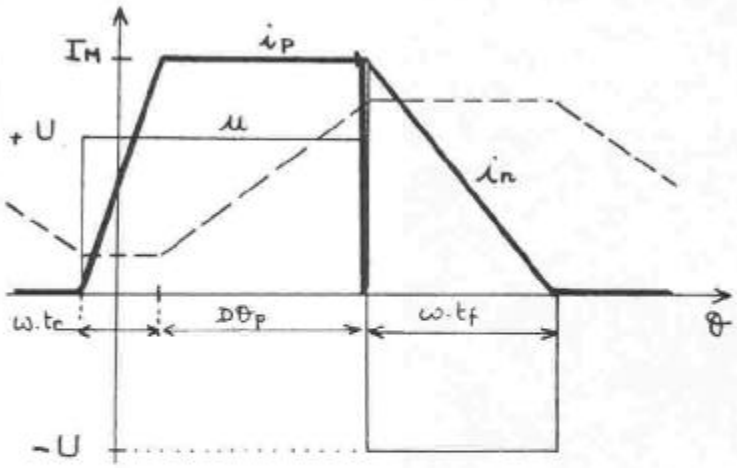


Figure -8a-
Forme d'onde du courant au régime nominal

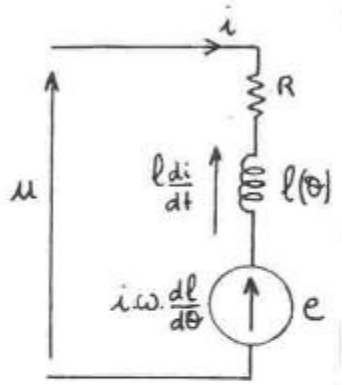


Figure -8b-
Schéma équivalent d'une phase

La résistance du bobinage peut s'exprimer en fonction du nombre de spires au carré. En effet, comme nous l'avons vu au chapitre précédent, les pertes Joule (6) peuvent s'exprimer en fonction de l'aire bobinable S_b (7). Il y a n/2 conducteurs par encoche (2 dents par phases) multipliés par 2 (enroulement bifilaire). La section de chaque fil de l'enroulement s'écrit :

$$S_{fil} = \frac{k_b.S_b}{n/2} \qquad (20)$$

La résistance d'une bobine est alors :

$$R = \rho\,\frac{l_b}{S_{fil}}.n \qquad (21)$$

avec : $l_b = 2.k_l.l$, la longueur moyenne d'une spire (k_l : voir (6)).

Ainsi, avec (20) et (21), on peut exprimer R :

$$R = n^2.\left[\rho\frac{l_b}{2.k_b.S_b}\right] = n^2.r_b \qquad (22)$$

on appellera r_b la résistance spécifique car elle ne dépend que des dimensions du circuit magnétique. Ici, à 150°C, $r_b = 200\ \mu\Omega$.

L'équation (18) d'alimentation peut maintenant s'écrire (avec les ampères-tours ni) :

$$u = n.\left[r_b.ni + P(\theta).\frac{dni}{dt} + ni.\omega.\frac{d\mathcal{P}(\theta)}{d\theta}\right] \qquad (23)$$

Pour obtenir une onde de courant à maximum plat sans découpage, c'est à dire avec une alimentation en pleine onde de tension (figure 8a), en θ_1 (angle pour lequel la f.e.m. devient non nulle et constante car la dérivée de $\mathcal{P}(\theta)$ est constante), les ampères-tours doivent avoir atteint une valeur

nI_M telle que :

$$\frac{U}{n} = r_b.nI_M + \omega.nI_M.\frac{d\mathcal{P}(\theta)}{d\theta} \qquad (24)$$

avec : $$\frac{d\mathcal{P}(\theta)}{d\theta} = \frac{\mathcal{P}_c - \mathcal{P}_o}{D\theta_p} \qquad (25)$$

ici : $$D\theta_p = \frac{2\pi}{3} \qquad (26)$$

En négligeant, en première approximation, la chute de tension dans l'interrupteur commandé (ou en l'incluant dans r_b), on peut exprimer le nombre de spires nécessaires à partir de (24), (25) et (26) et en remplaçant ω par $2\pi.f$ (f la fréquence électrique : 200 Hz à 3000 tr/mn) :

$$n = \frac{U}{nI_M.[3.f.(\mathcal{P}_c - \mathcal{P}_o) + r_b]} \qquad (27)$$

Pour atteindre la valeur souhaitée nI_M des ampères-tours, il est nécessaire que le courant ait pu croître pendant l'angle du "plat" d'opposition θ_{po}. Pendant cette phase la f.e.m. est nulle, ainsi, l'équation (24) conduit à la condition :

$$\theta_{po} \geq 2\pi.f\,\frac{\mathcal{P}_o}{3.f.(\mathcal{P}_c - \mathcal{P}_o) + r_b} \qquad (28)$$

Quand à la phase de coupure du courant, en principe elle doit être effectuée pendant le "plat" de conjonction. Toutefois, si elle se prolonge au delà, la pertes d'effort moyen (couple négatif pendant la décroissance de $\mathcal{P}(\theta)$)reste négligeable **[8]**. Aussi, la contrainte (28) de montée de ni à nI_M est-elle largement prépondérante devant celle de décroissance.

La perméance d'opposition $\mathcal{P}_o$ est elle-même fonction de θ_{po}. En prenant en compte cette fonction, l'expression (28) conduit à : $\underline{\theta_{po} \geq 26°}$ et d'après (16), on arrive à : $\beta_r \leq 0.59$. Comme, en réalité, $\mathcal{P}(\theta)$ n'est pas constante pendant θ_{po}, la durée de la croissance des nI est sensiblement augmentée. Afin de compenser ce phénomène, nous avons pris : $\underline{\beta_r = 0.55}$, alors : $\underline{\theta_{po} = 42°}$ et $\underline{\mathcal{P}_o = 0.2\ \mu H}$.

4- PERTES JOULE ET PERTES DANS LES SEMI-CONDUCTEURS DE PUISSANCE

Les conditions de refroidissement nous imposent des pertes Joule maximales P_{JMAX} = 50 W, cette valeur sera notre contrainte essentielle. Il est nécessaire de calculer la valeur nI_{eff} des ampères-tours. Si t_r et t_f sont respectivement les temps de montée et de descente des ampères-tours d'amplitude nI_M, on peut approximer les exponentielles de croissance et de décroissance à leurs tangentes à l'origine car :

$\frac{U}{r_b} = 6.10^4$ A >> $nI_M \cong 500$ A, alors :

$$t_r = \frac{n.\mathcal{P}_o}{U}\,nI_M \qquad (29)$$

$$t_f = \frac{n.\mathcal{P}_c}{U}\,nI_M \qquad (30)$$

Soient $n i_p$ et $n i_n$ les ampères-tours traversant les enroulements de magnétisation et de démagnétisation, leurs valeurs efficaces valent :

$$nI_{peff} = nI_M.\sqrt{\frac{1}{3}(1+\frac{\omega.t_r}{2\pi})} \qquad (31)$$

$$nI_{neff} = nI_M.\sqrt{\frac{\omega.t_r}{6\pi}} \qquad (32)$$

Les pertes Joule sont calculées par :

$$P_J = q.r_b.\left[(nI_{peff})^2 + (nI_{neff})^2\right] \qquad (33)$$

Avec q = 3 et en regroupant les expressions (27) et (29) à (32), on obtient :

$$P_J = (nI_M)^2.r_b.\left[1 + f.\frac{\mathcal{P}_c + \mathcal{P}_o}{3.f.(\mathcal{P}_c - \mathcal{P}_o) + r_b}\right] \qquad (34)$$

Soit le paramètre $k\mathcal{P}$ inversement proportionnel à la valeur de l'entrefer :

$$k\mathcal{P} = \frac{\mathcal{P}_c}{\mathcal{P}_o} \qquad (35)$$

En utilisant l'expression (2) du couple moyen et (34), le couple maximal convertible, compte tenu de la limite de pertes Joule, s'exprime :

$$T_{MAX} = \frac{3.N_r}{4\pi}\,\frac{P_{JMAX}}{r_b}\,\mathcal{P}_o\,(k\mathcal{P} - 1).\left[1 + \frac{k\mathcal{P} + 1}{3.(k\mathcal{P} - 1) + \frac{r_b}{\mathcal{P}_o.f}}\right]^{-1} \qquad (36)$$

Avec la valeur de $\mathcal{P}_o$ obtenue par la condition (28), le rapport $\frac{r_b}{\mathcal{P}_o.f}$ est égal à 5. Selon les valeurs de l'entrefer et pour des pertes Joule constantes, le tableau I donne les résultats de calcul. La valeur du nombre de spires est déterminée à partir de (27).

e (mm)	0.3	0.4	0.5	0.6
$\mathcal{P}_c$ (µH)	1.02	0.78	0.63	0.53
$k\mathcal{P}$	5.1	3.9	3.15	2.65
T_{MAX} (N.m)	0.144	0.1	0.075	0.057
nI_M (A)	410	406	408	406
n (spires)	42	54	64	74

Influence de l'entrefer à pertes Joule constantes (50 W)

Tableau I

Il apparaît que, pour obtenir le point de fonctionnement nominal, avec au maximum 50 W de pertes Joule, un entrefer inférieur ou égal à 0.4 mm est nécessaire dans l'encombrement imposé par le cahier des charges. La valeur e = 0.4 mm a été retenue pour la réalisation du prototype.

Pratiquement, le couple nominal doit être obtenu pour une tension d'alimentation minimale de 10 V. De plus, une prise en compte de la résistance à l'état passant des semi-conducteurs de puissance nous conduit à choisir un nombre de spires plus faible que celui indiqué au tableau I : n = 40 spires par phase.

Compte-tenu de la basse tension d'alimentation, les semi-conducteurs commandés les mieux adaptés (plus grande densité de courant et facilité de commande) sont les transistors M.O.S. **[9]**. Dans cette application, il n'y a que des pertes de conduction (pas de découpage haute fréquence). Pour les MOS, les pertes P_{MOS} se calculent à partir de leur résistance à l'état passant (à la température de jonction de fonctionnement) r_{dsON}. Alors les pertes dans chaque MOS s'expriment par (nI_{peff} sont donnés par (31)) :

$$P_{MOS} = r_{dsON} \cdot \left(\frac{nI_{peff}}{n}\right)^2 \qquad (37)$$

Les MOS utilisés sont des IRFZ 44, à chaud leur résistance vaut : $r_{dsON} = 50\ m\Omega$.

Les diodes de démagnétisation, quant à elles, sont des diodes bipolaires, leurs pertes de conduction P_d peuvent se calculer par :

$$P_d = V_F \cdot \left\langle\frac{nI_n}{n}\right\rangle + r_F \cdot \left(\frac{nI_{neff}}{n}\right)^2$$

où V_F et r_F sont les caractéristiques du modèle de conduction linéarisé des diodes (spécifiées par le fabricant) et $\left\langle\frac{nI_n}{n}\right\rangle$ est la valeur moyenne du courant i_n de démagnétisation.

e (mm)	P_J (W)	nI_M (A)	I_M (A)	I_{peff} (A)	I_{neff} (A)	$\langle i_n \rangle$ (A)	P_{MOS} (W)	P_d (W)	$\eta_{bif.}$ %	$\eta_{unif.}$ %
0.3	35	340	8.9	5.3	2.8	0.88	1.4	0.82	43	50.5
0.4	50	406	10.2	6.2	3.1	0.95	1.9	0.95	34.9	42.7
0.5	67	470	11.2	6.8	3.4	1	2.3	1	29	37.1
0.6	88	540	12.9	7.8	3.85	1.13	3	1.2	23.8	31.2

Influence de l'entrefer sur les pertes Joule totales du moteur et sur les pertes de conduction dans un MOS et dans une diode
Comparaison des rendements dans les cas d'enroulements bifilaire, unifilaire

Tableau II

Le tableau II donne l'influence de la valeur de l'entrefer sur les pertes Joule dans le moteur (cas de l'enroulement bifilaire), les pertes de conduction d'un transistor MOS et d'une diode (type BYT 98-50 : $V_F = 0.66$ V

et r_F = 0.03 Ω) et sur le rendement de l'ensemble. Ce calcul est effectué pour un couple moyen de 0.1 N.m sous 12 V. Les nombres de spires ont été calculés pour un fonctionnement possible à U = 10 V (n = 40 sp. pour e = 0.4 mm).

Le rendement est donné aussi dans le cas d'un enroulement unifilaire du moteur et d'un doublement du nombre des semi-conducteurs.

A volume de cuivre constant, l'enroulement bifilaire conduit à un doublement des pertes Joule. On peut de la même façon, pour l'onduleur, raisonner à surface de silicium constante ou à pertes de conduction constante. En technologie basse tension (< 60 V), la densité de courant à chute de tension constante est sensiblement la même pour 60 V ou 30 V.

Avec une alimentation par demi-pont asymétriques, il faut doubler le nombre de MOS, si l'on conserve les mêmes composants que dans le montage précédent, on double les pertes de conduction et la surface de silicium. Ainsi, à surface totale de silicium constante, chaque interrupteur a une résistance deux fois plus élevée, alors le montage avec enroulements unifilaires conduit à quadrupler les pertes de conduction.

Il faut préciser cependant qu'une modification des pertes, qu'elles soient dans les bobinages ou dans le silicium, conduit à une modification des moyens de dissipation thermique à température maximale donnée, elle entraîne ainsi des conséquences importantes sur la conception de l'ensemble. D'autre part, dans ces comparaisons, nous n'avons pas analysé l'influence de la modification des chutes de tension résistives qui conduit à un changement du nombre de spires et donc du courant dans les semi-conducteurs. Ce phénomène est en réalité négligeable et les conclusions énoncées ci-dessus restent valables.

Le tableau II donnait une comparaison des rendements dans l'hypothèse d'un doublement de la surface de silicium. Dans notre cas où l'entrefer vaut 0.4 mm, à même surface de silicium, les rendements auraient été sensiblement identiques que les enroulements soient unifilaires ou biflaires. Il faut cependant remarquer que les pertes dans le moteur seraient réduites aux dépens de celles dans le silicium.

Afin de valider cette étude théorique, nous présentons, à la figure 9 (oscillogrammes) et dans le tableau III (comparaison quantitative), une comparaison des prédéterminations et des résultats de mesures au voisinage

du point de fonctionnement nominal (0.11 N.m à 3000 tr/mn sous 12 V). Les valeurs prédéterminées sont celles du tableau II corrigées (par rapport à 0.1 N.m). Une résistance R_{sense} de mesure du courant se trouve dans le montage d'essai, nous avons donc compté ses pertes dans ce tableau.

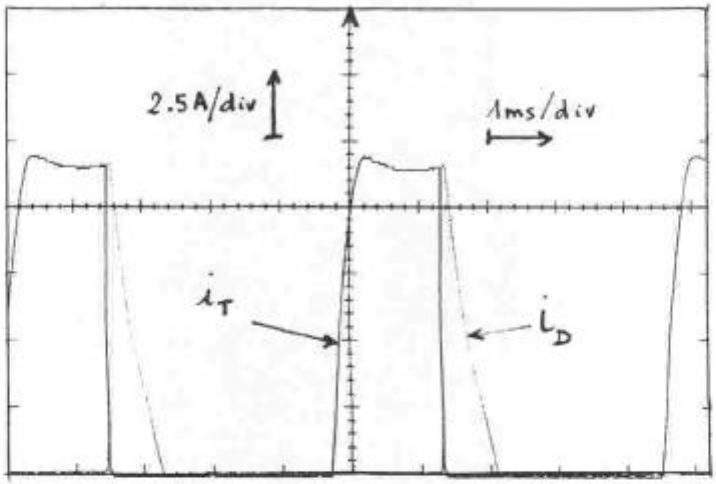


Figure -9-
oscillogrammes des courants i_P et i_n au point de fonctionnement nominal

	predictions	mesures
courant maximal	10.7 A	11.5 A
courant MOS	6.5 Arms	6.1 Arms
courant diode	3.2 Arms	2.6 Arms
pertes Joule$_{155°C}$	50 W	
pertes de conduction semi-conducteurs	9 W	
pertes dans R_{sense}	4.4 W	
puissance absorbée	103 W	102 W

Comparaison à 0.11 N.m et 3000 tr/mn

Tableau III

On peut remarquer que pour obtenir le couple nominal, un courant crête sensiblement plus important est nécessaire, ceci est dû essentiellement a la forme réelle de l'onde de perméance. Le bilan énergétique nous montre que les pertes fer sont bien négligeables. Quantitativement les puissances calculées correspondent bien aux mesures.

5- CONCLUSION

Grâce à un modèle électromagnétique analytique très simple mais précis paramétré par les dimensions géométriques du moteur, nous avons pu effectuer une optimisation de la valeur de l'entrefer pour une contrainte de pertes Joule dans le moteur. Nous avons négligé les pertes fer ce qui s'est justifié car l'erreur s'est révélée faible. Cependant, l'utilisation de tôles bon marché (nous avons utilisé ici des tôle fer-silicium de 0.4 mm d'épaisseur) nécessitera la prise en compte de ces pertes.

Nous avons mis en évidence l'importance du silicium (semi-conducteurs de puissance) eu égard à celle du cuivre et du fer (moteur) dans le dimensionnement de l'ensemble convertisseur-machine et ainsi justifié le choix de l'alimentation par un interrupteur par phase et enroulements bifilaires. L'optimisation de coût est cependant loin d'être terminée, il reste à prendre en considération les problèmes de fabrication et les coûts matière si la production s'effectue en grande série.

BIBLIOGRAPHIE

[1] **P.J. LAWRENSON, J.M. STEPHENSON, P.T. BLENKINSOP, J. CORDA, N.N. FULTON**, "Variable-Speed Switched Reluctance Motors", Proceedings IEE, Vol. 127, Pt. B, No. 4, pp. 253-265, July 1980.

[2] **T.J.E. MILLER**, "Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives", Oxford Science Publications, (1989).

[3] **B. MULTON, D. BONOT, J.M. HUBE**, "Conception d'un moteur à réluctance autocommuté alimenté en courant", Congrès MOPP, EPFL Lausane 4/5 Juillet 1990.

[4] **B. MULTON, C. GLAIZE**, "Optimisation du dimensionnement des alimentations des machines à réluctance variable", Revue de physique appliquée, N° 22 (Mai 1987), pp. 339 à 357.

[5] **B. MULTON, C. GLAIZE**, "Size Power Ratio Optimization for the Converters of Switched Reluctance Motors", IMACS'TC1, Nancy, Sept. 1990.

[6] **D.P. TORMEY, D.A. TORREY, P.L. LEVIN**, "Minimum Airgap-Permeance Data for the Doubly-Slotted Pole Structures Common in Variable Reluctance Motors", proc. IEEE, Seattle Sept. 1990, pp. 196-200.

[7] **D.A. TORREY**, "A Comparison Between a Bifilar and a Monofilar High-Power Variable Reluctance Motor Drive", ICEM 1990, Vol. 1 pp. 60 à 65.

[8] **S. HASSINE**, "Optimisation des paramètres de commande en tension des machines à réluctance variable autopilotées en régime permanent", Thèse PARIS XI - E.N.S. de CACHAN, 30 janvier 1992.

[9] **B.J. BALIGA** ,"Modern Power Devices", John Wiley & Sons 1987.

[10] **M. MOALLEM, C.M. ONG, L.E. UNNEWEHR**, "Effect of rotor profiles on the Torque of a switched reluctance motor", IEEE, proc.IAS 1990, pp247-253.

1.4- BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE D'INTRODUCTION

[1] C. RIOUX
"Théorie générale comparative des machines électriques établie à partir des équations du champ électromagnétique". R.G.E. - mai 1970 - t.79, N°5, pp.415-421.

[2] C. RIOUX
"Aspects préliminaires de la théorie des machines électriques comportant des matériaux ferromagnétiques" Rev. Phys. Appl. 15, octobre 80, pp.1505-1515.

[3] MEISEL J.
Principles of Electromechanical Energy Conversion
Mac Graw Hill, 1966.

[4] M. JUFER
Electromécanique
Traité de l'école polytechnique fédérale de Lausanne, Ed. Georgi (1979).

[5] M. KANT
Les actionneurs électriques pas à pas
Traité des nouvelles technologies, série automatique, Hermès.

[6] T. KENJO
Stepping Motors and their Microprocessor Controls
Oxford Science Publications 1984-1992.

[7] T.J.E. MILLER
Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives
Oxford Science Publications, (1989).

[8] S.A. NASAR, I. BOLDEA, L.E. UNNEWEHR
Permanent Magnet, Reluctance and Self-Synchronous Motors
CRC Press, 1993.

[9] R.J. BLAKE, P.J. LAWRENSON
"New Applications of Very Large and Small Switched Reluctance Drives"
PCIM Conf., April 1992, 9 p.

[10] E. RICHTER
"Switched Reluctance Machines for High Performance Operations in Harsh Environment - A Review Paper".
ICEM 1990, Vol. 1 pp.18 à 24.

[11] D.A. TORREY
"A Comparison Between a Bifilar and a Monofilar High - Power Variable Reluctance Motor Drive".
ICEM 1990, Vol. 1 pp.60 à 65.

[12] A.V. RADUN
"High Power Density Switched Reluctance Motor Drive for Aerospace Applications"
IEEE Trans.I.A. Vol.28, N°1, Jan./Feb. 1992, pp.113-119.

[13] A.R. MILES
"Design of a 5 MW, 9000 V Switched Reluctance Motor"
IEEE Trans. on E.C., Vol.6, N°3, Sept. 1991, pp.484-491.

[14] C.H. AHN, Y.J. KIM, M.G. ALLEN
"A Planar Variable Reluctance Magnetic Micromotor with Fully Integrated Stator and Wrapped Coils"
Conf. MEMS IEEE, Proc., Feb. 7-10, 1993, pp.1-6.

[15] H. GUCKEL, T.R. CHRISTENSON, K.J. SKROBIS, T.S. JUNG, J. KLEIN, K.V. HARTOJO, I. WIDJAJA, *"A first functional current excited planar rotational magnetic micromotor"*
Conf. MEMS IEEE, Proc., Feb. 7-10, 1993, pp.7-11

[16] S. VUKOSAVIC, V.R. STEPHANOVIC
"SRM Inverter Topologies : a Comparative Evaluation"
IEEE, IAS Meet., Seatle 1990, pp.946-958; IEEE Trans. I.A., Vol.27, N°6, Nov./Dec. 91, pp.1034-1047.

[17] P.J. LAWRENSON
"A Brief Status Review of Switched Reluctance Drives"
EPE Journal, Vol.2, n°3, Oct.1992, pp.133-144.

[18] C. POLLOCK, B.W. WILLIAMS
"A Unipolar Converter for a Switched Reluctance Motor"
IEEE on I.A., vol. 26, n°2, March/April 1990, pp.222-228.

[19] C. POLLOCK, B.W. WILLIAMS
"Power Convertor Circuits for Switched Reluctance Motors with the Minimum Number of Switches"
IEE Proc., Vol.197, Pt.B, n°6, Nov.1990, pp.373-384.

[20] D.S. SCHRAMM, B.W. WILLIAMS, T.C. GREEN
"A New Switched Reluctance Motor Drive Configuration"
EPE'91, pp.1/394-397.

[21] A.M. HAVA, V. BLASKO, T.A. LIPO
"A Modified C-Dump Converter for Variable Reluctance Machines"
IEEE Trans. on I.A., Vol.28, n°5, September/October 1992, pp.1017-1022.

[22] H. LE HUY, P. VIAROUGE, B. FRANCOEUR
"A Novel Unipolar Converter for Switched Reluctance Motor"
PESC'89, pp.3-10.

[23] H. LE HUY, K. SLIMANI, P.VIAROUGE
"A Current Controlled Quasi-Resonant Converter for Switched Reluctance Motor".
IEEE Trans. on IE, Vol.38, N°5, Oct.91, pp.355-362.

[24] S.S. PARK, T.A. LIPO
"New Series Resonant Converter for Variable Reluctance Motor Drive"
PESC 92, pp.833-838.

[25] M. OLJACA, J. CORDA
"An Investigation of Control of Switched Reluctance Motor Supplied by AC Pulses"
EPE'91, pp.1/404-406.

[26] M. MOALLEM, C.M. ONG
"Predicting the Steady-State Performance of a Switched Reluctance Machine"
IEEE Trans. on I.A., Vol.27, n°6, Nov./Dec. 1991, pp.1087-1097.

[27] J.C. MOREIRA, T.A. LIPO
"Simulation of a Four Phase Switched Reluctance Motor Including the Efeects of Mutual Coupling"
Electric Machines and Power Systems 16, 1989, pp.281-289.

[28] M. GEOFFROY
"Étude de l'influence des paramètres géométriques du circuit magnétique sur les formes d'onde de perméance et de couple des machines cylindriques à réluctance variable à double saillance".
Thèse PARIS XI-E.N.S. de CACHAN, soutenue le 27 janvier 1993.

[29] A.R. EASTHAM, H. YUAN, G.E. DAWSON, P.C. CHOUDHURY, P.M. CUSACK

"A Finite Element Evaluation of Pole Shaping in Switched Reluctance Motor".
Electrosoft, 1990, Vol.1, N°1, pp.55-67.

[30] M. MOALLEM, C.M. ONG, L.E. UNNEWEHR
"Effect of Rotor Profiles on the Torque of a Switched Reluctance Motor".
Proc. IAS, Seatle 90, pp.247-253./ IEEE Trans. I.A. Vol.28, N°2 March/April 92, pp.364-369.

[31] L.E. UNNEWEHR
"Series-Commutated SCR Controllers for Variable-Speed Reluctance Motor Drives"
PESC 73, pp.180-191.

[32] L.E. UNNEWEHR, W.H. KOCH
"An Axial Air-gap Reluctance Motor for Variable Speed Applications"
IEEE PAS 93 n°1 (1974) pp.367-374.

[33] L.E. UNNEWEHR
"Magnetic Circuit Studies for an Axial Air-Gap Reluctance Motor"
Electric Machines and Electromechanics, pp.57-69.

[34] J.P. BASTOS , R. GOYET, J. LUCIDARME
"Performances intrinsèques des machines à réluctance variable à disques imbriqués"
Rev. Phys. Appl. 15, Janvier 1980, pp. 45-54.

[35] J.P. BASTOS, R.GOYET, J. LUCIDARME, G. QUICHAUD, F. RIOUX- DAMIDAUX
"Performances of a Multidisk Variable Reluctance Machine"
ICEM 82, pp.254-257.

[36] V.R. DINOV, LAZAROV
"Variable Reluctance Motor with a Disc Rotor with Electronic Commutation"
ICEM 1980, pp 1215-1223.

[37] Y. TAKEDA, S. ISHIKAWA, T. HIRASA, H. TAKECHI
"High Torque Variable Reluctance Motor with an Axial Construction for Direct Drives"
ICEM 88, vol. II, pp.521-524.

[38] D. MATT, R. GOYET, J. LUCIDARME, C. RIOUX
"Longitudinal Field Multi-Airgap Linear Reluctance Actuator"
Electric Machines & Power systems 1987, 13:299-313.

[39] S. CHATRATANA, H.R. BOLTON, D.A.G. PEDDER
"Investigations into Small Single-Phase Switched Reluctance Motors".
IEE Conf. on Small Special Electric Machines, 1980, 4 p.

[40] C.C. CHAN
"Low-Cost Electronic Controlled Variable Speed Reluctance Motors
IEEE Trans. IE, Vol.34, N°1, Feb.1987, pp.95-100.

[41] T. FUKAO, A. CHIBA, M.MATSUI
"Test Results on a Super High Speed Amorphous-Iron Reluctance Motor"
IEEE Trans.on I.A. Vol.25, N°1, Jan./Feb. 1989, pp.119-125.

[42] S. NAKADA, M. HISATANI
"Experimental Study of Super High Speed Reluctance Motor Using Amorphous Iron Cores"
Revue Japonaise, en japonais, 1991.

[43] M. CRIVII, M. JUFER
"Synchronous Reluctance Motor Design, with Saturation and Iron Losses Effects".

IMACS-TC1'90, Nancy Sept.90, pp.365-369.

[44] T.J.E. MILLER, K. DEBEBE
"Design of a Synchronous Reluctance Motor"
MOTOR-CON, June 89 proc. pp.69-83.

[45] T.J.E. MILLER, A. HUTTON, C. COSSAR, D.A. STATON
"Design of a Synchronous Reluctance Motor Drive".
IEEE Trans. IA, Vol.27, N°4, July/Aug.1991, pp.741-749.

[46] T.A. LIPO
"Synchronous Reluctance machines ? A Viable Alternative for AC Drives ?"
Electric Machines & Power Systems, 19_1991, pp.659-671.

[47] M.J. KAMPER
"Four-Quadrant Control of a 20 W Switched Reluctance Motor Drive for Near Servo Applications"
EPE'91, Firenze (Italy), pp.1.386-389.

[48] A. MAILFERT
"Machines à réluctance variable"
Techniques de l'Ingénieur, traité de Génie Electrique, D550, 3-1986, 20pp.

[49] A. MAILFERT, A. REZZOUG, P. MANFE
"Supersat : une nouvelle classe de machines supraconductrices"
Revue Générale de l'Electricité, Octobre 1984, pp.627-631.

[50] R.D. BEDFORD
"Compatible Brushless Reluctance Motors and Controlled Switch Circuits",
U.S. Patent N° 3,679,953, July 1972, Assignee : G. E.Comp.

[51] J.V. BYRNE, J.G. LACY
"Characteristics of Saturable Stepper and Reluctance Motors"
IEE Conf.on Small Elect. Mach., N°136, March 1976, pp.93-96.

[52] J.C. COMPTER (U.S. Philips Corp., New York)
"Microprocessor-Controlled Single-Phase Reluctance Motor",
Proc. Drives/Motors/Controls Conf., Brighton, 1984, pp.64-68.

[53] V. TÖRÖK, K. LORETH
"The World's Simplest Motor For Variable Speed Control ? The Cyrano Motor, a PM-Biased SR-Motor of High Torque Density",
EPE'93, 13-16 Sept. 1993, Vol.6, pp.44-48.

[54] H.C. LOVATT, J.M. STEPHENSON
"Influence of Number of Poles per Phase in Switched Reluctance Motors"
IEE proc. B, Vol. 139, n°4, July 1992, pp.307-314.

[55] C.W. DE SILVA
"Design Equations for the Tooth Distribution of Stepping Motors".
IEEE Trans. IE, Vol.37, N°2, April 90, pp.184-186.

[56] J. CHAI, R. YAO, P. CHEN
"Principles for Switched Reluctance Motor Design"
SM 100, Part II, Zürich, 27-29 August 1991, pp.445-448.

[57] J.W. FINCH, M.R. HARRIS, H.B.M. METWALLY, A. MUSOKE
"Switched Reluctance Motors with Multiple Teeth per Pole : Philosophy of Design"
IEE second Int. Conf. on Electric Machines and Drives 1985, pp.134-138.

[58] E.J. GUDEFIN, F.M. SARGOS, P. ZASKALICKY
"Machines à réluctance variable à stator dissymétrique"
Journées sur les moteurs pas à pas, Nancy, juillet 1992, pp.21-32.

[59] J.R. HENDERSHOT
"Brushless D.C. Motors without Permanent Magnets".
Symp. on Incremental Motion Control Systems and Devices, Champaign, pp.97-113.

[60] B.C. MECROW
"New Winding Configurations for Doubly Salient Reluctance Machines"
IAS Conf. 1992, Vol.1, pp.249-256.

[61] D.A. PHILIPS
"A Novel High Performance - Low Noise Switched Reluctance Motor"
ICEM 90, Vol.3, pp.801-805.

[62] L. XU, T.A. LIPO, S.C. RAO
"Analysis of a New Variable-Speed Singly salient Reluctance Motor Utilizing Only Two Transistor Switches",
IEEE Industry-Appl., Vol.26, n°2, March/April 1990, pp.229-236.

[63] R.M. DAVIS
"Variable Reluctance Rotor Structures. Their Influence on Torque Production"
IEEE Trans. on I.E., vol. 39, n°2, April 1992, pp.168-174.

[64] F. LIANG, Y. LIAO, T.A. LIPO
"A New Variable Reluctance Motor Utilizing an Auxiliary Commutation Winding"
IEEE IAS Annual Meeting 1992, Vol.1, pp.219-225.

[65] Y. LIAO, T.A. LIPO
"A New Doubly-Salient Permanent Magnet Motor For Adjustable Speed Drives"
SPEEDAM Conf. (Positano, Italy), May 19-21, 1992, pp.415-420.

[66] Y. LIAO, T.A. LIPO
"Sizing and Optimal Design of Doubly Salient Permanent Magnet Motors"
6th Conf. on Electric Motors and Drives, Oxford, Sept. 1993, pp.452-456.

[67] A.G. TRISTAM
"The Development of a Range of General-Purpose Industrial SR Drives for 4 kW to 75 kW"
Proc. PCIM Conf., June 1990, pp.80-87.

[68] C. PATAK, R.M. DAVIS, L. XU, T.A. LIPO, S. RAO
"Discussion of "Analysis of a New Variable-Speed Singly Salient Reluctance Motor Utilizing Only Two Transistor Switches""
IEEE Trans. on I.A., Vol 27, N°2, March/April 1991, pp.346-349.

[69] A. HAVA, J.B. WACKNOV, T.A. LIPO
"New ZCS Resonant Power Converter Topologies for Variable Reluctance Machine Drives"
PESC Conferences 1993, Proc. pp.432-439.

[70] M.R. HARRIS, J.W. FINCH, J.A. MALLICK and T.J.E. MILLER
"A Review of the Integral-Horsepower Switched Reluctance Motor Drive"
IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-22, No. 4, July/August 1986, pp.716-721

[71] J. FAUCHER, M. LAJOIE-MAZENC, A. CHAYEGANI
"Characterization of a Closed-Loop Controlled Current Fed Reluctance Machine Taking Into Account Saturation"
IEEE vol.IA-15 n°5 (Sept-Oct.79) pp.482-488.

[72] J. FAUCHER, J.M. KAUFFMANN, J. LUCIDARME, A. MAILFERT, C. RIOUX, F.M. SARGOS
"Les machines à réluctance variable"
Etude GRECO 22, dec. 88, pp.237-245.

[73] E. FECHINE, C. GOELDEL, A. MAILFERT
"Step by Step Feeding of a New Hybrid Motor with Segmented Stator Magnet"
MOTORCON, Sept. 82, pp.99-110.

[74] J.M. KAUFFMANN, E. GUDEFIN
"Moteurs pas à pas à réluctance variable"
RGE 3/ 1981.

[75] J. FAUCHER
"Contribution à l'étude des machines à réluctance variable à commutation électronique"
Thèse d'Etat, I.N.P.Toulouse (26 Juin 1981).

2- OPTIMISATION DE L'ALIMENTATION

Au LÉSiR, ces travaux ont été entrepris au début des années 1980 avec les études de C. Glaize. Ils concernaient tous les types de machines à réluctance variable à phases magnétiquement indépendantes comme les machines étudiées et construites à Orsay à cette époque ; ces travaux étaient aussi applicables aux MRVDS dans lesquelles ces couplages ont un effet secondaire. L'étude de C. Glaize [1] a consisté à maximiser le couple électromagnétique moyen, soit à courant crête minimal, soit à pertes Joule minimales. Parallèlement, étaient étudiées par éléments finis les optimisations de géométrie de denture qui permettaient la maximisation du même couple moyen [2 à 8]. Les principaux résultats de l'étude publiée dans [1] montrent que, pour obtenir le couple moyen le plus élevé possible avec un courant d'amplitude minimale, la meilleure forme d'onde est un créneau de courant unidirectionnel débutant à l'opposition et s'achevant en conjonction. La forme optimale en créneau de courant reste valable quelles que soient les caractéristiques électromagnétiques de la machine (forme d'onde de perméance ou saturation). Même si certains semi-conducteurs sont dimensionnés pour leur courant crête, ce critère d'optimisation est insuffisant surtout pour la machine. Aux faibles et moyennes fréquences, les pertes Joule sont généralement prépondérantes et leur minimisation est un objectif majeur. Aussi, la maximisation du rapport couple sur pertes Joule (carré du courant efficace) est-elle fondamentale. Cette fois, l'optimisation permet de montrer que la forme d'onde idéale de courant en régime linéaire est une impulsion de Dirac centrée sur le point d'inflexion de la fonction perméance, voire, si l'onde de perméance possède une dérivée maximale constante sur une certaine plage angulaire, un créneau de courant présent sur cette durée angulaire. En effet, en régime non saturé, le couple électromagnétique instantané est proportionnel à la dérivée de la perméance (par rapport à la position angulaire) et au carré du courant ; on peut ainsi mieux comprendre pourquoi les formes optimales d'onde de courant ont une valeur efficace minimale à couple moyen donné. En régime saturé, les formes optimales du courant ressemblent plus à des tronçons de sinusoïde qu'à des impulsions. Cependant, toutes les ondes de courant permettant de maximiser le couple moyen nécessitent des tensions très élevées voire infinies pour assurer les commutations rapides exigées. Cette exigence est inacceptable avec les interrupteurs statiques à semi-conducteurs dont la surface utile de silicium croît avec leur tenue en tension maximale.

A cette époque, les transistors et les thyristors GTO n'avaient pas atteint la maturité qu'ils ont aujourd'hui, aussi cherchait-on à tirer le meilleur profit des thyristors. Un convertisseur original à thyristors [9] avait été mis au point pour injecter des quasi-créneaux de courant dans les machines à réluctance d'Orsay. On avait aussi utilisé et étudié [10] un classique commutateur de courant "à diodes d'isolement" pour l'alimentation d'une machine polydiscoïde triphasée de 200 kW. Ces convertisseurs fournissaient des alimentations quasi-idéales pour les machines mais étaient très surdimensionnés en tension, ce qui avait contribué à la mauvaise réputation des MRV quant à leurs besoins en silicium. Rappelons que les quelques machines synchrones à réluctance existantes, alimentées en tension et courant alternatifs sinusoïdaux, avaient un mauvais facteur de puissance, inconvénient semblable à celui des MRV alimentées par convertisseur statique.

Mon sujet de thèse, proposé en 1983 par C. Glaize, fut ainsi la recherche de formes d'onde de courant minimisant cette fois le produit tension maximale par courant maximal ou efficace, c'est-à-dire les "facteurs de dimensionnement" du convertisseur statique. Ce travail est décrit dans l'article **[R1]** reproduit dans le chapitre 2.1. Précisons que la conclusion fondamentale de cette recherche est que pour convertir le maximum de puissance d'une machine à réluctance variable à phases magnétiquement indépendantes, il est nécessaire de

l'alimenter en créneaux de tension à la puissance maximale, ce qui conduit à des formes de courant tout à fait particulières, d'autant plus que ces créneaux de tension induisent une croissance du courant avec un angle d'avance important (de l'ordre de 100° électriques) par rapport à la position d'opposition. Dans ces conditions, la puissance apparente du convertisseur peut être tout à fait acceptable, c'est-à-dire comparable ou même inférieure à celle des onduleurs des machines classiques. Il faut cependant que la variation relative de perméance entre opposition et conjonction soit élevée ou encore que le rapport des inductances directe sur transverse soit maximal. Ceci peut être obtenu aisément sur les MRV à double saillance qui peuvent ainsi avoir un onduleur économique. En revanche, les MRV à grand nombre de pôles, ou de dents, ont un rapport de saillance moins élevé car l'entrefer mécanique n'est pas assez faible par rapport au pas dentaire, leur convertisseur se trouve alors surdimensionné. Dans **[R1]**, le facteur de dimensionnement optimal que l'on peut obtenir est donné en fonction de la variation relative de perméance et pour plusieurs formes d'onde de perméance. Enfin, la saturation magnétique a un effet favorable sur la puissance apparente de l'onduleur et permet une réduction sensible des contraintes sur les semi-conducteurs.

En conclusion, particulièrement aux vitesses élevées, il ne faut pas chercher à injecter des formes de courant en créneaux et, comme dans un moteur à explosion, il faut avancer l'angle d'allumage ! L'analogie entre les deux moteurs est d'ailleurs assez forte. En outre, on peut régler le couple et la puissance sur une assez large plage simplement en ajustant les angles d'avance (noté ψ) et de magnétisation (noté θ_p) correspondant à l'application d'une tension positive, ce qui permet d'éviter la classique modulation de largeur d'impulsion. Le prix à payer dans ce mode de commande est un couple pulsatoire élevé.

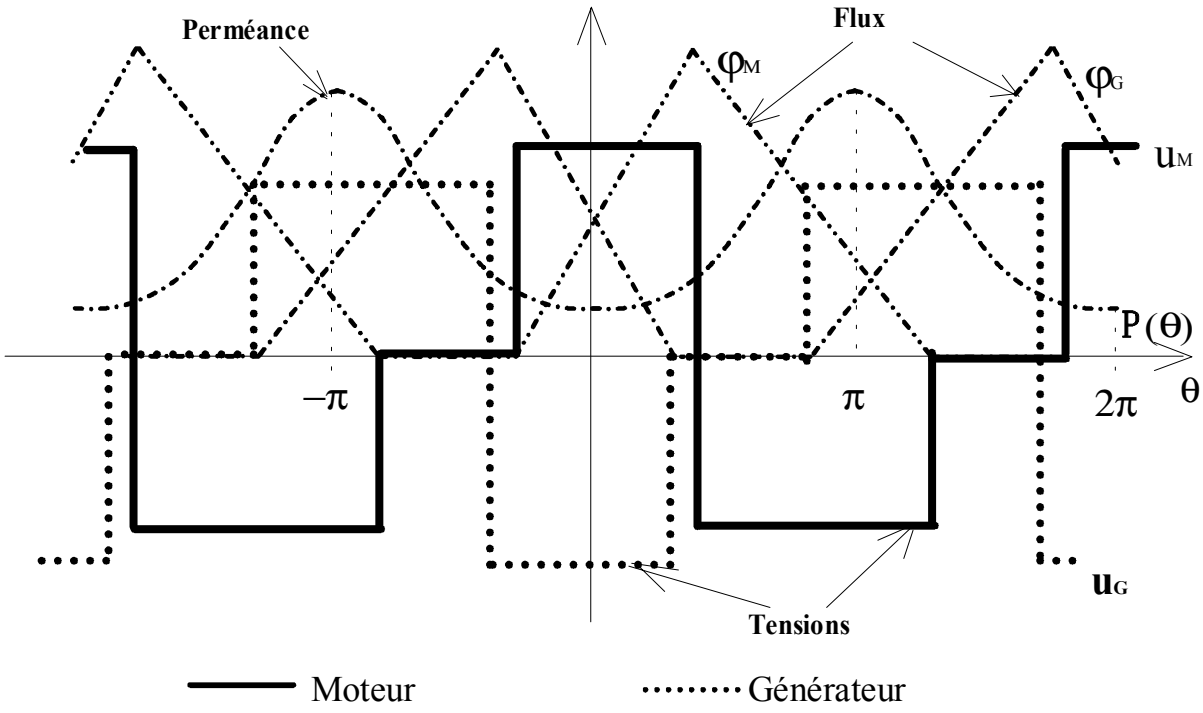
Au chapitre 2.2, les possibilités des alimentations en créneaux de tension ont été explorées (thèse de S. Hassine). En particulier, une recherche de l'optimisation des angles de commande pour différents critères a été menée. L'influence des caractéristiques électromagnétiques de la machine (liées d'ailleurs aux paramètres géométriques des MRVDS) a été analysée et prise en compte.

Au chapitre 2.3, dans le cadre de la thèse de J.Y. Le Chenadec, une étude a été menée pour, d'une part, rechercher les formes d'onde optimales permettant d'obtenir un couple instantané constant, donc sans ondulation et, pour d'autre part, connaître les limites de fonctionnement à faible ondulation de couple des machines à réluctance variable à phases non couplées. Les travaux décrits dans les chapitres 2.2 et 2.3 ont été effectués avec le soutien d'EDF dans le cadre du contrat **CTR 1**.

Nous avons vu, dans le chapitre 1.3, que les structures d'onduleur pour MRVDS étaient très diverses. En outre, un grand nombre de possibilités de modes d'alimentation est possible pour satisfaire à diverses exigences comme le coût, le rendement, l'ondulation du couple, la pollution électromagnétique... C'est justement cette dernière contrainte qui nous a conduits à étudier et mettre au point un nouveau mode d'alimentation pour machine à réluctance variable, dans le cadre du DEA et de la thèse de P. Laurent. C'est l'objet du chapitre 2.4.

Avant de décrire les travaux effectués sur les alimentations des MRV, rappelons que ces machines sont réversibles au même titre que les autres machines électromagnétiques, à condition de les magnétiser comme on doit le faire pour les machines asynchrones. Dans toutes les études que nous avons menées, nous n'avons considéré que le fonctionnement moteur sachant qu'il existe des relations de symétrie entre les modes moteur et générateur, ceci moyennant quelques conditions. Les caractéristiques électromagnétiques d'une machine à réluctance variable à phases magnétiquement indépendantes sont décrites, pour chaque phase, par le réseau ϕ (i, θ). Si la géométrie de la machine, en particulier sa denture, est symétrique la

forme de l'onde de perméance est symétrique (fonction paire) par rapport à la position d'opposition ou à celle de conjonction. Ainsi, à courant donné, si les phénomènes d'hystérésis magnétique et de pertes par courants de Foucault sont négligés, la fonction ϕ (i, θ) est paire en θ. C'est-à-dire que ϕ (i) a la même valeur pour θ et -θ ou 2π-θ. La coénergie, $W'(i,\ \theta) = \int_{o}^{i} \phi(i,\theta).di'$, est donc aussi une fonction paire de θ et le couple électromagnétique, obtenu par dérivation de la coénergie, est une fonction impaire en θ. Dans l'article **[R1]**, reproduit ci-après, nous avions démontré la loi de symétrie de l'alimentation en créneaux de tension qui consistait, à condition que le flux soit forcé (chutes de tension négligées dans la résistance de l'enroulement et dans les semi-conducteurs), en une simple règle de symétrie sur les angles de commande (angle d'avance ψ et angle de magnétisation θp). Comme le montre la figure 2.1, le flux ϕ_G imposé en mode générateur est déterminé par symétrie par rapport à la position d'opposition du flux ϕ_M en mode moteur, c'est-à-dire que $\phi_G(\theta) = \phi_M(-\theta)$: alors la tension induite respecte une loi de symétrie telle que $u_G(\theta) = -u_M(-\theta)$. On peut remarquer que i (θ) = i (-θ), car le flux a la même valeur ; l'état magnétique de la machine est donc, dans le cadre de nos hypothèses, le même en mode moteur ou générateur, seul le signe de la dérivée du flux ou du courant est inversé. Pratiquement, les diverses chutes de tension ainsi que les pertes magnétiques perturbent sensiblement cette loi de symétrie. En ce qui concerne les chutes de tension : $u_e = \frac{d\phi}{dt} - R.i - \Delta u_K$ (chutes ohmiques et dans les semi-conducteurs), lors de la magnétisation (flux croissant et tension induite positive), à tension imposée u_e, la tension induite et le flux sont diminués alors que, pendant la démagnétisation, ils sont augmentés (en valeur absolue). Tandis que si la machine est alimentée en courant imposé, il faut une tension effective plus élevée en moteur qu'en générateur pour produire le même courant et le même flux.



Symétrie entre les modes moteur et générateur sur le flux et la tension induite
Figure -2.1-

2.1- OPTIMISATION DES FACTEURS DE DIMENSIONNEMENT DE L'ONDULEUR

Ce chapitre est principalement constitué de l'article **[R1]**, synthèse des travaux (thèse de troisième cycle B. Multon) sur la minimisation de la puissance silicium des machines à réluctance variable à phases indépendantes. Une analyse des alimentations excitées est aussi effectuée ; elle montre les avantages d'une polarisation en courant continu, en termes d'amélioration du "facteur de puissance".

ARTICLE [R1]

"Optimisation du dimensionnement des alimentations des machines à réluctance variable".
Revue de physique appliquée, N° 22, mai 1987, pp. 339 à 357.

Revue Phys. Appl. **22** (1987) 339-357

Classification
Physics Abstracts
07.50

Optimisation du dimensionnement des alimentations des machines à réluctance variable

B. Multon et C. Glaize

L.E.SI.R.-E.N.S. de Cachan, 61, avenue du Président-Wilson, 94230 Cachan, France

(*Reçu le 11 juillet 1986, accepté le 5 février 1987*)

Résumé. — Cet article constitue la suite de travaux sur la recherche des formes optimales du courant d'alimentation des machines à réluctance variable pour des critères de maximisation du couple moyen [1]. Nous recherchons maintenant les formes optimales qui minimisent le dimensionnement du convertisseur tant en courant qu'en tension. Après un rappel des différents modes d'alimentation des machines à réluctance variable, nous définissons de nouveaux facteurs de dimensionnement des convertisseurs prenant en compte les valeurs efficaces ou maximales des courant et tension. Nous recherchons ensuite quelles sont les formes d'onde de tension et courant optimales qui minimisent ces facteurs de dimensionnement. Enfin, nous étudions les conséquences de ces ondes d'alimentation sur le couple instantané de la machine éventuellement polyphasée. Nous en déduisons des ensembles alimentations-machines intéressants. Cette étude ne porte que sur des machines monophasées ou « multimonophasées », c'est-à-dire sans couplage magnétique entre phase. Le modèle prend en compte la saturation magnétique et les harmoniques de l'onde spatiale de perméance.

Abstract. — This paper follows up the research work conducted on the optimal forms of feeding current in reluctance machine to maximize the mean torque. We now propose to determine the optimal waves minimizing the convector size both in current and voltage. After recording the various feeding modes of reluctance machine, we define new size-power ratios (S.P.R.) which take into account RMS and peak values of current and voltage. We then determine the optimal waves of current and voltage which minimize these ratios. Finally, we study the consequences of these waves on the instantaneous torque. We deduce the notable supply and machine couples. This study deals only with one phase or multistack (without magnetic coupling between the phases) machines. The model considers the magnetic saturation and the harmonics of the spatial waves of permeance.

1. Introduction.

Les machines à réluctance variable présentent intrinsèquement des avantages indéniables tels que de forts couples massiques, une grande robustesse du rotor, qui les destinent aux applications fort couple-basse vitesse (traction, robotique en prise directe) ou forte puissance-grande vitesse [2].

La structure polyentrefer leur permet d'atteindre des performances couple et puissance massiques très intéressantes à condition de leur adjoindre un convertisseur d'alimentation à fréquences élevées (jusqu'à quelques kHz).

En général, il est à prévoir un fort surdimensionnement des convertisseurs pour l'alimentation de machines à réluctance variable. On emploie souvent l'expression de « mauvais facteur de puissance » pour le qualifier. Pour pallier à ce grave inconvénient, surtout dans le cas des machines de forte puissance, nous avons mené des travaux d'optimisation des formes du courant d'alimentation au L.E.SI.R. (E.N.S. de Cachan) conjointement avec le Laboratoire d'Electrotechnique des Universités Paris VI et XI où sont conçus et étudiés des prototypes de machines à réluctance variable polydiscoïdes. Une première recherche de formes optimales du courant d'alimentation a été effectuée sur des critères de maximisation des rapports couple moyen sur courant efficace (pertes Joule) et couple moyen sur courant maximal [1]. Les formes obtenues, si elles permettaient une optimisation de la machine, ne conduisaient malheureusement pas à un dimensionnement minimal du convertisseur. C'est donc une nouvelle optimisation que nous allons effectuer en considérant l'aspect dimensionnement des convertisseurs alimentant soit des machines monophasées, soit des machines polyphasées par éléments (multimonophasées ou multistack).

Ces dernières ne possèdent pas de couplage magnétique entre phases, leur étude peut donc être déduite de celle des machines monophasées, le couple résultant étant calculé par sommation des couples instantanés produit par chaque élément.

2. Modèle de la machine. Alimentations et facteurs de dimensionnement.

2.1 PRINCIPE ET MODÈLE DE LA MACHINE A RÉLUCTANCE VARIABLE. — Dans cette étude générale, nous ne prenons pas en compte les pertes Joule (elles sont, en général, faibles dans ces machines d'assez forte puissance). D'autre part, on s'intéresse à la maximisation de la puissance électrique convertie qui comprend la puissance mécanique correspondant au couple électromagnétique mais aussi les pertes fer. Si les matériaux magnétiques sont convenablement choisis en fonction des fréquences utilisées, celles-ci peuvent être faibles. Nous pouvons ainsi représenter le fonctionnement complet de la machine par la seule fonction perméance de l'espace (formes des motifs magnétiques, dents ou plots) et des ampères-tours (prise en compte de la saturation). La perméance est notée $z(\theta, j)$, elle est définie comme le rapport du flux aux ampères-tours. θ est l'angle électrique et :

$$\theta = p \cdot \theta_m \tag{2.1}$$

où p est le nombre de motifs magnétiques identiques du rotor et θ_m est l'angle mécanique. Les ampères-tours sont notés j et valent :

$$j = n \cdot i \tag{2.2}$$

où i est le courant d'alimentation et n le nombre de spires du bobinage.

La figure 2.1 représente une structure élémentaire monophasée à entrefer axial. Sur une période électrique, deux positions du rotor sont remarquables :

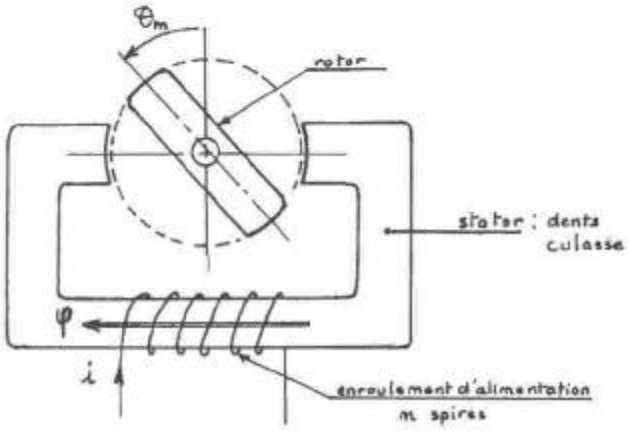


Fig. 2.1. — Structure élémentaire d'une machine à réluctance variable.

[Elementary structure of a reluctance machine (R.M.).]

celle d'opposition où la perméance est minimale et celle de conjonction où elle est maximale.

Une machine à réluctance variable quelconque peut ainsi être représentée électromagnétiquement par le réseau de courbes $\varphi(j)$ paramétré en θ (Fig. 2.2) où φ est le flux par spire. On montre alors que le couple instantané a pour expression [3] :

$$c = \frac{\partial W'_{em}(j, \theta)}{\partial \theta} \tag{2.3}$$

en définissant la coénergie W'_{em} par $\int_0^j \varphi \cdot dj'$ (voir Fig. 2.2).

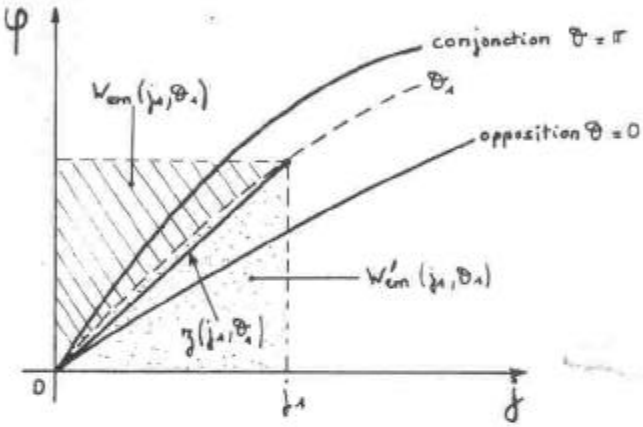


Fig. 2.2. — Réseau de caractéristiques représentant électromagnétiquement la machine.

[Electromagnetic model of the machine.]

L'énergie w convertie par cycle est alors égale à l'aire du cycle parcouru dans le plan $\varphi(j)$:

$$w = \oint z(j, \theta) \cdot j \cdot dj \,. \tag{2.4}$$

Le couple moyen $\langle c \rangle$ est donné par l'expression :

$$\langle c \rangle = pw/2\pi \tag{2.5}$$

car la conservation de l'énergie est représentée par l'égalité :

$$\langle c \rangle \cdot \Omega = f \cdot w \,. \tag{2.6}$$

En régime non saturé, la relation entre flux et ampères-tours est linéaire :

$$\varphi = z(\theta) \cdot j \,. \tag{2.7}$$

Le couple instantané c s'exprime alors simplement par les deux expressions suivantes équivalentes :

$$c = \frac{p}{2} j^2 \frac{dz}{d\theta} \tag{2.8}$$

ou

$$c = -\frac{p}{2} \varphi^2 \frac{d\mathcal{R}}{d\theta} \tag{2.9}$$

où $\mathcal{R} = z^{-1}$ est la réluctance. L'expression (2.8) est applicable directement lorsque la machine est alimentée en courant alors que l'expression (2.9) simplifie le calcul dans le cas d'une alimentation à flux forcé ou en tension.

On remarque que le signe du courant ou du flux est sans influence sur le signe du couple mais que ce dernier ne dépend que du signe de la variation de la perméance par rapport à θ. Pour avoir un fonctionnement moteur (ou génératrice), il suffira « d'injecter plus de courant » lorsque la perméance est croissante (ou décroissante) que lorsqu'elle est décroissante (ou croissante). Nous nous restreindrons ici à l'étude du fonctionnement moteur sachant que le fonctionnement génératrice en découle (car la fonction $z(\theta)$ est paire par symétrie des motifs magnétiques).

A partir de ces équations en régime linéaire, nous allons rappeler quels sont les principaux modes d'alimentations possibles et la terminologie correspondante.

2.2 Modes d'alimentation.

2.2.1 *Machine non excitée.* — La machine ne comporte qu'un seul bobinage par phase et il produit tous les ampères-tours. Le signe du couple étant indépendant du signe de ces derniers, deux types d'alimentation sont possibles pour le même couple instantané produit. En effet, supposons que l'on alimente la machine en lui imposant périodiquement un courant positif (en traits pleins sur Fig. 2.3). On peut obtenir un couple moyen non nul. Le courant est unidirectionnel et sa période est identique à celle de l'onde de perméance.

Maintenant, changeons le signe de ce courant initial une période sur deux (en trait interrompu sur Fig. 2.3). Le couple instantané n'est pas modifié, mais cette fois le courant est bidirectionnel à valeur moyenne nulle et sa période correspond à deux périodes de la fonction perméance. Ces deux types d'alimentation sont utilisés [4, 5].

2.2.2 *Machine excitée.* — Ici, sur chaque phase de la machine sont utilisés deux bobinages distincts supposés parfaitement couplés. Les ampères-tours produits par chacun d'eux s'ajoutent algébriquement. L'un d'eux, dit bobinage d'excitation, produit des ampères-tours constants. L'autre, dit bobinage d'alimentation, produit des ampères-tours variables à la fréquence de variation de la perméance. Ces derniers peuvent être soit bidirectionnels à valeur moyenne nulle (mode d'excitation 1). Ils permettent une excursion autour de ceux d'excitation. Ils peuvent aussi être unidirectionnels (mode 2), ils ne font alors qu'accroître la valeur des ampères-tours d'excitation (Fig. 2.4).

Les ampères-tours continus sont en général produits à moindre coût. C'est là l'intérêt majeur de la machine excitée.

2.2.3 *Calcul du couple moyen suivant les modes d'alimentation.* — Nous allons montrer qu'il existe deux fréquences du courant d'alimentation qui permettent d'obtenir un couple moyen non nul. Ceci constitue une explication théorique simplifiée des modes d'alimentation précédemment décrits.

Les hypothèses de calculs sont le fonctionnement en régime linéaire et la limitation aux fondamentaux

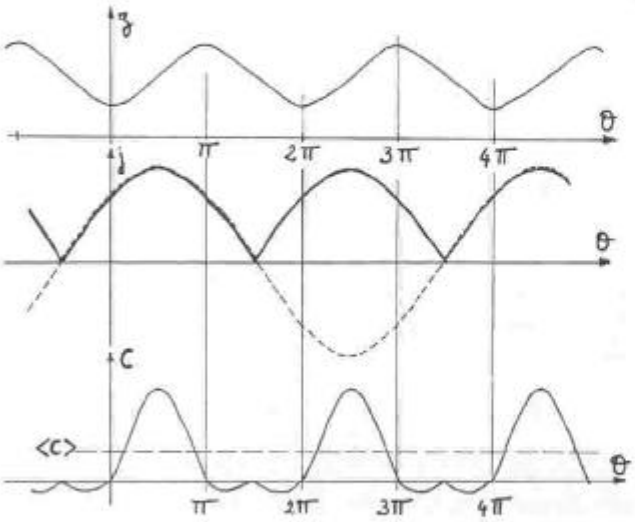


Fig. 2.3. — Alimentation en régime non excité en courant unidirectionnel ou bidirectionnel.

[Unidirectional or bidirectional current supply in unexcited mode.]

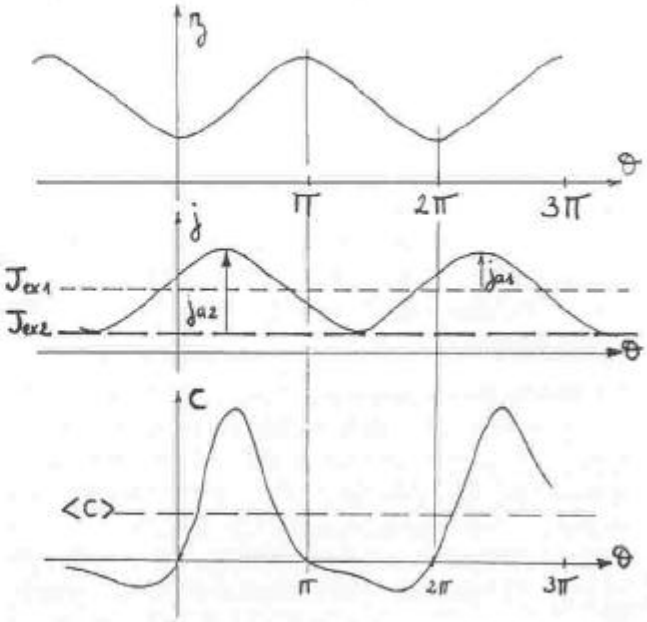


Fig. 2.4. — Alimentation en régime excité (modes 1 ou 2).

[Supply in excited mode (1 or 2).]

des ampères-tours et de l'onde spatiale de perméance.

Soient les ampères-tours j et l'onde de perméance z :

$$j = J_0 + J_{aM} \sin (k\theta + \beta)$$

$$z = Z_0 - Z_1 \cos \theta \quad \text{avec} \quad Z_1 < Z_0 .$$

Le couple instantané (expression (2.8)) vaut alors :

$$c = \frac{p}{2} Z_1 [J_0^2 \sin \theta + J_0 J_{aM} \cos ((k-1)\theta + \beta) - J_0 J_{aM} \cos ((k+1)\theta + \beta) + \\ + \frac{J_{aM}^2}{2} \sin \theta + \frac{J_{aM}^2}{4} \sin ((2k-1)\theta + 2\beta) - \frac{J_{aM}^2}{4} \sin ((2k+1)\theta + 2\beta)] \quad (2.10)$$

Le couple moyen est non nul dans deux cas :

* $k = +1$ (ampères-tours à la même fréquence que l'onde de perméance)

$$\langle c \rangle = (p/2) Z_1 J_0 J_{aM} \cos \beta . \quad (2.11)$$

Ce cas correspond soit au régime excité dans lequel J_0 représente l'excitation du mode 1 (Fig. 2.4), soit au régime non excité en courant unidirectionnel, J_0 représente alors simplement la valeur moyenne des ampères-tours. Dans ces conditions, la machine ne peut donc fournir un couple que si la valeur moyenne des ampères-tours est non nulle. Le couple moyen est maximal pour $\beta = \pi/2$. Ce couple est dit « couple hybride » dans les machines excitées par courants ou par aimants [6].

* $k = 1/2$ (ampères-tours ayant une période double de celle de la perméance)

$$\langle c \rangle = (P/8) Z_1 J_{aM}^2 . \sin 2\beta . \quad (2.12)$$

Ceci correspond au régime non excité avec alimentation en courant bidirectionnel. Le couple moyen est indépendant de J_0 que l'on a intérêt à annuler pour minimiser le couple pulsatoire ainsi que les pertes Joule.

Ce couple proportionnel au carré du courant est dit « couple de réluctance pure ».

On remarque que, dans les deux cas, le couple est proportionnel à la variation absolue de la perméance. Une étude générale prenant en compte les harmoniques éventuels des ampères-tours et de l'onde de perméance a montré la complexité des interactions et l'intérêt des harmoniques de courant même lorsque l'onde spatiale de perméance est sinusoïdale [7].

2.3 DÉFINITIONS DES FACTEURS DE DIMENSIONNEMENT. — Pour obtenir la variation de leur caractéristique mécanique externe $c(\Omega)$, il est nécessaire d'alimenter les machines avec des convertisseurs statiques. Aussi est-il important de se soucier de leur dimensionnement, celui-ci influant sur le coût, le volume, la masse et même le rendement de l'ensemble.

2.3.1 *Définition en régime non excité.* — En fonction de sa charge, la machine demande à son convertisseur une certaine puissance électrique transmise par des ondes de tension et de courant non nécessairement continues ou sinusoïdales. Leurs valeurs maximales et efficaces sont des contraintes pour les composants semi-conducteurs. On peut parler de puissance de dimensionnement du convertisseur en volts-ampères (V.A) ou « puissance silicium », celle-ci est toujours supérieure ou égale à la puissance active convertie électriquement. L'idéal correspond à l'égalité.

En électrotechnique, on utilise classiquement le facteur de dimensionnement δ défini par :

$$\delta = S/P \quad (2.13)$$

où P et S sont respectivement les puissances active et apparente. Il vaut $1/\cos \varphi$ en courant et tension sinusoïdaux, φ est alors le déphasage entre eux. (On parle aussi de facteur de puissance $f_p = 1/\delta$ donc $f_p \leq 1$.)

Les convertisseurs de puissance travaillent le plus souvent en courant et tension non sinusoïdaux. Par conséquent le précédent facteur de dimensionnement ne peut être valablement utilisé. Il a donc fallu introduire deux nouveaux rapports définis par analogie avec δ [8] : ce sont les coefficients δ' et δ'' définis par :

$$\delta' = U_M . I_{eff}/P \quad (2.14)$$

$$\delta'' = U_M . I_M/P \quad (2.15)$$

où U_M est la tension maximale aux bornes d'une phase de la machine et I_{eff}, I_M sont respectivement les courants efficace et maximal traversant cette phase. Ces rapports sont applicables à tout type d'alimentation. En particulier, en régime sinusoïdal, ces coefficients s'expriment simplement en fonction du « $\cos \varphi$ » par :

$$\delta' = \sqrt{2}/\cos \varphi \quad \text{et} \quad \delta'' = 2/\cos \varphi .$$

Tous les semi-conducteurs doivent être dimensionnés pour la tension maximale qu'ils supportent. En revanche, le choix du calibre courant dépend du semi-conducteur et de son utilisation. Aussi, le facteur de dimensionnement δ' s'utilisera-t-il pour dimensionner les convertisseurs à thyristors et/ou à diodes fonctionnant en commutation assistée car ces

composants ne possèdent pas d'effet de saturation et ont de plus une inertie thermique suffisante. Le facteur δ'' s'appliquera au dimensionnement des convertisseurs à commutation forcée où le « pouvoir de coupure » est limité soit par le composant (transistor, thyristor G.T.O.) soit par les circuits auxiliaires de blocage.

On remarquera que ces composants ne prennent pas en compte les structures de convertisseurs. Ils sont tout à fait généraux et se calculent à partir des équations de la machine alimentée en tension ou en courant. Pour la comparaison de différentes structures et en vue d'effectuer un choix, nous introduisons la notion de facteur de dimensionnement global $\delta_g^{(i)}$.

Nous prenons alors en compte le nombre d'interrupteurs commandés qui dépend de la structure de convertisseur (le passage d'un courant bidirectionnel peut nécessiter deux fois plus d'interrupteurs qu'un courant unidirectionnel) et du couplage électrique (étoile ou polygonal) éventuel des phases de la machine. Toutefois, pour effectuer l'optimisation générale, nous n'étudierons que les facteurs de dimensionnement élémentaires δ' et δ''. Nous ne présenterons, essentiellement, que les résultats concernant δ'', prenant en compte le fait que la quasi-totalité des machines à réluctance variable doit fonctionner en commutation forcée pour une utilisation au maximum de leurs possibilités. Nous montrerons sur un exemple comment s'effectue le calcul des $\delta_g^{(i)}$ (Annexe 1).

2.3.2 *Définitions en régime excité.* — Le régime excité défini au § 2.2.2 nécessite la création d'ampères-tours continus soit par des aimants permanents soit par un bobinage d'excitation. Dans ce dernier cas, il faut lui fournir ses pertes Joule. Cette excitation peut donc avoir des coûts d'exploitation et d'équipement inférieurs à ceux du ou des bobinages d'alimentation. Nous allons prendre en compte ce coût dans l'expression des facteurs de dimensionnement en régime excité, nous utiliserons un coefficient α pondérateur du coût des ampères-tours d'excitation par rapport à ceux d'alimentation [8].

Soient $J_{\text{eff eq}}$ et $J_{\text{M eq}}$ les ampères-tours efficaces et maximaux équivalents définis par :

$$J_{\text{eff eq}}^2 = J_{\text{a eff}}^2 + \alpha J_{\text{ex}}^2 \tag{2.16}$$

$$J_{\text{M eq}} = J_{\text{aM}} + \alpha J_{\text{ex}} \tag{2.17}$$

où J_a et J_{ex} sont les ampères-tours d'alimentation et d'excitation en modes 1 ou 2 (voir § 2.2.2).

Le coefficient α sera théoriquement compris entre 0 et 1 selon la complexité relative des convertisseurs d'excitation et d'alimentation. Dans un cas général, il semble que 0,2 soit une valeur réaliste [7]. L'excitation n'est intéressante que si α est inférieur à 0,5 [8].

On définit alors les facteurs de dimensionnement en régime excité comme suit :

$$\delta' = \frac{U_M \cdot \dfrac{J_{\text{eff eq}}}{n}}{P} \tag{2.18}$$

$$\delta'' = \frac{U_M \cdot \dfrac{J_{\text{M eq}}}{n}}{P} \tag{2.19}$$

où n est le nombre de spires de l'enroulement d'alimentation.

On affecte les $\delta^{(i)}$ de l'indice 1 ou 2 si le mode d'alimentation en régime excité est 1 ou 2. On fait précéder cet indice de l'indice 0 lorsque l'on considère le dimensionnement du convertisseur d'alimentation seul (sans prise en compte de l'excitation).

Si on considère l'exemple de la figure 2.4 en mode 2, les ampères-tours efficaces et maximaux d'alimentation sont plus élevés qu'en mode 1, en revanche J_{ex2} est inférieur à J_{ex1}. Dans le cas où ces ampères-tours sont sinusoïdaux, on a :

$$\delta'_{02} = \sqrt{3}\,\delta'_{01} \quad \text{et} \quad \delta''_{02} = 2\,.\,\delta''_{01}$$

donc

$$\frac{\delta'_{02}}{\delta'_{01}} < \frac{\delta''_{02}}{\delta''_{01}}.$$

Donc, pour le même état magnétique de la machine et donc le même couple, le facteur de dimensionnement dépend du mode d'alimentation. C'est ici qu'il faut alors prendre en compte la notion de facteur de dimensionnement global. En mode 2, le courant d'alimentation est unidirectionnel alors qu'en mode 1, il est bidirectionnel. Si le nombre d'interrupteurs doit être doublé, on obtient :

$$\delta'_{g02} = \frac{\sqrt{3}}{2}\,\delta'_{g01} \quad \text{et} \quad \delta''_{g02} = \delta''_{g01}$$

donc

$$\frac{\delta'_{g02}}{\delta'_{g01}} > \frac{\delta''_{g02}}{\delta''_{g01}}.$$

2.4 INTÉRÊT D'UNE OPTIMISATION DE LA FORME DU COURANT. — Nous avons évoqué dans l'introduction les mauvais facteurs de dimensionnement habituellement rencontrés dans les ensembles convertisseurs-machines à réluctance variable. Le facteur δ'' atteint couramment des valeurs de l'ordre de 40 [4], les plus faibles valeurs rencontrées dans la littérature étant peu inférieures à 10 [9].

A titre comparatif, pour une machine classique (synchrone ou asynchrone) alimentée en courant alternatif, alimentée en tension et courant sinusoïdaux (donc bidirectionnels) on a $\delta'' = \dfrac{2}{\cos\varphi}$ soit nécessairement : $\delta'' \geqslant 2$. Pour une machine à courant continu : $\delta'' = 1$.

Si la réversibilité du système doit être considérée, il faut raisonner avec le facteur de dimensionnement global. L'étude doit alors prendre en compte d'autres

paramètres comme la nature de la source d'alimentation.

Pour des raisons évidentes de diminution du coût, du volume et de la masse et une augmentation du rendement, il a semblé intéressant de rechercher les formes du courant d'alimentation permettant de minimiser les facteurs de dimensionnement δ' et δ''.

Nous allons travailler en considérant les caractéristiques du circuit magnétique de la machine, c'est-à-dire le flux par spire et les ampères-tours liés entre eux par la perméance avec la relation :

$$\varphi = z(\theta, j) \cdot j(\theta) . \qquad (2.20)$$

Il sera, ainsi, toujours possible d'ajuster le nombre de spires de l'enroulement d'alimentation d'une phase de la machine pour se trouver dans la plage courant-tension optimale des composants disponibles :

$$u \cdot i = n \frac{\mathrm{d}\varphi}{\mathrm{d}t} \cdot \frac{j}{n} = \frac{\mathrm{d}\varphi}{\mathrm{d}t} \cdot j = \omega \left[\frac{\mathrm{d}\varphi}{\mathrm{d}\theta} \cdot j \right]. \qquad (2.21)$$

Il apparaît dès lors que les facteurs de dimensionnement, calculés à partir du produit $u \cdot i$ (tension-courant), ne dépendent pas du nombre de spires de la machine mais uniquement des caractéristiques de son circuit magnétique. Ils peuvent être ainsi déterminés uniquement en connaissant la fonction perméance $z(\theta, j)$.

D'après les expressions (2.4), (2.5), (2.6) et (2.21) et si l'on considère l'égalité des puissances mécanique et électrique, on montre que :

$$\delta^{(i)} = \frac{\left\{ \dfrac{\mathrm{d}(z(\theta, j) \cdot j)}{\mathrm{d}\theta} \right\} \cdot \{j\}}{\dfrac{1}{2\pi} \oint z(\theta, j) \cdot j \cdot \mathrm{d}j} . \qquad (2.22)$$

Les expressions entre accolades représentent soit la valeur efficace, soit la valeur maximale. La vitesse de rotation (ou la fréquence d'alimentation) n'intervient plus. Seul le couple demandé peut avoir une influence sur $\delta^{(i)}$ si l'on considère la saturation. En effet, imaginons une alimentation imposant une certaine onde de courant de forme figée et dont on fait varier l'amplitude pour changer la valeur du couple. En régime linéaire, l'onde de tension induite a toujours la même forme (fonction z indépendante de j) mais en régime de saturation, son allure évolue en fonction du niveau d'excitation magnétique, les facteurs de dimensionnement sont alors modifiés. Ceci est une différence très importante des machines à réluctance variable par rapport aux machines classiques, dans lesquelles la puissance de dimensionnement du convertisseur reste sensiblement proportionnelle à la puissance électrique demandée.

2.5 Modèle simplifié de la machine. Normalisation. — La machine étant complètement définie par son réseau de courbes $\varphi(j, \theta)$ (Fig. 2.2), nous avons choisi le « modèle à 3 pentes » (Fig. 2.5), déjà éprouvé [8, 10] dans lequel z_0, z_c et z_s représentent les pentes des trois portions de droite. z_0 et z_c sont les perméances à l'opposition et à la conjonction en régime linéaire.

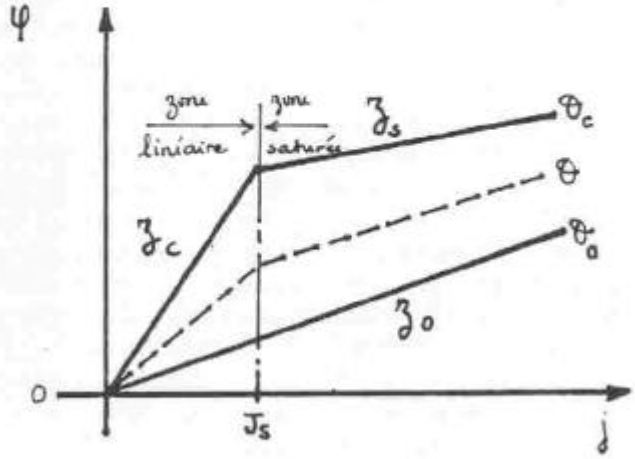


Fig. 2.5. — Modèle électromagnétique à trois pentes.

[Three-slope electromagnetic model.]

La perméance z (rapport φ/j) est normalisée par rapport à $(z_c + z_0)/2$.

$$Z = \frac{z}{\dfrac{z_c + z_0}{2}} . \qquad (2.23)$$

On notera DZN la variation relative de la perméance en régime linéaire :

$$DZN = \frac{z_c - z_0}{z_c + z_0} \qquad (2.24)$$

($DZN \to 0$ pour un « cycle fermé », $DZN \to 1$ pour un « cycle ouvert ».)

La valeur de DZN tend à diminuer lorsque, sur une structure donnée, on augmente le nombre de motifs.

Le paramètre K représente la saturation, la figure 2.6 donne les allures types du modèle à 3 pentes en fonction du signe de K.

$$K = \frac{z_s - z_0}{z_c - z_0} . \qquad (2.25)$$

Les trois cas présentés figure 2.6 représentent, en fait, des régimes de fonctionnement différents des machines. Lorsque K est négatif, la machine est fortement saturée et on passe assez brutalement de la zone linéaire à la zone saturée. Lorsque K est positif, la machine est peu saturée. On représente alors le coude de saturation dans lequel on travaille mais le domaine de validité du modèle est alors limité.

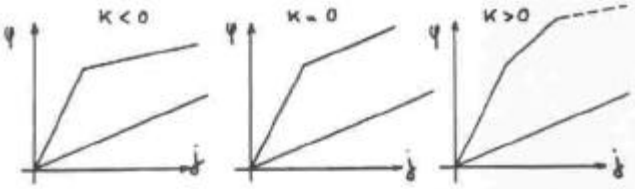


Fig. 2.6. — Différentes allures de la caractéristique magnétique en fonction de K.

[Different shapes of magnetic characteristics as a function of K.]

L'allure de l'onde spatiale de perméance $z(\theta)$, à ampères-tours constants, peut être choisie sinusoïdale ou telle que la variation de réluctance soit sinusoïdale, trapézoïdale ou décomposée en série de Fourier. On suppose que cette fonction est indépendante du niveau d'excitation du fer. Dans tous les cas, elle présente une symétrie par rapport à π (symétrie des motifs plots ou dents).

Les ampères-tours normalisés (notés J) le sont par rapport aux ampères-tours de saturation J_s (Fig. 2.5) :

$$J = j/J_s . \tag{2.26}$$

Ces deux normalisations de base imposent celles du flux et du couple, on notera $FLUX$ le flux et C le couple normalisés :

$$FLUX = \frac{\varphi}{\frac{z_c + z_0}{2} \cdot J_s} \tag{2.27}$$

$$C = \frac{c}{p \cdot \frac{z_c + z_0}{2} \cdot J_s} . \tag{2.28}$$

On notera U/ω la tension normalisée par spire et par radian par seconde :

$$\frac{U}{\omega} = \frac{u}{n \cdot \omega \cdot \frac{z_c + z_0}{2} \cdot J_s} . \tag{2.29}$$

Lorsqu'il s'agira de la valeur maximale, on écrira U_M/ω.

A partir d'un tel modèle et avec les normalisations choisies, le couple normalisé a pour valeur l'aire du cycle divisée par 2π (Fig. 2.9).

On montre alors simplement qu'en régime linéaire, si on remplit totalement le cycle :

$$C_L = \frac{DZN}{2\pi} \tag{2.30}$$

et dans le modèle avec $K < 0$, si J_x représente les ampères-tours normalisés de l'intersection des courbes à l'opposition et à la conjonction pour un cycle totalement « rempli », on obtient le couple normalisé maximal :

$$C_M = \frac{DZN}{2\pi} \cdot J_x \tag{2.31}$$

$$J_x = 1 - \frac{1}{K} . \tag{2.32}$$

Ce remplissage du cycle ne peut être obtenu qu'en injectant un créneau de courant pendant la croissance de la fonction perméance (en moteur).

3. L'optimisation et ses résultats essentiels.

3.1 L'ALIMENTATION OPTIMALE. — Nous avons écrit un programme spécifique d'optimisation de la forme du courant en discrétisant toutes les variables sur une période d'alimentation [7].

Les ampères-tours sont alors représentés par un nombre N d'échantillons qui constituent les N variables inconnues de l'optimisation. Les données du problème sont la forme de l'onde spatiale de perméance $z(\theta)$, les paramètres DZN et K. De plus, au-delà de la zone linéaire, il est indispensable d'imposer une contrainte sur la valeur du couple car les formes optimales du courant ne peuvent être homothétiques lorsque le couple augmente et les facteurs de dimensionnement dépendent ainsi du couple moyen (voir fin du § 2.4).

Après avoir mené une étude quasi systématique des cas possibles (valeurs de DZN, K, α en régime excité et forme d'onde spatiale de perméance $z(\varphi)$ variées) les formes optimales d'onde de courant qui minimisent δ' ou δ'' se sont révélées telles que les tensions induites correspondantes étaient en créneaux symétriques bidirectionnels à 2 ou 3 paliers (Fig. 3.1a pour le régime non excité et Fig. 3.1b pour le régime excité).

En régime permanent, le flux est périodique, les deux paliers non nuls de tension ont une amplitude égale et par conséquent sont de durée identique. En régime excité ou non, quels que soient le niveau de saturation atteint (ou le couple demandé) et les caractéristiques de la machine, l'alimentation optimale peut être définie par seulement trois paramètres qui sont : le rapport de la tension maximale à la pulsation U_M/ω qui représente le flux maximal, l'angle d'avance à l'opposition ψ que l'on peut appeler angle interne et, pour le régime non excité l'angle mort θ_0, pour le régime excité, le flux moyen φ_0 qui définit les ampères-tours d'excitation en mode 1 ou 2 selon le cas choisi.

Le programme réalisé nous permet d'optimiser dans les 3 types d'alimentation prévus et éventuellement d'optimiser à ampères-tours d'excitation imposés. Il s'avère donc que l'alimentation en tension en créneaux et en ampères-tours unidirectionnels à la fréquence de la fonction perméance (couple hybride) est optimale dans les machines à réluctance variable à phases non couplées magnétiquement.

Nous avons, à partir de ces résultats, mis au point un nouveau programme d'optimisation mettant en

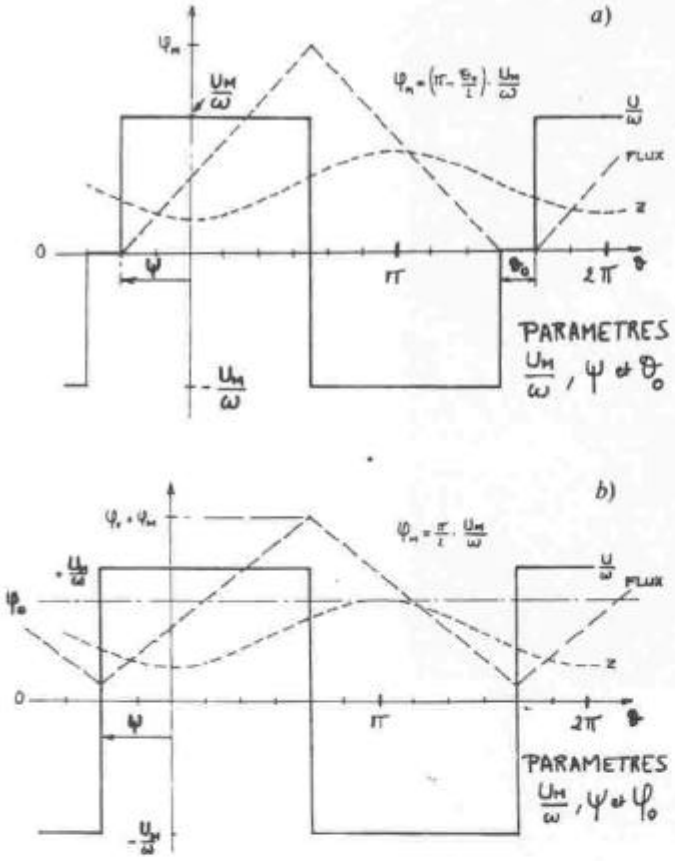


Fig. 3.1. — Alimentation optimale, 3.1a : en régime non excité, 3.1b : en régime excité.

[Optimal supply, 3.1a : unexcited mode, 3.2b : excited mode.]

œuvre la méthode du simplexe mieux adaptée à un faible nombre d'inconnues. Celui-ci nous a permis de réaliser une étude paramétrique en vue de rechercher la machine idéale pour le convertisseur, c'est-à-dire minimisant la taille de ce dernier sans augmenter pour autant celle de la machine, les paramètres étant DZN, K et l'onde spatiale de perméance $z(\theta)$. Parallèlement à cette optimisation, nous avons étudié l'influence des caractéristiques de l'alimentation sur le couple, c'est-à-dire sur son contenu harmonique et sur un nouveau critère qui a semblé important dans les machines multimonophasées de forte puissance : l'ondulation crête à crête du couple rapportée au couple moyen et notée $\Delta C/\langle C\rangle$. En effet, le couple généralement très pulsatoire est responsable de contraintes mécaniques importantes.

Rappelons que dans une machine polyphasée à q phases, il se produit un « filtrage » des harmoniques du couple produit par une phase, il ne reste en effet que les rangs multiples de q. Ainsi, si le couple instantané ne comprend pas d'harmoniques de rang multiple de 3, le couple d'une machine triphasée est parfaitement constant.

Certains résultats seront appliqués au cas particulier du prototype polydiscoïde de 200 kW à 500 tours/min (200 Hz) du Laboratoire d'Electrotechnique d'Orsay dont les caractéristiques normalisées sont les suivantes :

— onde spatiale de perméance sinusoïdale,
— $DZN = 0{,}5$,
— $K = 0{,}2$,
— couple nominal normalisé $\langle C\rangle = 0{,}11$.

3.2 RÉSULTATS CONCERNANT LES FACTEURS DE DIMENSIONNEMENT. — En régime linéaire comme en saturation, l'alimentation en tension en créneaux offre une importante amélioration par rapport aux diverses alimentations en courant en ce qui concerne le dimensionnement du convertisseur. Cette amélioration s'observe quelles que soient les caractéristiques de la machine, cependant, elle est d'autant plus significative que la variation de perméance DZN est importante. Un tel exemple est donné à la figure 3.2 où une minimisation de δ'' est effectuée sur la même machine (perméance sinusoïdale, linéaire, non excitée) mais l'une est alimentée par un courant en arches de sinusoïde (alimentation de type à résonance [11]) et l'autre par des créneaux de tension.

Lorsqu'on effectue les optimisations en tenant compte de la saturation, les calculs montrent (selon

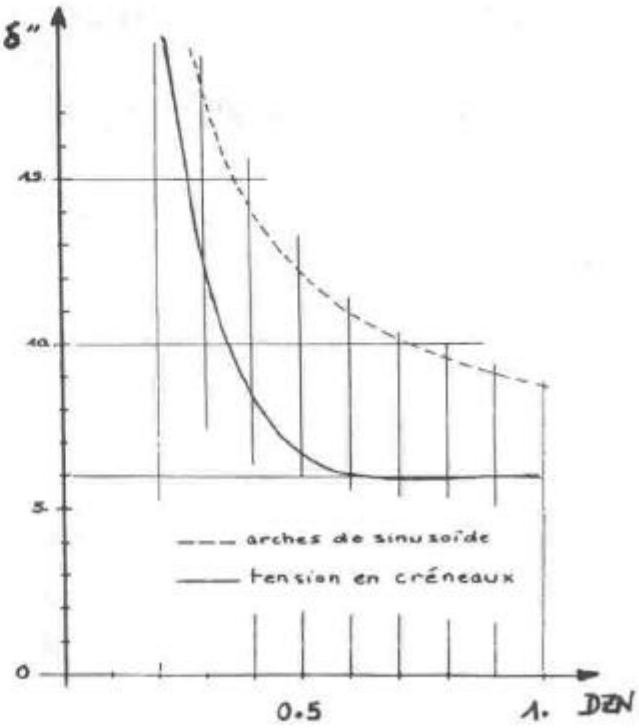


Fig. 3.2. — Influence de la variation relative de perméance sur le facteur de dimensionnement. Avantage de l'alimentation en tension en créneaux.

[Influence of the variation of permeance on the size power ratio (S.P.R.). Advantage of the square-wave voltage supply.]

les valeurs du paramètre K qui caractérise la saturation) une amélioration des facteurs de dimensionnement à l'entrée en saturation puis une dégradation de ceux-ci lorsque l'on approche de la limite du couple maximal convertible électromagnétiquement (Expression (2.31)) par la machine (Fig. 3.3).

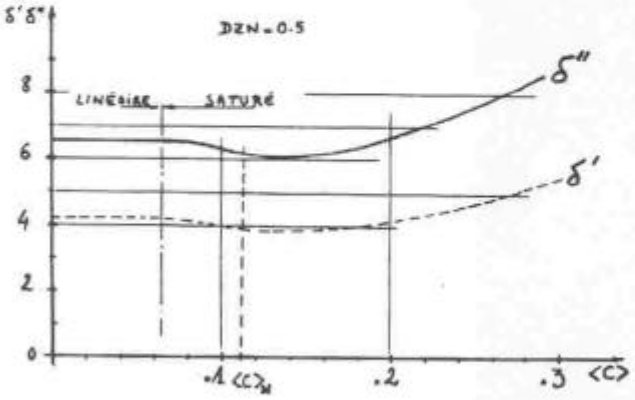


Fig. 3.3. — Influence de la saturation sur les facteurs de dimensionnement en régime non excité.

[Influence of the saturation on the S.P.R. in unexcited mode.]

Comme nous l'avons dit au § 2.4, dans une machine classique, si l'on demande transitoirement deux fois la puissance nominale, tous les paramètres de réglage étant conservés, il faut doubler la puissance de dimensionnement de l'alimentation. Le facteur de dimensionnement n'a donc pas varié en fonction de la puissance et, en particulier, en fonction du couple. Or dans une machine à réluctance variable, il n'en est rien en très forte saturation où le facteur de dimensionnement croît. Si la machine n'est pas conçue pour être très saturée, comme c'est le cas du prototype polydiscoïde de 200 kW, la saturation a un effet favorable au couple nominal. La figure 3.3 nous en donne un exemple. Le couple nominal normalisé vaut 0,11. A titre indicatif, le couple maximal que l'on pourrait obtenir en zone linéaire vaut 0,08 d'après (2.30) et le couple maximal convertible vaut 0,48 d'après (2.31).

On peut, dès lors, dire qu'en régime non excité, il sera très important pour dimensionner le convertisseur de connaître le couple maximal que devra fournir la machine ainsi que, bien sûr, sa fréquence maximale de rotation.

Le régime excité permet d'améliorer encore ces résultats si l'on profite de la saturation. Les ampères-tours d'excitation doivent alors « déplacer » le cycle de fonctionnement en zone saturée. Il est alors tout à fait possible d'atteindre des valeurs de δ''_{01} (convertisseur d'alimentation seul en mode 1, voir § 2.3) inférieures à 2 (donc meilleures que dans les machines classiques à courant alternatif) et de δ''_{02} inférieures à 4. La figure 3.4 nous donne un exemple en mode 2, nous y voyons aussi l'influence du couple demandé dans l'exemple du prototype de 200 kW.

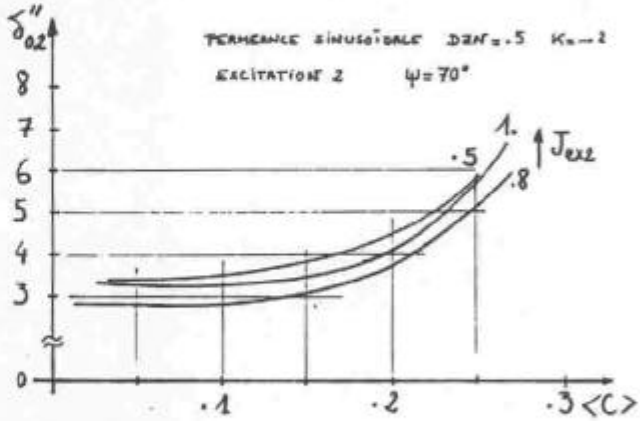


Fig. 3.4. — Facteur de dimensionnement en régime excité mode 2.

[S.P.R. in second type excited mode.]

3.3 Conséquences de l'alimentation optimale sur le couple électromagnétique.

3.3.1 *Expression du couple moyen en régime linéaire.*

* Machine non excitée.

En régime linéaire et avec une alimentation optimale (Fig. 3.1a), le couple moyen normalisé (2.28) s'exprime, d'après (2.4) et (2.5) de la façon suivante :

$$\langle C \rangle = \left(\frac{U_M}{\omega} \right)^2 \cdot \frac{1}{2\pi} \left[\int_{-\psi}^{2D\theta-\psi} \frac{\theta+\psi}{z(\theta)} \times \right.$$
$$\left. \times \, d\theta - 2D\theta \int_{D\theta-\psi}^{2D\theta-\psi} \frac{d\theta}{z(\theta)} \right] \quad (3.1)$$

où $D\theta = \pi - \theta_0/2$ est l'angle de durée d'un palier de tension.

A angle interne et angle mort θ_0 fixés, le couple moyen normalisé $\langle C \rangle$ est proportionnel au carré du rapport U_M/ω (ou encore au carré du flux maximum). On peut montrer qu'en régime linéaire ou saturé, pourvu que la fonction spatiale de la perméance soit paire, il existe par rapport à l'angle interne la symétrie moteur-générateur suivante (à θ_0 fixé) :

$$\langle C \rangle (-\psi) = -\langle C \rangle (\psi - \theta_0) \quad (3.2)$$

(si $\theta_0 = 0$: $\langle C \rangle (-\psi) = -\langle C \rangle (\psi)$).

Cette condition de parité de $z(\theta)$ est pratiquement toujours respectée. Les facteurs de dimensionnement en fonctionnement génératrice satisfont à la même règle de symétrie et peuvent donc se déduire du fonctionnement moteur. Un exemple de cette symétrie est donné à la figure 3.5.

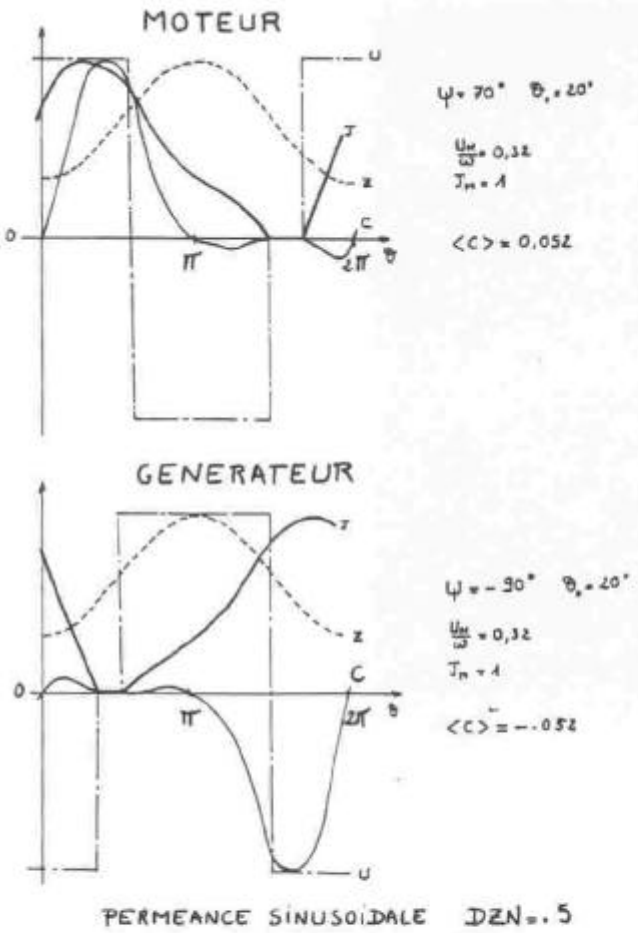


Fig. 3.5. — Symétrie des fonctionnements moteur et générateur en régime non excité.

[Symmetry of motor and generator functions in unexcited mode.]

Dans le cas particulier d'une onde spatiale de réluctance sinusoïdale et d'un angle θ_0 nul (cas très souvent optimal), le couple moyen vaut :

$$\langle C \rangle = \left(\frac{U_M}{\omega} \right)^2 \cdot DRN \cdot \sin \psi \qquad (3.3)$$

où

$$DRN = DZN / (1 - DZN^2) .$$

Dans un cas général, la forme de la caractéristique couple fonction de l'angle interne est plus ou moins proche d'une sinusoïde (3.3) selon la forme de l'onde spatiale de perméance.

* Machine excitée.

Le calcul est ici beaucoup plus complexe si l'on souhaite exprimer le couple moyen en fonction des ampères-tours d'excitation et non du flux moyen. Nous ne donnerons que le résultat approché concernant une onde sinusoïdale de réluctance dans le cas du mode 1. En alimentant la machine de la manière décrite à la figure 3.1b (φ_0 est le flux moyen) on obtient :

$$\langle C \rangle = \frac{2}{\pi} \frac{U_M}{\omega} \cdot \varphi_0 \frac{DZN}{1 - DZN^2} \cdot \sin \psi \qquad (3.4)$$

où

$$\varphi_0 = \left(J_{ex1} - \frac{2}{\pi} \frac{U_M}{\omega} DZN \,.\, \cos \psi \right) (1 - DZN^2) \text{ [7]}$$

en faisant l'approximation suivante (justifiée dans les cas optimaux) :

$$\varphi_0 \simeq J_{ex1} \,.\, (1 - DZN^2)$$

l'expression approchée du couple devient :

$$\langle C \rangle \simeq \frac{2}{\pi} DZN \frac{U_M}{\omega} J_{ex1} \sin \psi \,. \qquad (3.5)$$

En régime linéaire, le couple moyen est sensiblement proportionnel au rapport $\frac{U_M}{\omega}$ et aux ampères-tours d'excitation. Dans un cas plus général, il suffit que l'expression de l'onde spatiale de perméance (ou de réluctance) soit paire pour avoir la symétrie moteur-générateur suivante :

$$\langle C \rangle (-\psi) = - \langle C \rangle (\psi) \,. \qquad (3.6)$$

3.3.2 *Influence des paramètres de l'alimentation sur le couple.* — L'étude de l'influence des paramètres de l'alimentation $\left(\frac{U_M}{\omega}, \psi \right.$ et éventuellement les ampères-tours d'excitation) sur le couple ne peut se faire que pour une machine donnée. Dans des machines de caractéristiques différentes de l'exemple présenté, l'allure générale des courbes est conservée. Les résultats quantitatifs ne peuvent ainsi être obtenus que sur des données précises. Nous choisissons les données du prototype 200 kW ($DZN = 0{,}5$ et $K = -0{,}2$), sur chaque courbe la forme de l'onde spatiale de perméance du modèle est précisée.

* En régime non excité.

La figure 3.6 montre l'influence de l'angle interne sur le couple moyen pour quelques formes d'onde de perméance (le circuit magnétique est saturé dès que le couple moyen normalisé dépasse 0,06). On retrouve l'allure prévue, analytiquement au § 3.3.1.

La figure 3.7a donne la variation de l'ondulation relative du couple monophasé lorsque l'angle interne varie, on comprend aisément que pour limiter les pulsations du couple, il faut travailler avec un angle d'avance à l'opposition compris entre 40 et 70°. Si l'on observe alors l'évolution du facteur de dimensionnement δ'' en fonction de ψ (cette évolution est d'ailleurs la même pour δ'), on constate que l'optimum se situe aussi dans la même zone (Fig. 3.7b). Il est alors parfaitement possible d'obtenir un bon compromis, entre une faible pulsation du couple monophasé et un bon facteur de dimensionnement

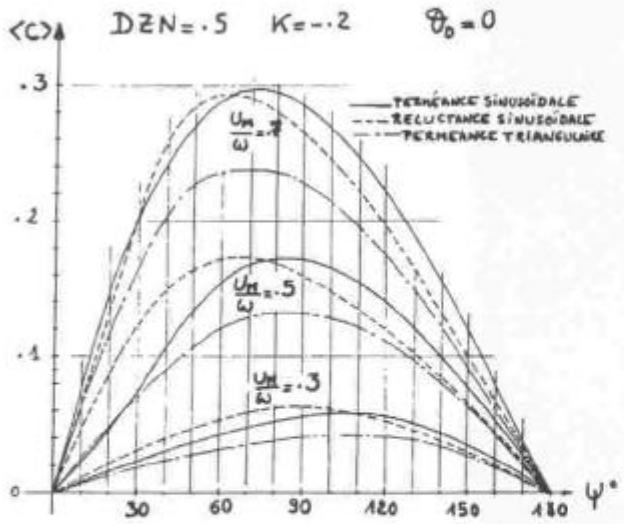


Fig. 3.6. — Influence de l'angle interne sur le couple moyen pour quelques formes de l'onde spatiale de perméance.

[Influence of the internal angle of the mean torque for various shapes of the spatial wave of permeance.]

du convertisseur, dans le cas des machines multimonophasées.

Dans le cas d'une machine triphasée, il est intéressant d'observer l'influence de l'angle interne sur l'harmonique 3 qui ne s'annule pas par composition des couples monophasés. Les calculs montrent que les valeurs optimales de ψ sont comprises entre 30 et 50°, l'harmonique de rang 6 est en général très inférieur à celui de rang 3.

Enfin, la figure 3.8 nous montre, pour quelques valeurs de l'angle interne, l'évolution du couple moyen en fonction du rapport $\frac{U_M}{\omega}$ proportionnel au flux maximal. On y a superposé la courbe hypothétique obtenue en l'absence de saturation.

* En régime excité.

Dans le cas du régime excité, l'influence de la saturation est fondamentale. La valeur des ampères-tours d'excitation et l'allure de la caractéristique magnétique (valeur de K en particulier) sont d'une grande importance. Pour ne pas alourdir l'article, nous n'en présentons que quelques courbes.

Les figures 3.9 et 3.10 donnent respectivement, en fonction de l'angle interne, l'évolution du couple moyen et du facteur de dimensionnement δ''_{02} (convertisseur d'alimentation en courant unidirectionnel). Ceci correspond à l'exemple de la machine polydiscoïde de 200 kW.

On observe ici encore, des valeurs optimales de ψ se situant aux alentours de 60°. Un compromis entre un faible facteur de dimensionnement et un couple pulsatoire minimal peut être trouvé selon la priorité accordée au dimensionnement mécanique ou à celui du convertisseur.

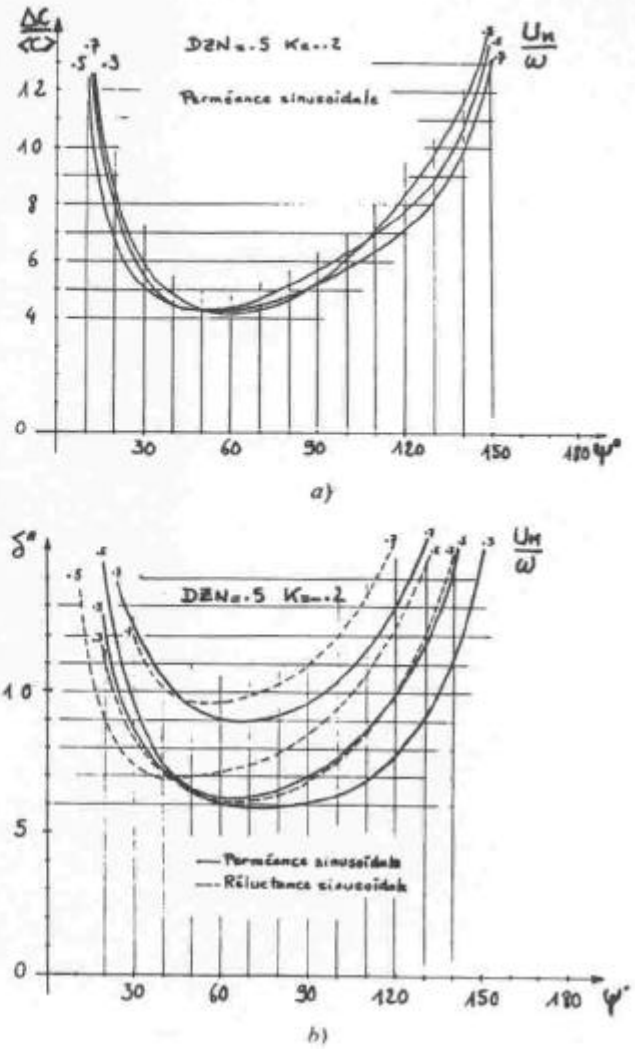


Fig. 3.7. — Influence de l'angle interne. 3.7a : sur l'ondulation du couple, 3.7b : sur le facteur de dimensionnement.

[Influence of the internal angle. 3.7a : on the torque ondulation, 3.7b : on the S.P.R.]

A la figure 3.11, on remarque que le couple moyen croît à peu près linéairement en fonction de U_M/ω lorsque l'angle interne et les ampères-tours d'excitation sont figés, c'est ce qu'exprimait la formule 3.5 définie en régime non saturé. L'ondulation relative du couple est d'autant plus grande que le flux maximal est faible ce qui s'explique par les faibles variations des ampères-tours d'alimentation pour des ampères-tours d'excitation fixés. Dans ces conditions le couple est particulièrement pulsatoire (Fig. 3.12).

Une ondulation du couple importante est à prohiber. Aussi l'alimentation des machines excitées multimonophasées de forte puissance doit se faire à faible excitation pour les faibles couples et à excitation maximale pour les forts couples afin de conserver le dimensionnement minimal du convertisseur prévu pour la vitesse et le couple maximaux.

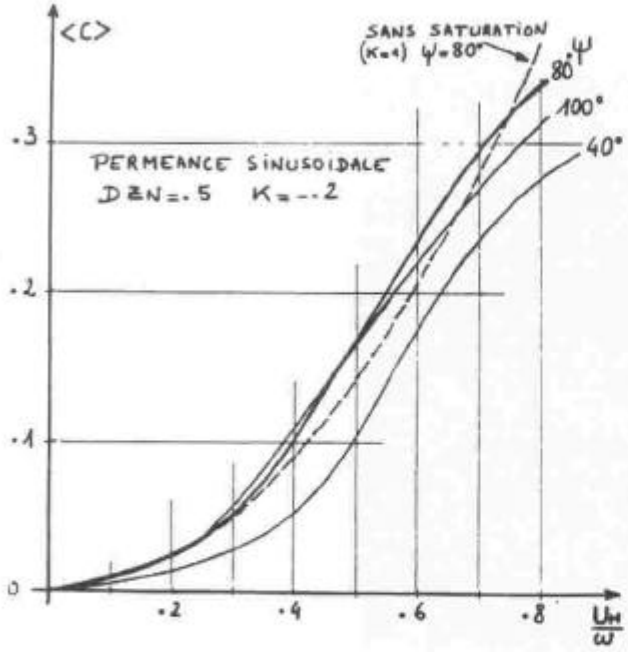


Fig. 3.8. — Couple moyen en fonction du rapport U_M/ω à angle fixé.

[Mean torque *vs.* U_M/ω for given internal angle.]

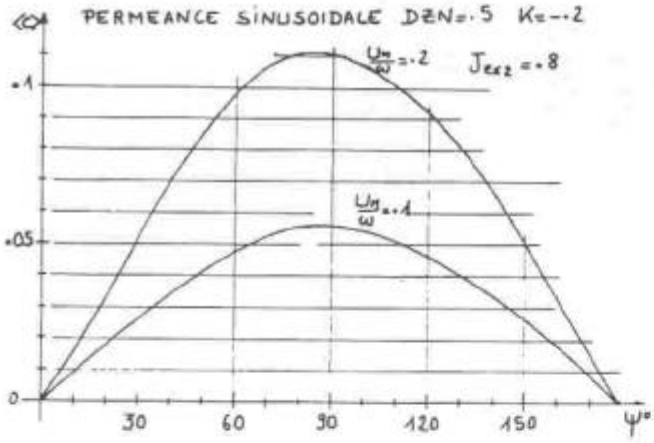


Fig. 3.9. — Couple moyen en régime excité en fonction de l'angle interne.

[Mean torque in excited mode *vs.* internal angle.]

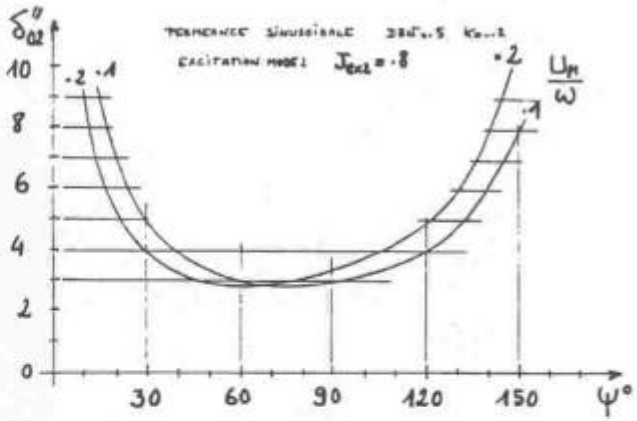


Fig. 3.10. — Facteur de dimensionnement δ''_{02} (en courant unidirectionnel) en fonction de l'angle interne.

[S.P.R. δ''_{02} *vs.* internal angle.]

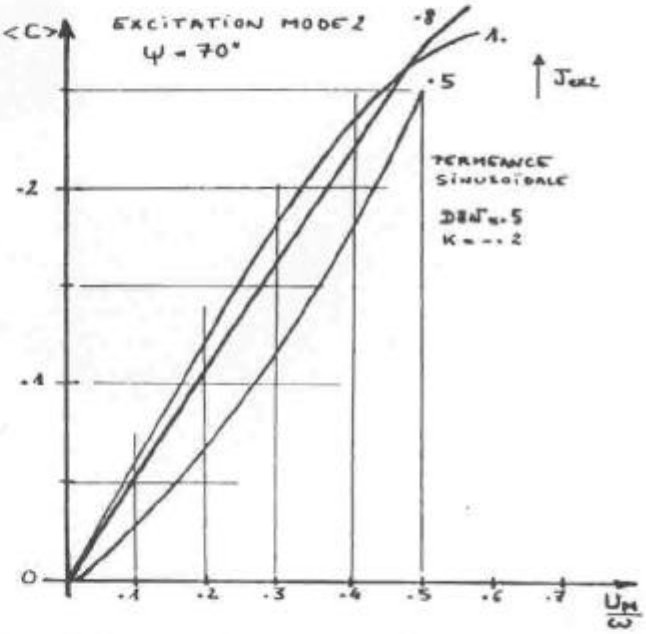


Fig. 3.11. — Couple moyen en fonction du rapport U_M/ω.

[Mean torque *vs.* U_M/ω ratio.]

3.4 INFLUENCE DES CARACTÉRISTIQUES DE LA MACHINE.

* En régime non excité.

La forme de l'onde spatiale de perméance présente une influence relativement réduite en ce qui concerne les facteurs du dimensionnement, elle affecte surtout le couple instantané. L'ondulation relative $\Delta C/\langle C\rangle$ et l'harmonique 3 en particulier y sont très sensibles. Les figures 3.13a et b donnent, en l'absence de saturation, l'ondulation relative et le troisième harmonique du couple monophasé, obtenus en optimisant δ'', en fonction de la variation relative de perméance DZN pour quelques formes de la variation de la perméance (la forme trapézoïdale correspond à un angle de variation de $2\pi/3$ et à un « plat » à l'opposition de $\pi/2$).

En régime saturé, ces grandeurs diminuent ou augmentent selon les valeurs de DZN, de K et du couple demandé (niveau de saturation atteint). Il est difficile de donner une conclusion générale à ce sujet. Cependant, suite à de nombreux calculs, il semble que le meilleur comportement en saturation soit obtenu avec l'onde spatiale de perméance sinusoïdale.

La valeur de K qui définit la caractéristique de la

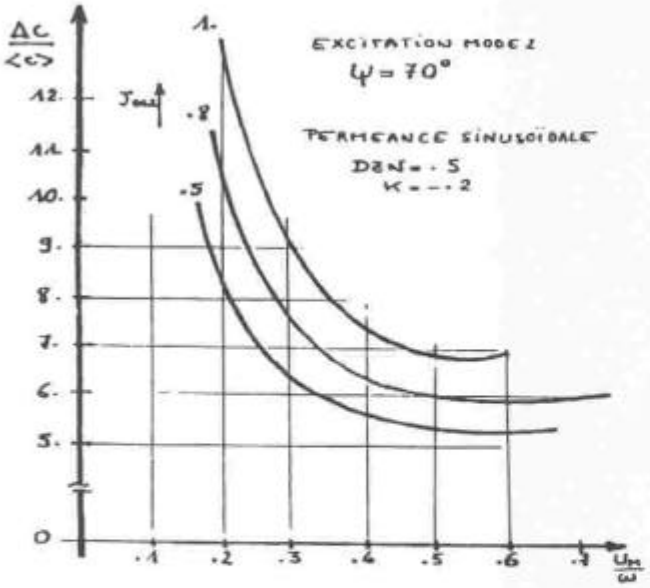


Fig. 3.12. — Ondulation du couple en fonction du rapport.

[Torque undulation *vs.* U_M/ω ratio.]

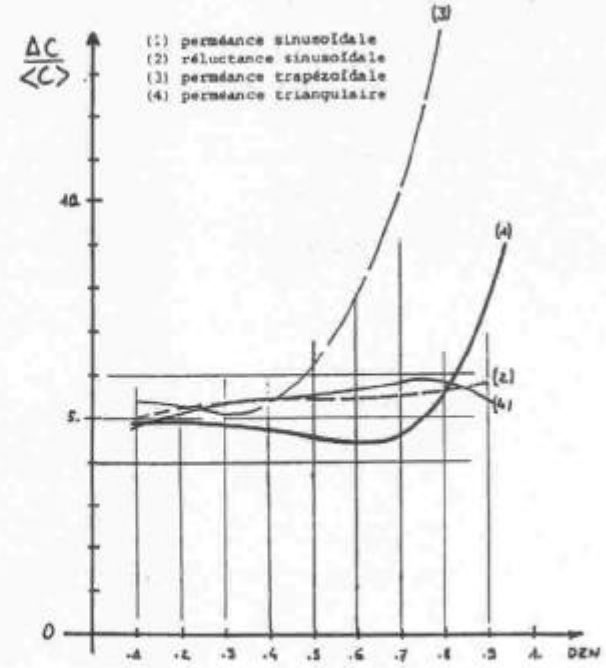
machine en zone saturée est d'une grande importance en ce qui concerne les facteurs de dimensionnement. Rappelons que pour des machines fonctionnant en saturation K est négatif ou nul (voir § 2.5, Fig. 2.6), et plus K est négatif, plus on approche rapidement la limite du couple maximal convertible (Eq. (2.31)) et donc plus les facteurs de dimensionnement se dégradent rapidement. C'est ce que montre la figure 3.14.

Une valeur de K, réaliste, particulièrement intéressante est la valeur zéro. On remarque alors que la saturation peut être très profitable puisqu'elle permet une diminution considérable du facteur de dimensionnement surtout lorsque la variation relative de la perméance DZN est grande.

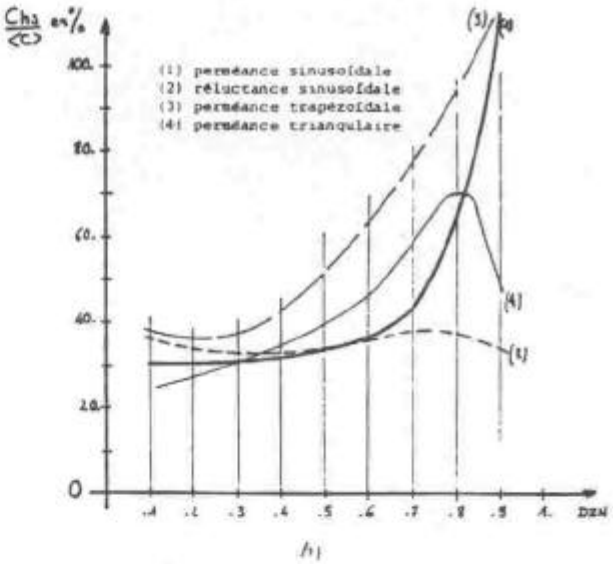
* En régime excité.

En régime linéaire, les calculs numériques (et analytiques, voir § 3.5) montrent que les valeurs élevées de la variation relative de perméance DZN ne sont pas favorables aux facteurs de dimensionnement (contrairement au cas du régime non excité) sauf dans le cas d'une variation sinusoïdale de réluctance et d'un cas particulier de perméance trapézoïdale, c'est ce que montre la figure 3.15 dans le cas où l'optimisation est effectuée avec $\alpha = 0{,}2$ (coefficient de pondération des ampères-tours d'excitation, voir § 2.3).

En régime linéaire, une onde sinusoïdale de réluctance nous permet d'atteindre une valeur de δ''_{01} (en courant bidirectionnel) égale à $\pi/2$ soit 1,57 avec un troisième harmonique du couple quasiment inexistant et, une onde triangulaire de perméance permet d'atteindre un facteur de dimensionnement δ''_{01} unitaire ($\delta''_{02} = 2$) avec des harmoniques de rang



a)



b)

Fig. 3.13. — Influence de la forme de l'onde spatiale et de la variation relative de la perméance, en régime linéaire et non excité. 3.13a : sur l'ondulation relative du couple monophasé, 3.13b : sur le troisième harmonique du couple.

[Influence of the shape of the spatial wave and of the relative variation of permeance in non excited mode. 3.13a : on the relative undulation of the one phase torque. 3.13b : on the third harmonic of the torque.]

pair du couple quasi nuls à condition d'avoir de faibles valeurs de la variation relative de la perméance DZN. Ces résultats très intéressants sont obtenus aux dépens de l'ondulation relative du couple monophasé. La saturation permet, tout en conservant les qualités de bon facteur de dimension-

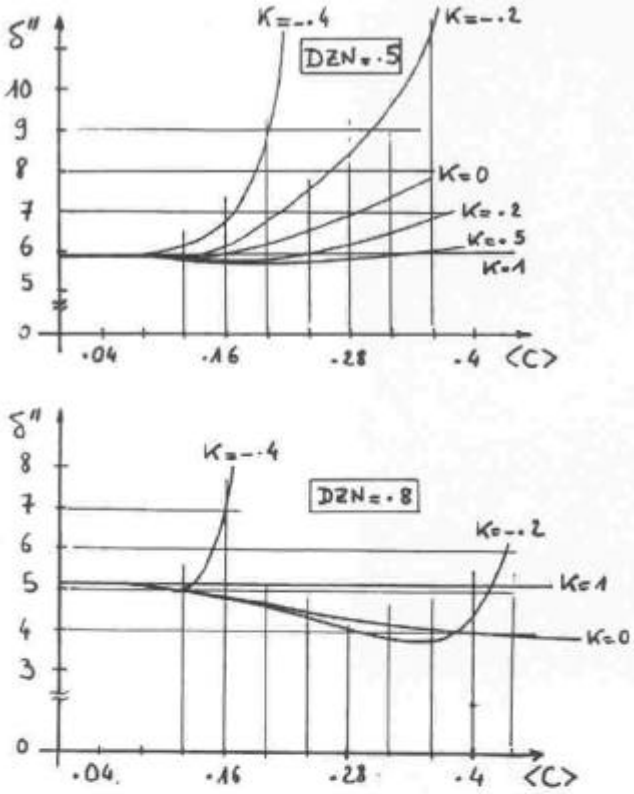


Fig. 3.14. — Influence du paramètre K (saturation) sur l'évolution du facteur de dimensionnement en fonction du couple demandé dans le cas d'une onde sinusoïdale de perméance.

[Influence of the parametre K (saturation) on the evolution of the S.P.R. *vs.* torque (sine wave of permeance).]

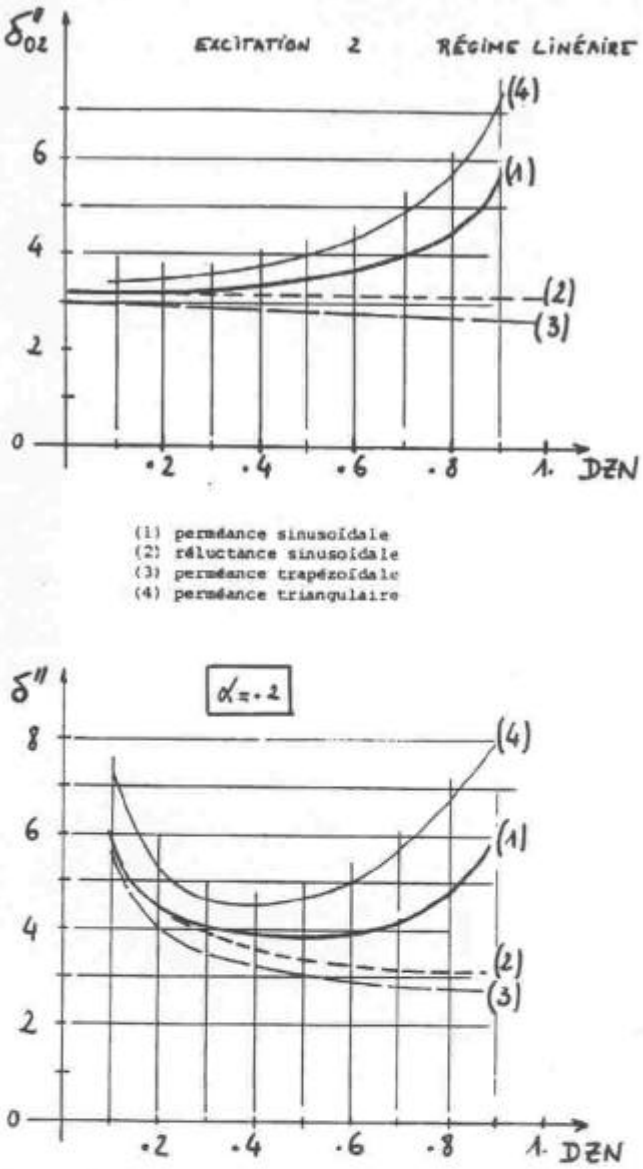


Fig. 3.15. — Facteurs de dimensionnement du convertisseur d'alimentation seul δ''_{02} et de l'ensemble convertisseurs d'alimentation et d'excitation δ'' optimisés avec $\alpha = 0{,}2$ pour différentes formes de l'onde de perméance en régime linéaire.

[S.P.R. of the convertor taken in isolation δ''_{02} and of both the supply and excitation convertors δ'' ($\alpha = 0.2$) for various waves of permeance in linear area.]

nement du régime linéaire, de diminuer très sensiblement l'ondulation relative et les harmoniques du couple à couple moyen donné. Mais les facteurs de dimensionnement subissent, comme en régime non excité, une dégradation lorsque le couple demandé augmente.

Comme en régime non excité, plus le paramètre K est voisin de 0, plus les harmoniques du couple sont faibles et moins vite se dégradent les facteurs de dimensionnement.

Lorsque les machines sont saturées, il est particulièrement intéressant d'avoir une variation relative de perméance DZN élevée. Dans ces conditions, il est tout à fait possible d'obtenir des facteurs de dimensionnement δ''_{02} inférieur à 3 (courant unidirectionnel) et δ''_{01} inférieur à 1,5 (courant bidirectionnel). Ces valeurs sont à comparer avec celles des machines classiques à courant alternatif qui sont supérieures ou égales à 2).

En ce qui concerne la forme optimale de l'onde spatiale de perméance, la forme sinusoïdale satisfait, en général, à la fois au critère de faible dimensionnement et aux critères de couple peu pulsatoire et peu ondulé en triphasé. La forme triangulaire s'est révélée tout particulièrement intéressante dans un cas très particulier de caractéristiques magnétiques et d'alimentation ($K = 0$ et $U_M/\omega = \text{Cte}$), il est alors possible d'atteindre un facteur de dimensionnement en courant bidirectionnel δ''_{01} unitaire et une machine tétraphasée (ou diphasée) à couple quasiment constant. Nous montrons au paragraphe suivant comment ces résultats remarquables peuvent être obtenus.

3.5 LIMITE ABSOLUE DES FACTEURS DE DIMENSIONNEMENT. — Soit une machine à réluctance variable non saturée et à variation triangulaire de perméance.

Elle est excitée et alimentée en tension carrée donc par un flux triangulaire décalé de l'angle interne ψ par rapport à l'onde de perméance (Fig. 3.1b, § 3.1). Les expressions de $Z(\theta)$ et $\varphi(\theta)$ sont :

$$\forall \theta \in [0, \pi]\, Z(\theta) = 1 + DZN \cdot \frac{2\,\theta - \pi}{\pi}$$

$$\forall \theta \in [\pi, 2\,\pi]\, Z(\theta) = 1 + DZN\, \frac{-2\,\theta + 3\,\pi}{\pi}$$

$$\forall \theta \in [-\psi, \pi - \psi]\, \varphi(\theta) = \\ = \varphi_0 + \varphi_M \frac{2\,\theta - \pi + 2\,\psi}{\pi}$$

$$\forall \theta \in [\pi - \psi, 2\,\pi - \psi]\, \varphi(\theta) = \\ = \varphi_0 + \varphi_M \cdot \frac{-2\,\theta + 3\,\pi - 2\,\psi}{\pi}.$$

Si $\psi = 0$ et si $\varphi_M/\varphi_0 = DZN$, les fonctions $Z(\theta)$ et $\varphi(\theta)$ sont homothétiques et par conséquent les ampères-tours (2.7) sont constants mais le couple moyen est nul. Maintenant, décalons $\varphi(\theta)$ d'un angle ψ faible (Fig. 3.16). On obtient des ampères-

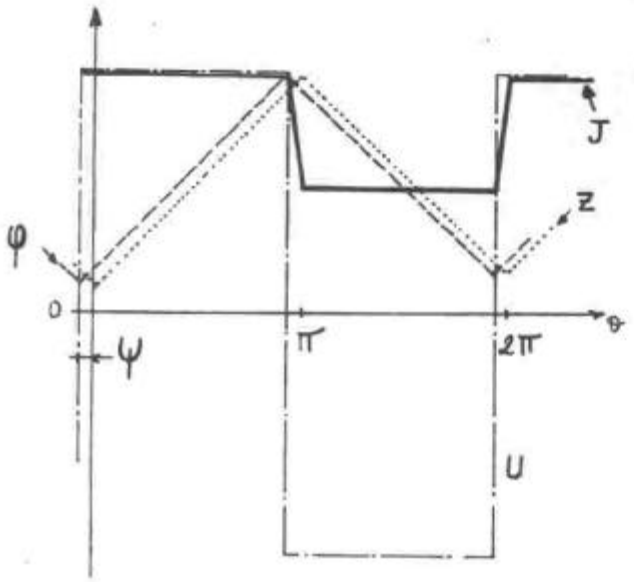


Fig. 3.16. — Alimentation optimale conduisant au facteur de dimensionnement minimal à condition d'avoir une variation triangulaire de perméance.

[Optimal supply to reach a minimum S.P.R. with a triangular variation of permeance.]

tours en créneaux de faible amplitude et un couple moyen non nul en respectant les conditions suivantes :

$$\varphi_0 \gg \varphi_M \cdot \frac{2\,\psi}{\pi} \quad \text{et} \quad \frac{\varphi_M}{\varphi_0} = DZN\,.$$

Ces deux conditions réunies imposent : $DZN \ll 2\,\psi/\pi$.

Alors en mode d'excitation 1, on a les valeurs suivantes des ampères-tours d'alimentation et d'excitation :

$$J_{ex1} = \varphi_0 \quad \text{et} \quad J_{aM1} = \varphi_M \cdot \frac{2\,\psi}{\pi}.$$

Le couple vaut :

$$\langle C \rangle = \frac{4\,.\,DZN^2}{\pi} \cdot J_{ex1} \cdot \frac{\psi}{\pi} \tag{3.7}$$

$$\frac{\Delta C}{\langle C \rangle} = \frac{\pi}{2\,.\,\psi\,.\,DZN}\,. \tag{3.8}$$

Les facteurs de dimensionnement atteignent alors le minimum théorique :

$$\delta'_{01} = \delta''_{01} = 1$$

($\delta'_{02} = \sqrt{2}$ et $\delta''_{02} = 2$ en courant bidirectionnel).

Les conditions sont, très restrictives (valeur de DZN très faible, ampères-tours d'excitation très élevés...) et le couple obtenu est très faible et très pulsatoire. Montrons maintenant que la saturation (avec une valeur de K nulle (Fig. 2.6) permet de limiter les restrictions et d'obtenir des résultats applicables pratiquement.

Le cycle de fonctionnement est supposé être totalement situé en zone saturée ($J \geqslant 1$). Le flux et le couple normalisés calculés à patir du modèle à 3 pentes s'expriment de la manière suivante :

$$\varphi(\theta) = Z(\theta) + [KMZ + K(Z(\theta) - 1)] \times \\ \times [J(\theta) - 1] \tag{3.9}$$

$$C(\theta) = \frac{\mathrm{d}Z(\theta)}{\mathrm{d}\theta} \cdot \left[(1 - K) \cdot \left(J - \frac{1}{2} \right) + K \cdot \frac{J^2}{2} \right] \tag{3.10}$$

où

$$KMZ = (K - 1)\, DZN + 1$$

alors les ampères-tours valent :

$$J(\theta) = 1 + \frac{\varphi(\theta) - Z(\theta)}{KMZ + K(Z(\theta) - 1)}\,. \tag{3.11}$$

Si $K = 0$, il suffit de respecter la relation $\varphi_M = DZN$ et que l'angle interne ψ soit très inférieur à π (on montre, numériquement, que $\psi = \pi/4$ est une limite acceptable) pour avoir des ampères-tours en créneaux déphasés de ψ par rapport à la tension :

$$\forall \theta \in [-\psi, \pi - \psi]\, J(\theta) = \frac{\varphi_0 + \varphi_M \left(2\,\frac{\psi}{\pi} - 1 \right)}{1 - \varphi_M}$$

$$\forall \theta \in [\pi - \psi, 2\,\pi - \psi]\, J(\theta) = \frac{\varphi_0 - \varphi_M \left(2\,\frac{\psi}{\pi} + 1 \right)}{1 - \varphi_M}$$

alors :

$$J_{ex1} = \frac{\varphi_0 - \varphi_M}{1 - \varphi_M} \quad \text{et} \quad J_{aM1} = \frac{\varphi_M}{1 - \varphi_M} \frac{2\,\psi}{\pi}\,.$$

Pour satisfaire à la condition de fonctionnement en zone saturée, il faut :

$$J_{ex1} - 2\,J_{aM1} \geqslant 1$$

(ou en mode 2 : $J_{ex2} + J_{aM2} \geqslant 1$) qui devient :

$$\varphi_0 \geqslant 1 + DZN\,.\,2\,\psi/\pi\,.$$

Le couple moyen s'exprime par :

$$\langle C \rangle = \frac{4\,.\,DZN^2}{1 - DZN} \cdot \frac{\psi}{\pi^2} \qquad (3.12)$$

et les facteurs de dimensionnement δ'_{01} et δ''_{01} restent unitaires.

Cette expression nous montre que plus la variation relative de perméance DZN est grande, plus on peut occuper une proportion importante de l'aire maximale du cycle (voir § 2.5, expressions (2.30) et (2.31)) à angle interne ψ donné. En fait pour conserver les facteurs de dimensionnement optimaux, il est nécessaire d'avoir un angle interne faible (inférieur à 30° environ). A angle interne donné, une machine dont la valeur de DZN vaut 0,8 permet de « remplir le cycle » quatre fois mieux que si DZN valait 0,5 (expression (3.12)).

Pour minimiser les ampères-tours d'excitation et l'ondulation du couple, on choisit un fonctionnement en zone saturée à la limite de la zone linéaire. Le mode d'excitation 2 se prête bien à la réalisation de cette condition. En effet, des ampères-tours d'excitation J_{ex2} égaux aux ampères-tours de saturation permettent de maintenir le cycle de fonctionnement en zone saturée à la limite du régime linéaire quel que soit le flux maximal d'alimentation. Alors, l'ondulation du couple monophasé vaut :

$$\frac{\Delta C}{\langle C \rangle} = \left[1 + DZN\left(\frac{4\,\psi}{\pi} - 1\right)\right] \cdot \frac{\pi}{\psi}\,. \qquad (3.13)$$

Une telle machine devra donc être alimentée à flux maximal constant (U_M/ω = Cte) tel que le flux maximal normalisé soit égal à DZN, la variation du couple pourra alors être obtenue par réglage de l'angle interne [7].

Les harmoniques du couple de rang pair sont alors très faibles, il faut donc choisir une machine diphasée ou tétraphasée pour obtenir un couple constant.

Cette propriété des machines excitées à variation de perméance triangulaire peut, dans un cas très particulier, s'appliquer à une machine non excitée très saturée. En effet, si DZN tend vers 1 (cycle $\varphi(j)$ très ouvert) et si $K = 0$, on peut approcher les valeurs $\delta'' = 2$ et $\delta' = \sqrt{2}$, le courant étant constitué de créneaux unidirectionnels, l'ondulation relative du couple monophasé vaut 2 ce qui est très faible comparé aux valeurs obtenues dans les machines excitées. Un nombre pair de phases permet, là aussi, d'obtenir un couple quasiment constant. De telles caractéristiques ne semblent pas utopiques. En effet, une machine de 5 kW de caractéristiques DZN = 0,92 et $K = 0$ [9] a été construite, mais sa variation de perméance n'est pas triangulaire. Il semble qu'une recherche dans la forme et les proportions des motifs permette de réaliser les caractéristiques souhaitées. Des calculs de champs et des expériences ont déjà montré la faisabilité de la caractéristique $K = 0$ très intéressante dans de nombreux cas.

3.6 CONCLUSION. — La recherche des formes d'ondes d'alimentation optimales des machines à réluctance variable a permis de diminuer considérablement le dimensionnement des convertisseurs en adoptant une source de tension en créneaux. De telles ondes peuvent être obtenues avec des structures classiques, très simples dans les cas des régimes non excités et excités mode 2 où un courant d'alimentation unidirectionnel suffit. Le gain obtenu sur le dimensionnement, par rapport aux alimentations en courant est surtout important si la variation relative de perméance DZN est supérieure à 0,5.

Le régime excité, à condition de travailler en zone saturée, permet encore de diminuer le facteur de dimensionnement du convertisseur d'alimentation (dans un rapport 2 environ) par rapport au régime non excité. Mais il faut alors accepter un couple monophasé très pulsatoire qui peut être inadmissible dans les machines multimonophasées de forte puissance. Toutefois, l'ondulation du couple polyphasé est très réduite.

Il semble intéressant de concevoir simultanément la machine et son convertisseur car il existe des associations caractéristiques machines-convertisseurs particulièrement avantageuses. La forme des motifs, en particulier, est très influente sur la forme de l'onde spatiale de perméance, sur la variation relative de perméance et sur le facteur de saturation K.

Enfin, la prolongation de cette optimisation aux machines à phases couplées magnétiquement apportera un complément indispensable à l'étude des ensembles convertisseurs-machines à réluctance variable. Ce travail est actuellemement poursuivi au L.E.SI.R. à l'E.N.S. de Cachan.

Annexe 1.

EXEMPLES DE STRUCTURES OPTIMALES DE CONVERTISSEURS. — Dans une étude des différentes structures des convertisseurs susceptibles de générer les formes d'ondes optimales d'alimentation [7], on a déterminé le facteur de dimensionnement global de chaque ensemble. Selon qu'il s'agit de machines à phases électriquement non couplées ou couplées (étoile ou polygone), les formes d'ondes de tension s'éloignent plus ou moins des formes optimales. En régime excité et dans le cas des machines polyphasées, on s'est soucié des réactions du flux d'alimentation sur celui d'excitation. Pour éliminer ces réac-

tions, il suffit que la somme des flux instantanés soit constante, dans ces conditions, les enroulements d'excitation de chaque phase connectés en série sont soumis à une force électromotrice de réaction nulle. Il est alors aisé d'alimenter le bobinage d'excitation en courant constant avec une source de tension.

Deux structures intéressantes sont présentées, l'une en régime non excité pour l'alimentation d'une machine à phases électriquement indépendantes (Fig. A1), l'autre en régime excité pour l'alimentation d'une machine triphasée couplée en étoile (Fig. A2).

Le facteur de dimensionnement global doit prendre en compte le nombre d'interrupteurs commandés ainsi que leurs contraintes tension-courant réelles qui ne sont pas forcément celles d'une phase de la machine. Par exemple, dans le cas d'un couplage étoile des phases, la tension maximale aux bornes des composants est la tension composée aux bornes de la machine, ainsi :

$$\delta_g^{(i)} = n \cdot k^{(i)} \cdot \delta^{(i)}$$

où n est le nombre d'interrupteurs commandés par phase et $k^{(i)}$ un coefficient supérieur ou égal à 1 prenant en compte le couplage des phases de la machine et l'alimentation avec une tension dégradée par rapport à la tension optimale (cas de l'alimentation de la figure A2).

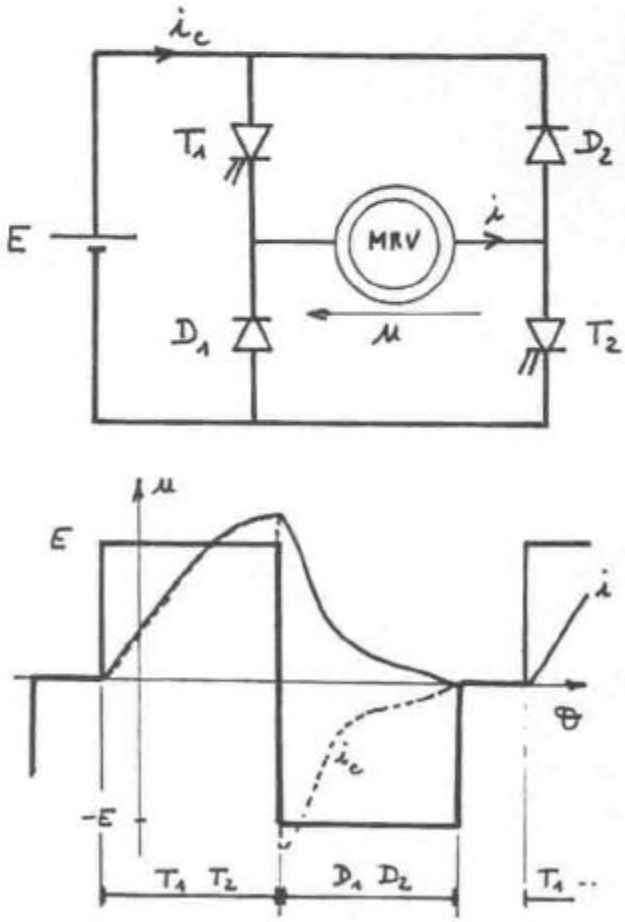


Fig. A1. — Convertisseur d'alimentation en régime non excité.

[Supply convertor in unexcited mode.]

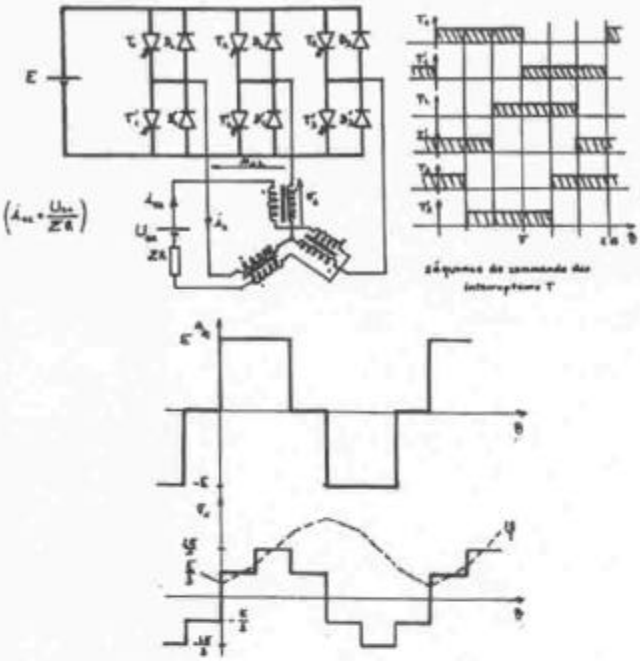


Fig. A2. — Convertisseur d'alimentation en régime excité.

[Supply convertor in excited mode.]

Avec le convertisseur en demi-pont (Fig. A1) utilisé en régime non excité, $n = 2$ et $k^{(i)} = 1$ alors :

$$\delta_g'' = 2 \cdot \delta'' .$$

Dans le cas de la machine triphasée couplée en étoile et alimentée par la structure de la figure A2 nécessite deux interrupteurs commandés par phase ($n = 2$), la tension maximale aux bornes des composants vaut 1,5 fois la tension simple maximale ($k'' = 1{,}5$). D'autre part le facteur de dimensionnement δ_{02}'' est augmenté par rapport à la valeur optimale, conséquence de l'alimentation dégradée pour l'élimination des réactions sur l'excitation.

Un exemple comparatif est donné au tableau A.3. La comparaison porte sur l'alimentation (simulation numérique) de la machine polydiscoïde de 200 kW (§ 3.1) par l'une ou l'autre des deux structures précédentes et d'une machine synchrone triphasée couplée en étoile fonctionnant à $\cos\varphi = 1$ sous tension sinusoïdale ($\delta_{g0}'' = 2\sqrt{3}\,\delta_0''$ et $\delta_0'' = 2$: voir § 2.4). Rappelons que les caractéristiques magnétiques de cette machine à réluctance variable ne sont pas optimales. Malgré cela on a obtenu un facteur de dimensionnement global inférieur à celui de la machine synchrone.

On remarque que le régime excité offre un dimensionnement avantageux à condition d'accepter

	δ''_g	$\frac{\Delta C}{\langle C \rangle}$	$\frac{C_{hs}}{\langle C \rangle}$
MRV non excitée (Fig. A.1)	11,2	4,3	30%
MRV excitée mode 1 (Fig. A.2)	6,1	10,4	12%
Machine synchrone	7		

Fig. A3. — Comparaison d'ensembles machines-convertisseurs.

[Comparison of convertor-machine sets.]

une forte pulsation du couple monophasé. En courant unidirectionnel (cas du régime non excité), le courant efficace est plus élevé qu'en courant bidirectionnel pour la même excursion des ampères-tours, dans l'exemple présenté, la machine non excitée nécessite une section de cuivre 2 fois plus élevée que la machine excitée [7] (en prenant en compte l'enroulement d'excitation).

Annexe 2.

EXPÉRIMENTATION, VALIDATION DES CALCULS. — Pour valider cette étude théorique, nous avons réalisé un convertisseur et sa commande d'autopilotage pour alimenter une machine à réluctance variable monophasée d'une centaine de watts. Nous avons mesuré les caractéristiques magnétiques permettant de la modéliser et nous avons effectué différents essais en régime non excité et excité mode 2. Ils nous ont permis de vérifier les calculs numériques. L'hypothèse de Kapp n'étant pas valable, il nous a fallu réaliser un nouveau programme de calcul prenant en compte la résistance du bobinage non négligeable dans cette machine de petite puissance et alimentée avec une très forte densité de courant. Lors des essais, nous avons atteint en particulier, en régime excité, un facteur de dimensionnement global inférieur à 6 à pleine puissance [7].

La structure générale de l'ensemble convertisseur-machine à réluctance variable autopilotée est donnée à la figure A4. La figure A5 montre un exemple des formes d'ondes de tension et courant et du cycle $\varphi(j)$ obtenus en régime non excité ($\delta'' = 5$).

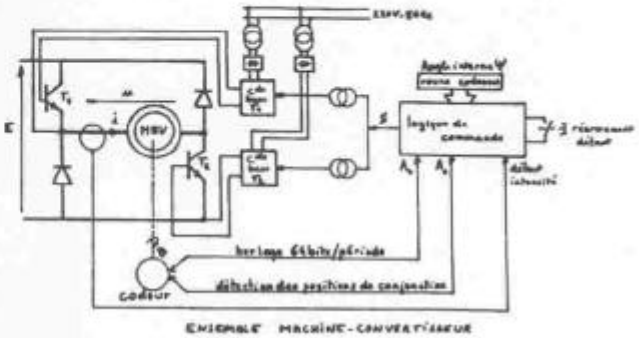


Fig. A4. — Structure générale de la maquette d'essai.

[Structure of the supply and its control.]

Fig. A5. — Oscillogrammes de la tension, courant et cycle de fonctionnement obtenus en régime non excité (U_M = 110 V, I_M = 2,9 A, P = 64 W, f = 148 Hz).

[Voltage, current and operating cycle in unexcited mode (U_M = 110 V, I_M = 2.9 A, P = 64 W, f = 148 Hz).]

Remerciements.

Les auteurs tiennent à remercier le Professeur Rioux et le personnel de son laboratoire qui ont rendu possible la réalisation de ce travail et l'ont soutenu financièrement.

Rectificatif.

Dans l'article référencé [1], les photos sont dues au travail de S. Allano, chercheur C.N.R.S. au Laboratoire d'Electrotechnique à Orsay.

Bibliographie

[1] GLAIZE, C., Recherche des formes optimales d'alimentation des machines à réluctance variable, *Revue Phys. Appl.* **20** (1985) 779 à 794.

[2] WIART, A., CAUSSIN, G., MARCHENOIR, A. (Jeumont-Schneider), Machine homopolaire alimentée par onduleur de courant pour entraînement de grande puissance à grande vitesse. *RGE* **93** n° 10 (1984) 666 à 672.

[3] MEISEL, J., *Principles of electromechanical energy conversion* (McGraw Hill) 1966.

[4] FAUCHER, J., ESCUDE, G., Alimentation en courant pour machine à réluctance variable autopilotée. *Electron. Appl. Indust.* (1979) 47 à 53.

[5] ALLANO, S., GLAIZE, C., *Reluctance machine supplied with thyristor converter.* ICEM (1982) Budapest, p. 579 à 582.

[6] ZHOU, J., MAILFERT, A., *Etude comparative des moteurs associant des aimants permanents et un effet de réluctance variable.* Laboratoire EEA Nancy, CNRS, 3e journée d'étude sur les moteurs pas à pas (juin 1984) p. 25 à 33.

[7] MULTON, B., *Contribution à l'optimisation des ensembles convertisseurs-machines à réluctance variable. Minimisation du Facteur de dimensionnement.* Thèse de 3e cycle, Paris VI (2 juillet 1985).

[8] GLAIZE, C., *Etude générale et optimisation des modes d'alimentation des machines à réluctance variable. Application aux machines polydiscoïdes.* Thèse d'Etat, Paris VI (13 décembre 1983).

[9] BYRNE, J. V., MCMULLIN, M. F., *A saturable reluctance motor investigated as a spindle in the kW range.* ICEM (1982), Budapest, p. 266 à 269.

[10] DESESQUELLES, P. F., *Contribution à l'étude de l'alimentation des machines à réluctance variable. Simulation numérique de trois ensembles machines-convertisseurs.* Thèse de 3e cycle, Paris VI (20 mai 1983).

[11] ALLANO, S., GLAIZE, C., Etude systématique de la commande d'une alimentation pulsée pour systèmes de forte puissance. *Revue Phys. Appl.* **17** (1982) 37 à 44.

Dans toute cette étude, les paramètres de l'alimentation électronique ainsi que ceux du moteur ont été pris en compte. Au long de ce travail, l'un des soucis majeurs fut de rechercher les caractéristiques d'une éventuelle machine à réluctance variable idéale. À travers les nombreux calculs numériques effectués sur ordinateur, il est apparu, dans certaines situations, que les facteurs de dimensionnement pouvaient atteindre des valeurs particulièrement faibles ; cette observation a permis de trouver des pistes d'analyse théorique [annexes thèse B. Multon]. L'une d'entre elles a été présentée dans l'article **[C3]**. Les caractéristiques électromagnétiques d'une machine à réluctance variable idéale y sont proposées, elles sont probablement utopiques mais montrent ce vers quoi l'on peut essayer de tendre. Cette MRV idéale alimentée en courant unidirectionnel possède un rapport de saillance très élevé, un très faible courant de saturation (entrefer minimal), une saturation à très faible inductance incrémentale, ainsi qu'une onde de perméance triangulaire pour tout niveau d'excitation (c'est sans doute la caractéristique la plus difficile à obtenir). Dans ces conditions, le facteur de dimensionnement peut tendre vers celui obtenu avec un hacheur quatre quadrants de machine à courant continu, il est donc plus avantageux que celui que permettent toutes les machines à commutation électronique. En outre, le couple instantané d'un tel ensemble convertisseur machine à quatre phases est peu ondulé malgré une alimentation en créneaux de tension à la pleine puissance.

A la même époque, les "Switched Reluctance Motors" des Anglais de Leeds et Nottingham commençaient à parvenir à maturité [12 à 16]. Ces machines étaient d'ailleurs elles-mêmes alimentées en créneaux de tension à la puissance maximale et sur une assez large plage de vitesse, sans doute parce que c'était la forme d'onde la plus simple à générer avec un convertisseur statique alimenté par une source de tension continue. Mon travail de thèse n'avait eu que le maigre mérite de montrer que ce que faisaient les autres était bien ! Néanmoins, j'avais effectué un travail original sur l'influence des caractéristiques électromagnétiques du moteur. Parallèlement, la quantification de la puissance silicium ("converter volt-ampere requirements") était étudiée par T.J.E. Miller (publication [17] septembre/octobre 1985) dans le cas des moteurs à réluctance variable à double saillance alimentés en créneaux de tension. Bien que ses paramètres caractéristiques des MRV (rapport λ_u des inductances de conjonction sur opposition et facteur de saturation $\sigma = \frac{L_a^s}{L_a^u}$, où L_a^s est l'inductance apparente en position de conjonction saturée : $\frac{\phi}{i}$, et L_a^u l'inductance de conjonction en zone linéaire) et ses paramètres d'alimentation en tension (angles de commande comptés à partir du début de la croissance de l'onde d'inductance) soient différents de ceux de mon étude, il existe des relations simples qui les lient et un très fort rapprochement peut être établi.

Le modèle électromagnétique de Miller était aussi linéaire par parties, pour les mêmes raisons de facilité d'analyse de la totalité de l'ensemble machine-convertisseur, et l'alimentation était à flux forcé. Les différences essentielles se situaient dans le fait que dans [17] l'inductance incrémentale en conjonction saturée était nécessairement égale à l'inductance d'opposition (K=0 selon les notations de ma thèse et de **[R1, C3]**, valeur favorable pour minimiser le dimensionnement de l'onduleur...) et que l'analyse du fonctionnement était effectuée pour un courant à maximum plat ("flat topped current") correspondant à l'égalité de la f.e.m. du moteur avec la tension appliquée au régime nominal à la vitesse de base. Enfin, la forme d'onde d'inductance analysée était unique et correspondait à un MRVDS dans lequel la

largeur angulaire des pôles rotorique est égale à celle des pôles statoriques, ce qui lui donne un grand "plat d'opposition" et une conjonction plutôt "pointue". À la fin de son étude très détaillée, Miller parvient à des conclusions similaires aux miennes : la puissance apparente de l'onduleur peut être raisonnable et comparable à celle des machines classiques à commutation électronique, la saturation améliore le "facteur de puissance" (résultat qui surprend d'ailleurs Miller), le nombre de phases n'influe pas directement sur la puissance silicium totale...

ARTICLE [C3]

"Size Power Ratio Optimization for the Converters of Switched Reluctance Motors".
IMACS'TC1, Nancy, September 1990, pp.325-331.

IMACS-TC1'90
NANCY
19-20-21 SEPTEMBRE 1990

SIZE POWER RATIO OPTIMIZATION FOR THE CONVERTERS OF SWITCHED RELUCTANCE MOTORS

MULTON Bernard
LESIR, URA CNRS n° D1375
E.N.S. de CACHAN
61, av. du Pdt Wilson
94235 CACHAN Cédex

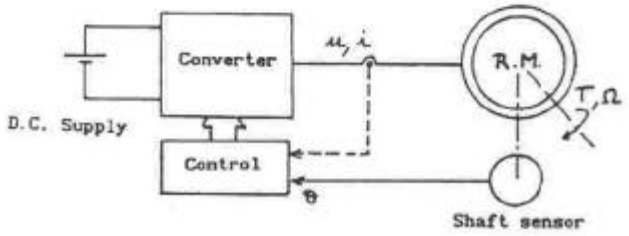
C. GLAIZE Christian
LABORATOIRE D'ELECTROTECHNIQUE
U.S.T. du LANGUEDOC
Place Eugène Bataillon
34060 MONTPELLIER Cédex 1

ABSTRACT

In this paper, the authors present research results on the optimization of supply current shapes for switched reluctance motors (S.R.M.). After recording the advantages and disadvantages of S.R.M., and more specifically of the converter oversize , they define new size power ratios (S.P.R.) which take into account RMS and peak values of current and voltage. They describe the motor's numerical modelisation with magnetic saturation and any spatial waves of permeance. With a numerical simulation, they go on to determine optimal waves of current and voltage which minimize S.P.R..They demonstrate a theoretical absolute limit and define the ideal switched reluctance motor. They finally give experimental results to validate the numerical model.

1- INTRODUCTION

The switched reluctance motor (S.R.M.) is a brushless motor like the D.C. brushless motor or the induction motor with vector control. It is a doubly-salient motor like the reluctance stepper motor but, furthermore, the S.R.M. has a shaft sensor which gives control information to the converter (figure 1). Its structure can be cylindrical /1/ or discoidal /2/ with many airgaps for high performance.



The Switched Reluctance Motor
Figure -1-

The instantaneous current or voltage value in each coil is defined by rotor position. It is theoretically possible to obtain any current wave by P.W.M. with the converter. Therefore, we can try to find out optimal current shapes which minimize the size of the converter switches for maximum motor power.

The advantages and disadvantages of S.R.M. /3/ are as follow :

Advantages : robustness and reliability

- there is no coil and permanent magnet in the rotor, therefore the bulk of losses appears on the stator and cooling is easier; furthermore, higher temperatures than with P.M. motors are permissible;
- The stator coils are easy to wind (salient poles);
- the torque is independent from current polarity, so converter topology can be simple, increasing its reliability and decreasing its cost. Furthermore, it is possible to have only one switch per phase /4/;
- the diversity of the structures is compatible with domestic appliances (low cost with vernier cylindrical structures) and robotic appliances (high specific torque and power with multiairgap structures).

Disadvantages : the ripple torque can be high and converter oversized (if no caution is taken).

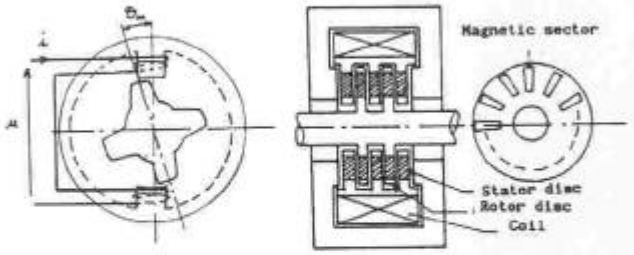
- the nature of energy conversion provides a ripple torque which may contribute to accoustiv noise, above all in large machines;
- Converter size is usually greater than that of the converters of classical motors for the same output power.

However, these two problems may be solved by use of current waves which are adapted to the operation point (torque-speed).

We propose to try and find out the ideal current wave which minimizes converter size. This study concerns only reluctance machines without magnetic coupling between phases like, for example, vernier doubly-salient and multistack machines.

2- THE RELUCTANCE MOTOR MODEL

Each phase is magnetically uncoupled with the others, so we can consider one phase of the simple structure as shown in Fig. 2a (vernier cylindrical motor) and Fig.2b (axial multi-airgap motor).



Vernier cylindrical — Multi-airgap discoidal structures, only one phase is represented

Figure -2a- Figure -2b-

Coil inductance l depends on rotor position θ_m andon current i because the magnetic circuit is saturable. The period of l is : $\frac{2\pi}{N_r}$ where N_r is the number of rotor teeth. We define the electrical angle θ :

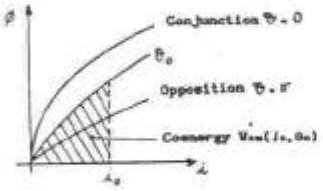
$$\theta = N_r.\theta_m \qquad 2.1$$

Electric angular velocity (supply) $\omega = 2\pi.f$ is given by :

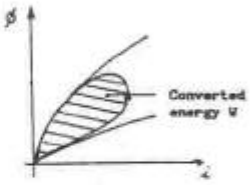
$$\omega = N_r.\Omega \qquad 2.2$$

where Ω is mechanical angular velocity.

The machine is represented by its function $\Phi(\theta, i)$ as shown in Fig.3a.



Reluctance motor characteristics
Figure -3a-



Working cycle
Figure -3b-

For $\theta = 0$, the rotor is in conjunction with the stator. For $\theta = \pi$, it is in opposition.

Magnetic coenergy is defined by :

$$W'_{em}(\theta_0, i_0) = \int_0^{i_0} \Phi.di \qquad 2.3$$

So the instantaneous torque is given by /5/ :

$$t = \frac{\partial W_{em}}{\partial \theta} \qquad 2.4$$

and voltage by :

$$u = \frac{d\Phi}{dt} = \omega.\frac{d\Phi}{d\theta} = N_r.\Omega.\frac{d\phi}{d\theta} \qquad 2.5$$

If the magnetic circuit is not saturated, we can calculate the instantaneous torque with the inductance $l(\theta)$:

$$t = \frac{1}{2}.i^2.\frac{dl}{d\theta} \qquad 2.6$$

In this expression, we can see that torque is independent from current polarity and proportional to the inductance derivative. The torque is positive if there is a current when $l(\theta)$ is increasing and negative if $l(\theta)$ is decreasing. So it is possible to choose between motor or regenerative operation.

For a conversion cycle, work is :

$$W = \oint \Phi\, di \qquad 2.7$$

This is represented by the cycle area in $\Phi(i)$ plane in Fig. 3b.

This energy is converted at supply frequency f and is equal to mechanical energy. So, for one phase, we have :

$$f.W = T.\Omega \qquad 2.8$$

where T is the average torque produced by one phase, for a polyphase motor, this value may be multiplied by the number of phases.

We thus have, with expression 2.2 :

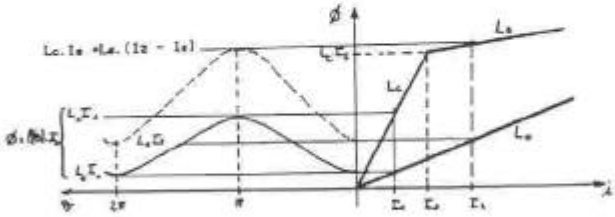
$$f = N_r\,\frac{\Omega}{2\pi} \qquad 2.9$$

From 2.8 and 2.9, the average torque is :

$$T = \frac{N_r}{2\pi}\,W \qquad 2.10$$

numerical model

To modelize the machine with a minimum number of parameters, we use a three slope electromagnetic model /6, 7/ with improvement (see description in Fig. 4).



Three slope model
Figure -4-

In this model :

- L_c is the inductance in unsaturated conjunction;
- L_o is the inductance in opposition (never saturated in these machines);
- L_s is the inductance in saturated conjunction;
- I_s is the saturation current for all angles θ.

We define normalized parameters as follows; DLN being the relative variation of inductance and K describing the saturation :

$$DLN = \frac{L_c - L_o}{L_c + L_o}, \qquad 0 < DLN < 1 \qquad 2.11$$

$$K = \frac{L_s - L_o}{L_c - L_o} \qquad 2.12$$

We observe that $K = 0$ if $L_s = L_o$.

The model must be determined for the operating area (saturation level) of the machine.

Another parameter, shown in Fig. 4, is the spatial inductance (or permeance) shape : $f(\theta)$ is supposed independent from the current level. $f(\theta)$ is defined by the following conditions :

$$\begin{cases} * \ f(\theta) = f(-\theta) \\ * \ f(0) = 1 \\ * \ f(\pi) = -1 \end{cases}$$

For example, if the permeance or inductance wave is sine :

$$f(\theta) = \cos\theta$$

if the reluctance wave is sine :

$$f(\theta) = \frac{DLN + \cos\theta}{1 + DLN.\cos\theta}$$

So, $f(\theta)$ can be written with Fourier series.

Therefore, the reluctance motor can be defined by the three parameters : DLN, K and $f(\theta)$.

* if $i \le I_s$:

$$l(\theta) = \frac{L_c + L_o}{2}\,[1 - DLN.f(\theta)]$$

$$\text{and } \Phi(i,\theta) = l(\theta).i \qquad 2.13$$

* if $i \ge I_s$, we can calculate :

$$\Phi(i,\theta) = l(\theta).I_s + [(K-1).DLN + 1 + K.(l(\theta) - \frac{L_c+L_o}{2})].(i - I_s) \qquad 2.14$$

3- SIZE POWER RATIOS AND OPTIMIZATION

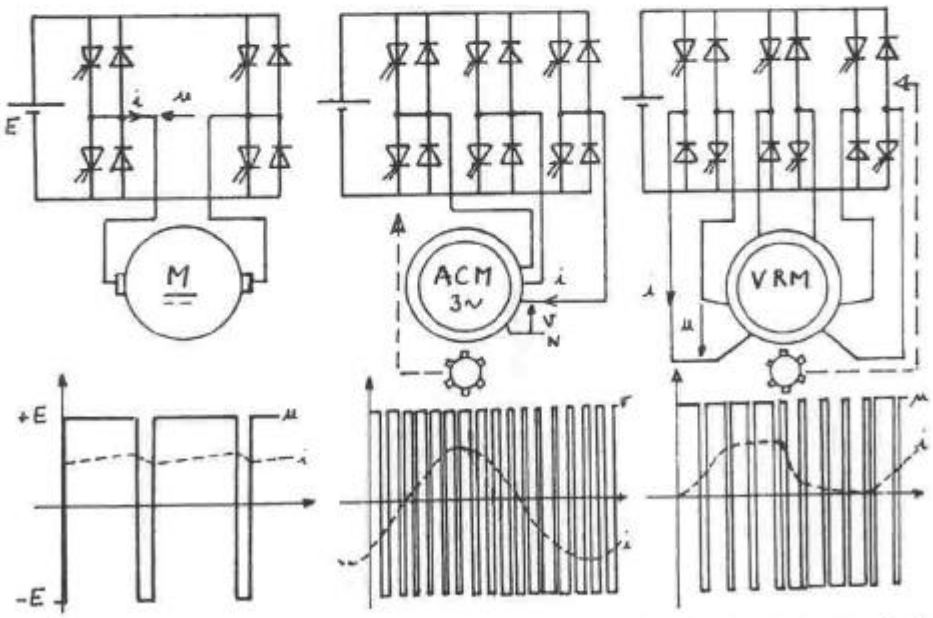
We define the "Sizing factor" f_d of a converter by :

$$f_d = \frac{n.U_M.I_M}{P} \qquad 3.1$$

where : n is the number of power switches (including the freewheeling diodes)

U_M and I_M are the maximum voltage and current;

P is the electric power.



D.C. motor drive $f_d = 4$ | *A.C. motor drive* $f_d = \frac{8}{\cos\phi}$ | *Switched reluctance drive* $f_d = 2.\delta''$ $(\delta'' \ge 2)$

Figure -5-

Figure 5 shows the converters, voltage and current shapes and the sizing factor for D.C. Brush Motors, A.C. Motors (DC brushless or induction) and Switched Reluctance Motors. In the case of S.R.M., it's possible to supply it with many current shapes and the sizing factor is highly dependent on these shapes.

To determine fd, we define the **size power ratio** δ'' /8, 9/ :

$$\delta'' = \frac{U_M . I_M}{P_1} \qquad 3.2$$

where P_1 is the power per phase.
This S.P.R. is used with power switches which are sized by maximum current. We can also take R.M.S. current into account, therfore defining another S.P.R. δ' by :

$$\delta' = \frac{U_M . I_{eff}}{P_1} \qquad 3.3$$

To minimize the sizing power of the converter, we propose to optimize current shape by trying to find out the minimum value of δ' or δ''. In the case of switched reluctance motors, we can obtain S.P.R. values with the characteristic $\Phi(i,\theta)$:

$$\delta'' = \frac{\mathrm{Max}\left[\frac{d\Phi}{dt}\right] . \mathrm{Max}[i(t)]}{T.\Omega} \qquad 3.4$$

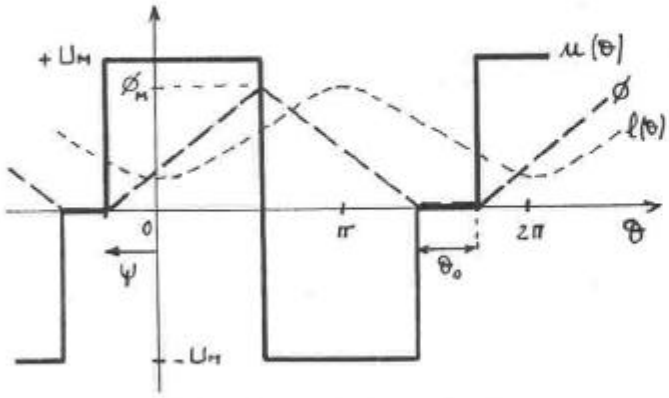
where T is the average torque produced by one phase.

From expressions **2.5**, **2.7** and **2.10**, S.P.R. δ'' can be written as follows :

$$\delta'' = \frac{\mathrm{Max}\left[\frac{d\Phi(\theta,i)}{d\theta}\right] . \mathrm{Max}[i(\theta)]}{\frac{1}{2\pi}\oint \Phi \, di} \qquad 3.5$$

In this expression, δ'' is only dependent on the shape $i(\theta)$, therefore we can begin current optimization.

We have written a numerical optimization programme. We found that the optimum current wave is such that the corresponding voltage wave is square, as shown in Fig. 6.



Optimal voltage wave form

Figure -6-

The optimal parameters Φ_M, ψ and θ_0 depend on the motor parameters defined in chapter 2 and on the required torque. So we have :

$$U_{Max} = N_r . \Omega . \frac{\Phi_M}{\pi - \frac{\theta_0}{2}} \qquad 3.6$$

In the case of unsaturated motor, the optimal parameters ψ and θ_0 are constant for any torque and : $T = k.\Phi_M^2$.

Generally /7/, to have minimum S.P.R. we must have :

$$0° \le \theta_0 \le 30° \text{ and } 30° \le \psi \le 80°$$

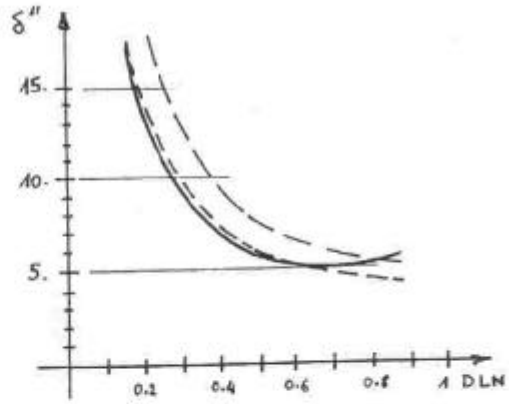
and : $T = k.\left[\frac{U_M}{\Omega}\right]^2$ for unsaturated operation

$T \cong k.\left[\frac{U_M}{\Omega}\right]$ for saturated operation

So, to minimize converter size, one can use this optimum voltage wave for maximum power P_M of the motor. Under P_M, it's possible to switch with P.W.M. the voltage wave to regulate the torque.

4- SIZE POWER RATIO VALUES AND AN IDEAL SWITCHED RELUCTANCE MOTOR

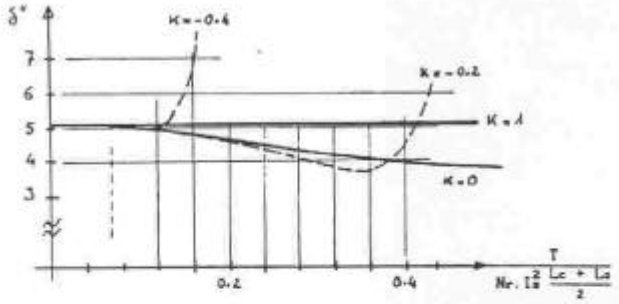
The smaller values for δ'' are highly dependent on the motor parameters defined in chapter 2 : DLN, K and $f(\theta)$. Figure 7 gives results for K = 1 (unsaturated magnetic circuit), for sine and triangular inductances and for sine reluctance shapes.



Minimum Size Power Ratios vs. relative inductance variation for unsaturated motors

Figure -7-

Saturation is very effective to cause S.P.R. to decrease, above all with great DLN values; in Fig 8, we show S.P.R. reduction.



Minimum S.P.R. for a saturated motor vs. torque

Figure -8-

If K = 1, there is no saturation (formula 2.12) and minimum S.P.R. is the same as for any torque value.

If K = 0, we can see minimum S.P.R. is decreasing when saturation level is increasing.

If K is negative, cycle area is limited to a maximum value. When the torque approaches the limit, δ° increases.

An ideal switched reluctance motor

After numerous computations, we obtained interesting results. We give in Fig. 9a the motor's characteristics and , in Fig 9b the supply voltage and flux waves.

Optimal parameters of motor are : $I_s = 0$, $K = 0$, DLN 1 and triangular inductance wave.
Optimal parameters of supply are : $\psi = \theta_0 = 0$.

According to figure 9a, flux is given by :

$$\Phi(i_0, \theta) = (\Phi_s + L_s . i_0) . \frac{\theta}{\pi} \qquad 4.1$$

Flux is compelled by voltage supply and its expressions are :

* for : $0 \le \theta \le \pi$: $\Phi(\theta) = \frac{U_M}{N_r . \Omega} . \theta$ 4.2

* for : $\pi \le \theta \le 2\pi$:

$$\Phi(\theta) = \frac{U_M . \pi}{N_r . \Omega} - \frac{U_M}{N_r . \Omega} . (\theta - \pi) \qquad 4.3$$

Maximum flux Φ_M is :

$$\Phi_M = \frac{U_M . \pi}{N_r . \Omega} \qquad 4.4$$

So, with formulae 4.1 ,4.2 and 4.4, current wave can be calculated approximately :

* for : $0 \le \theta \le \pi$: $i(\theta) = \frac{\Phi_M - \Phi_s}{L_s} = I_M$ 4.5

* for : $\pi \le \theta \le 2\pi$: $i(\theta) = 0$

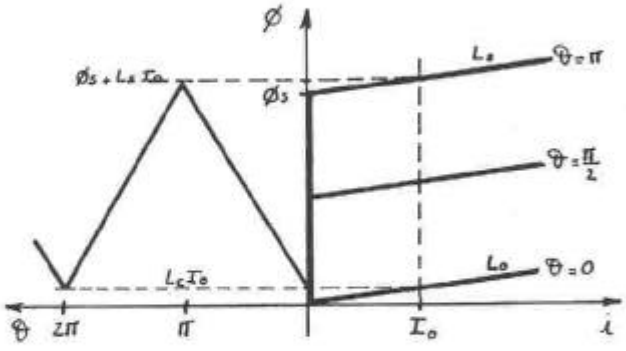
In reality, increasing duration of current is not null. It corresponds at the angle $\Delta\theta$:

$$\Delta\theta = \frac{L_o . N_r . \Omega . I_M}{U_M} \qquad 4.6$$

With expressions 4.4, 4.5 and 4.6, we have :

$$\Delta\theta = \pi \frac{\Phi_M - \Phi_s}{\Phi_M} \qquad 4.7$$

Therefore, this angle is small (several 10°) and can be neglected in first rough estimate. Figure 10a shows voltage and current waves and figure 10b gives optimal cycle.



Characteristics of the Ideal Switched Reluctance Motor

Figure -9a-

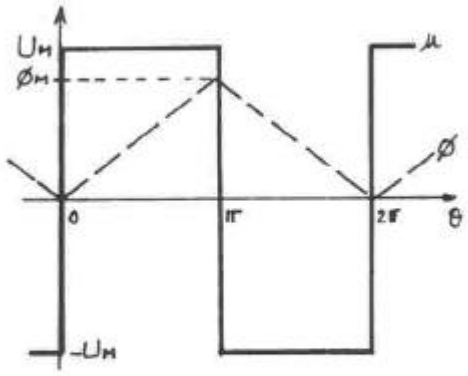
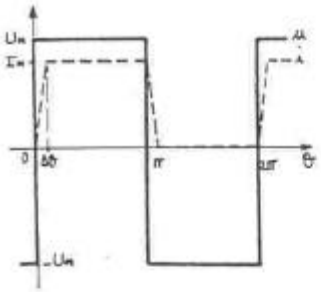
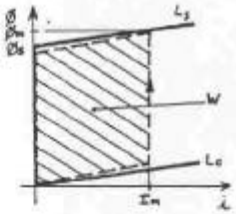


Figure -9b-



Current and voltage shapes

Figure -10a-



working cycle

Figure -10b-

for the ideal S.R.M.

Converted energy is given by the cycle area :

$$W \cong \Phi_s . I_M \qquad 4.8$$

This expression is valid only if $\Phi_M > \Phi_s$.

So, with expressions 2.10 and 4.4, average torque is given by :

$$T \cong \frac{\Phi_s . I_M}{2.\pi} \qquad 4.9$$

We can see that torque is proportional to current I_M.

The S.P.R. δ'' is calculated with 3.4, 4.4 and 4.9 :

$$\delta'' \cong 2\,\frac{\Phi_M}{\Phi_s} \qquad 4.10$$

So, $\delta'' \cong 2$ because inductance $L_s = L_o$ is very small and Φ_M is higher to Φ_s by only very little. Sizing factor fd is equal to 4 as is the case for D.C. brush motors and with a four quadrant operation.

To obtain these ideal characteristics, the reluctance motor must have a small airgap with regard to other sizes and it must have particular tooth forms /1/.

Furthermore, as instantaneous torque shape is square for each phase, using a 4 phase motor makes. It is appreciable to have a constant instantaneous torque.

5- EXPERIMENTAL RESULTS

We validate S.R. model and S.P.R. computation with a single phase motor supplied by an asymetrical half-bridge. We had to take into account coil resistance on account of small motor (power about 150 W).

Inductance shape is written with Fourier series, the other parameters are : DLN ≅ 0.62, K ≅ - 0.1 and Is ≅ 1.5 A.

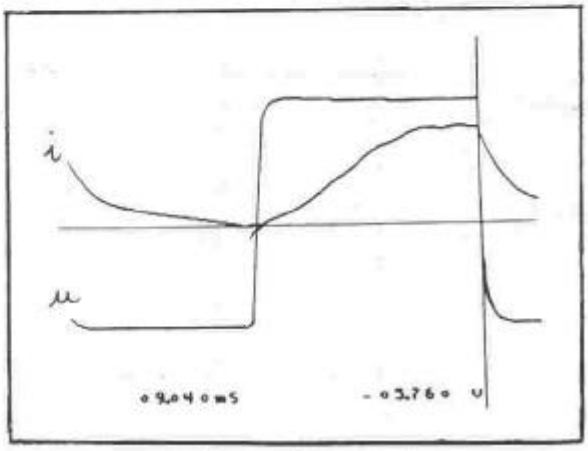
Figure 11 shows a comparison between numerical simulation and measures.

Therefore, we achieved significant S.P.R. reduction with saturation effect as shown in fig. 8.

6- CONCLUSIONS

Minimum converter size for S.R.M. is obtained with square voltage shapes. This supply wave is often used to supply S.R.M. but our optimization enabled us to make sure that is was the optimum wave for all reluctance motor, whatever their characteristics. Therefore we have thus found out special characteristics to obtain an ideal S.R.M..

The motor's characteristics have a great influence on drive performances. So, it is very important to design at the same time machine and supply.

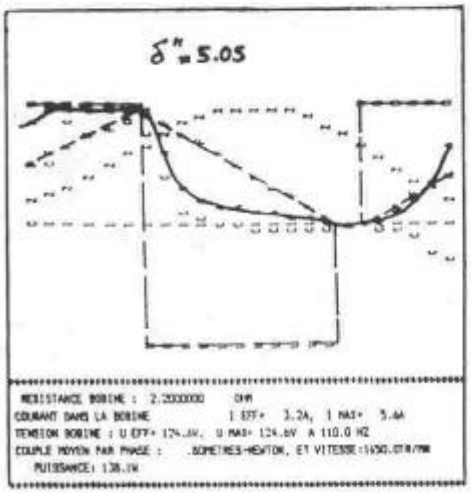


voltage and current

$\Psi = 90°$, $I_M = 5.6$ A, $I_{RMS} = 3.2$ A

$U_M = 125$ V, $P = 139$ W, $\delta'' = 5$

Measures



Numerical simulation

Figure -11-

7- REFERENCES

1 LAWRENSON, P.J., STEPHENSON, J.M., BLENKINSOP, P.T., CORDA, J. and FULTON, N.N. : "Variable speed switched reluctance motors", IEE Proc. B, Elect. Power Appl., vol.127, pp.253-265, July 1980.

2 BASTOS, J.P., GOYET, R., LUCIDARME, J. : "Performances intrinsèques des machines à réluctance variable à disques imbriqués", Rev. Phys. Appl. 15, pp. 45-54, Jan. 1980.

3 HARRIS, R.H., FINCH, J.W., MALLICK, J.A., MILLER, T.J.E. : "A review of the integral-horsepower swiched reluctance drive", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-22, n°4, pp. 716-721, July/Aug. 1986.

4 DAVIS, R.M., RAY, W.F., BLAKE, R.J. : "Inverter drive for switched reluctance motor. Circuits and component ratings", IEE proc., Vol.128, Pt. B, n°2, pp.126-136, March 1981.

5 MEISEL, J. : "Principles of electromechanical energy conversion", Mc. Graw Hill, 1966.

6 DESESQUELLES, P.F.D. "Contribution à l'étude de l'alimentation des machines à réluctance variable. Simulation numérique de trois ensembles machines-convertisseurs", Thèse de 3ème cycle PARIS VI, 20 May 1983.

7 MULTON, B. : "Contribution à l'optimisation des ensembles convertisseurs-machines à réluctance variable. Minimisation du facteur de dimensionnement", Thèse de 3ème cycle PARIS VI-ENS de Cachan, 2 July 1985.

8 GLAIZE, C. :"Etude générale et optimisation des modes d'alimentation des machines à réluctance variable. Application aux machines polydiscoïdes", Thèse d'Etat, ENSET-PARIS VI, 13 Dec. 1983.

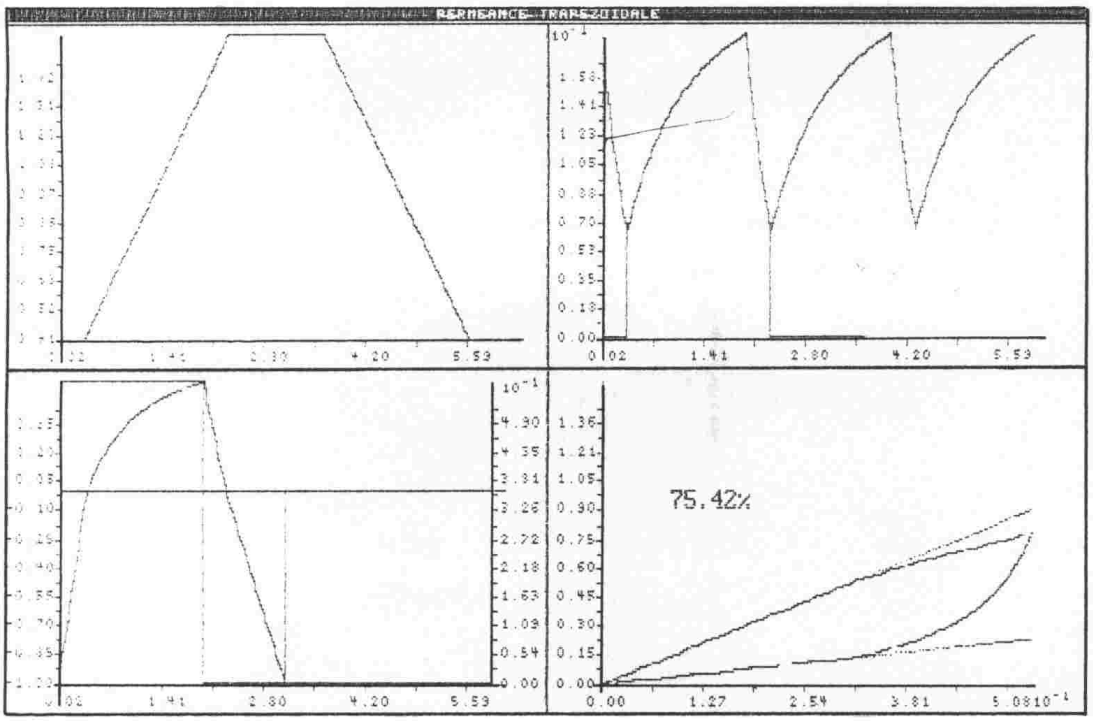
9 MULTON, B., GLAIZE, C. :"Optimisation du dimensionnement des alimentation des machines à réluctance variable", Rev. Phys. Appl. 22, pp. 339-357, May 1987.

2.2- ALIMENTATION EN CRÉNEAUX DE TENSION

Dans ma thèse, une analyse partielle des caractéristiques de l'alimentation en créneaux de tension des MRV a été effectuée. Cette analyse a été prolongée dans le cadre de la thèse de S. Hassine **[TH 1]** où nous avons pu profiter d'une meilleure connaissance des machines à réluctance à double saillance et de leurs paramètres fondamentaux [12]. Une optimisation des paramètres d'alimentation en créneaux de tension a été effectuée avec comme critères, la minimisation des pertes Joule et de l'ondulation du couple polyphasé avec des contraintes maxiamales de tension et de courant. Un programme de simulation et d'optimisation de l'alimentation a été écrit. Un exemple des résultats que l'on peut obtenir est donné à la figure 2.2.1 (tableaux de résultats numériques, fig.2.2.1.a, et formes d'ondes, fig.2.2.1.b).

```
< V_A_R_I_A_T_I_O_N_S  P_A_R_A_M_E_T_R_E_S   MACHINE à RELUCTANCE VARIABLE >
                                                                 < L.E.Si.R >
 Samedi  13  NOVEMBRE  1993   15:58
-------------------------------------------------------------------------------
---------------------< PARAMETRES MACHINE ET COMMANDE >----------------------
                       PERMEANCE TRAPEZOIDALE

 Z0 =     2.0E-07  TetapD = 120.000 Vmp =      8.000 Normalisation : FALSE
 Zc =    7.80E-07  TetanD =  68.571 Vmn =     14.000 Nbre points   =   300
 Zs =    1.40E-07    PsiD =   0.000  Nr =   4 | Nph =  3 | ns =    40 Spires
Dzn =    5.92E-01 dTetapD = 120.000 Js     =    860.000 Atr = 21.500 A
Kzn =   -1.03E-01  Teta1D =  21.000 Js_Max =    860.000 Atr = 21.500 A
  Ω =   3000.000 t/mn = 314.159 Rad/S | Wp = 1256.637 Rad/S |  f =  200.0 Hz

---------------------< COEFFICIENTS DE NORMALISATION >-----------------------

 K_omega  =    207.641  |  K_phi =    4.2E-04  |  K_couple =    7.2E-01

-------------------------< COURANT / AMPERES-TOURS >-------------------------

 Jrmin  = 0.00                        |  Jrmax  =  491.280 Atr =  12.282 A
 < J >  =  169.109 Atr   =   4.228 A|
 Jeff   =  257.294 Atr   =   6.432 A|
 Jeff_P =  229.990 Atr   =   5.750 A|  Jeff_N =  115.346 Atr =   2.884 A
 <I>_Alimentation/phase  =   2.072 A|  Ieff_Capacité/phase   =   6.090 A

----------------------------------< FLUX >----------------------------------

 F min =         0.000 m Wb          |  F max =         0.333 m Wb / Spire

---------------------------------< COUPLE >---------------------------------

 C  min         =         0.000 Nm  |  C  max =         0.134 Nm
 Cp min        =         0.048 Nm  |  Cp max =         0.134 Nm
 < C >         =         0.034 Nm  |  C  eff =         0.060 Nm
 < Cp >        =         0.101 Nm  |  Cp eff =         0.104 Nm

--------------------------------< CRITERES >--------------------------------

{[(Jeff)² / <C>]/Jefc_coeff} =         1.091  |  Jefc_coeff = 1805513.019
 δ' = [Vm.If / <u.i>] =      8.912 | δ' = [Vm.If / <C>.Ω] =      8.530
 δ" = [Vm.Im / <u.i>] =     17.017 | δ" = [Vm.Im / <C>.Ω] =     16.286
[C  max - C  min] =     0.1337 Nm  | FondC  =    397.775 %
[Cp max - Cp min] =     0.0852 Nm  | FondCp =     84.552 %
Ond_C_eff         =     0.0496 Nm  | Ond_Cp_eff  =     0.0248 Nm

--------------------------------< PUISANCE >--------------------------------

[Nph * < u * i >]                =     30.313 W
[ < Cp > * Ω    ]                =     31.673 W
Occupation du Cycle Energètique  =     75.420 %
-------------------------------------------------------------------------------
```

Résultats numériques de simulation d'alimentation en créneaux de tension obtenus avec le logiciel de S. Hassine
Figure -2.2.1.a-

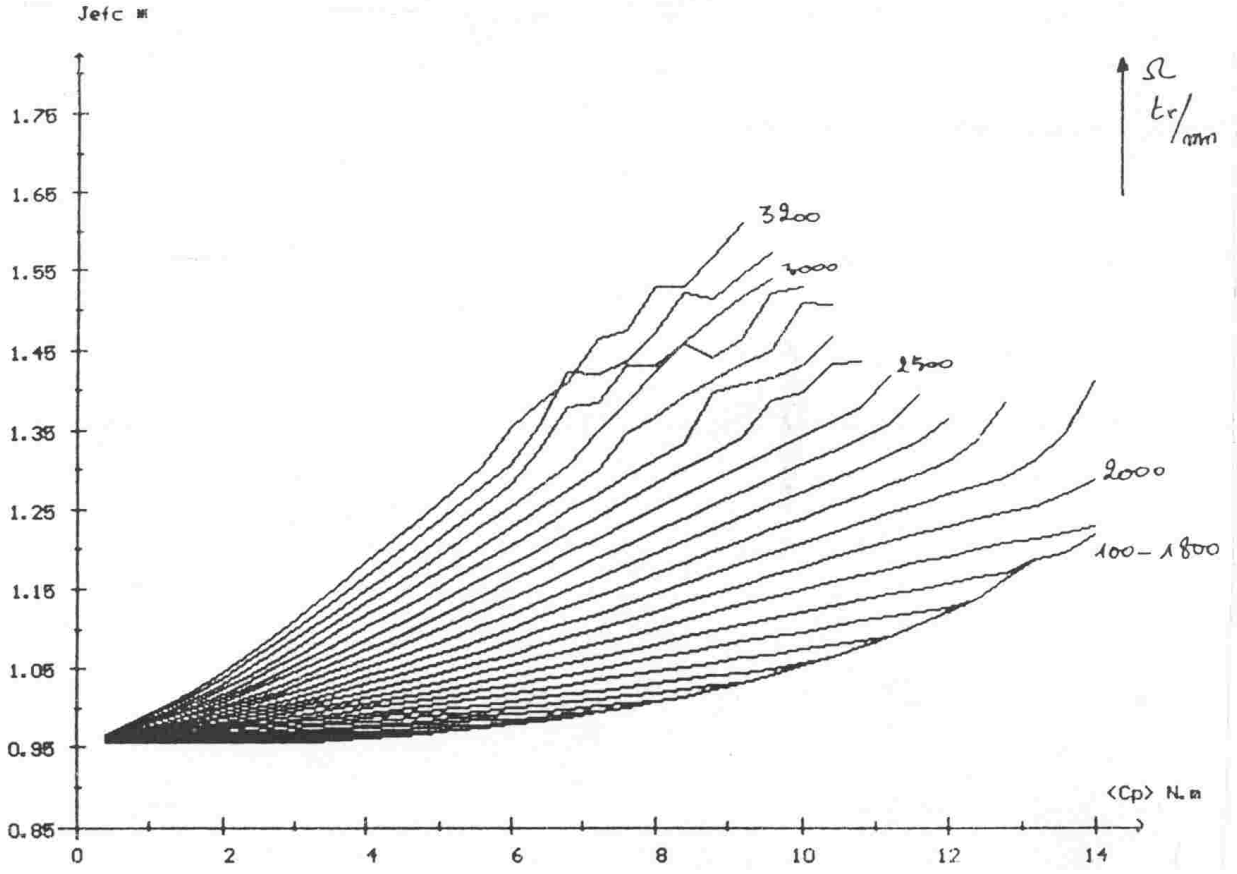


Formes d'ondes de simulation d'alimentation en créneaux de tension obtenues avec le logiciel de S. Hassine
Figure -2.2.1.b-

Cet exemple concerne le moteur décrit dans l'article **[C6]** dupliqué au chapitre 1.3. Les principales hypothèses de calcul restent le flux forcé et la saturation brutale du circuit magnétique (hypothèse inacceptable pour faire des simulations fines mais nécessaire pour analyser rapidement l'influence des caractéristiques de la machine).

La figure 2.2.2, issue de la thèse de S. Hassine, donne un exemple de courbe d'évolution des paramètres optimaux de commande pour la minimisation, en régime permanent, du rapport pertes Joule sur couple de la machine Oulton 8/6 de notre banc d'essai. La figure 2.2.2 est partagée en 2 parties, la première (fig.2.2.2a) montre l'évolution du rapport pertes Joule sur couple normalisé en fonction du couple, avec la vitesse comme paramètre ; plus la vitesse est élevée, plus on s'éloigne des formes optimales du courant d'alimentation car les angles de commutation s'accroissent. La seconde partie (fig.2.2.2b) montre l'évolution des paramètres de réglage (amplitude des créneaux de tension Vmp, angle d'avance ψ, angle de magnétisation θp). Au delà de 1900 tr/mn, la tension atteint la valeur maximale de 300 V et le réglage de son amplitude ne présente plus d'intérêt pour réduire les pertes Joule ; un réglage en mode pleine onde de tension est alors optimal, d'autant plus qu'il minimise les pertes de commutation des semi-conducteurs de l'onduleur.

On remarquera les nombreuses discontinuités et les croisements des courbes de variation des paramètres optimaux. Elles sont dues, soit à la discrétisation du modèle (recherche d'un minimum absolu parmi une famille de quasi-minima proches), soit à l'apparition des contraintes. Les problèmes d'implantation de telles lois de commande n'ont pas été résolus dans cette thèse. Le travail actuel de thèse de D. Flieller **[TH 7]** (collaboration avec l'équipe commande de J.P. Louis) consiste, en partie, à résoudre cette difficulté.



Evolution optimale du rapport pertes Joule sur couple
dans le cas d'une alimentation en créneaux de tension réglables en amplitude
Figure -2.2.2a-

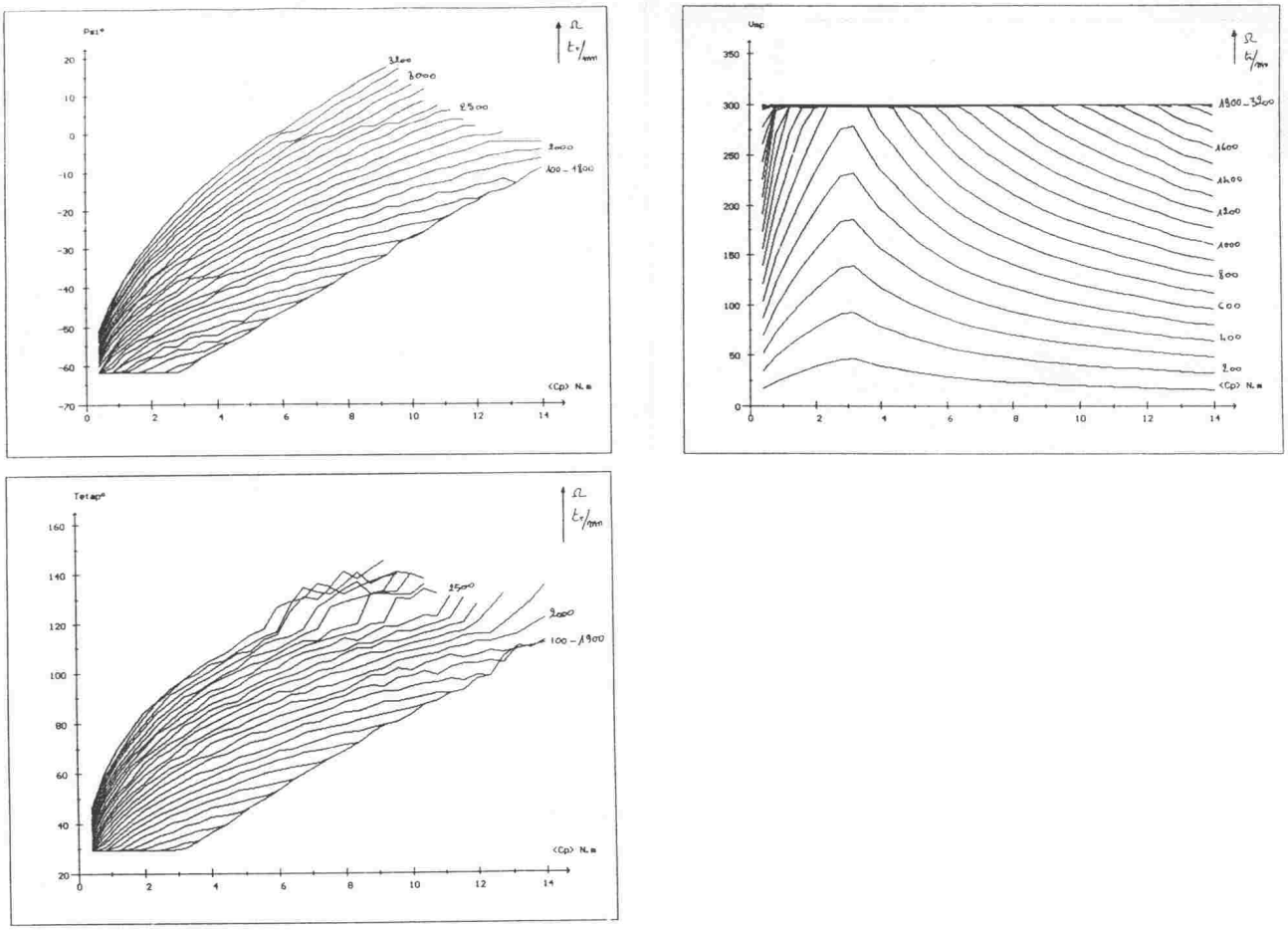
<u>Autres travaux étrangers au LÉSiR</u>

Dans le monde, d'autres travaux sur l'optimisation des alimentations en tension ont été effectués mais ils tentent rarement de coupler cette optimisation avec celle des caractéristiques électromagnétiques, ne serait-ce qu'en étudiant leur influence. C'est ce couplage que nous essayons d'effectuer au maximum qui fait probablement la plus grande originalité de notre travail.

La publication [18, Byrne 82], concernant un moteur 6/4 d'entraînement de broche pour machine-outil d'une puissance de 10 kW et fonctionnant sur une large plage à puissance constante, donne partiellement l'évolution de l'angle d'avance avec la vitesse mais on ne sait pas selon quels critères elle a été déterminée. Une analyse intéressante de la sensibilité des caractéristiques mécaniques aux erreurs sur les angles d'autopilotage a été faite et a conduit à la conclusion qu'une grande précision était nécessaire, pour certaines vitesses, le couple pouvant varier de 20% par degré mécanique...

Dans [19, Bose 86], les auteurs traitent du contrôle par microcontrôleur (Intel 8751) d'un MRVDS 8/6 de 3,7 kW dans une application quatre quadrants. L'inductance est modélisée par une forme trapézoïdale sans "plat de conjonction" car la denture rotorique possède, ici encore, une largeur angulaire égale à celle du stator. La saturation magnétique n'est pas prise en compte dans les calculs (le couple est proportionnel à la dérivée de l'inductance et au carré du courant). Le courant est mesuré dans chaque phase et est régulé par modulation de largeur d'impulsion aux basses vitesses ; aux vitesses élevées le réglage

s'effectue par variation des angles en pleine onde de tension. Le capteur d'autopilotage est élémentaire : il délivre 4 signaux décalés d'un quart de période électrique permettant une commande quasi-directe à basse vitesse. Un accroissement de la résolution est obtenu par multiplicateur (par 60) de fréquence à boucle à verrouillage de phase numérique, la résolution finale est de 1,5 degré électrique. Le système est asservi en vitesse et comprend une boucle interne de couple dont le retour est effectué par calcul (environ : puissance absorbée divisée par la vitesse), la sortie de la boucle de couple délivre la consigne de courant nécessaire en basse vitesse ainsi que les angles de commande.



Courbes des paramètres de commande optimale en créneaux de tension pour minimiser les pertes Joule
Figure -2.2.2b-

Les auteurs de [20, Leeds 86] effectuent une analyse des performances et montrent les méthodes de modélisation (linéarisation des caractéristiques magnétiques) ainsi que les méthodes de calcul des courants et du couple à partir d'une alimentation en tension.

Dans [21], Finch et Metwally étudient l'influence des angles de commande (en fait seul l'angle de magnétisation est pris en compte) ainsi que de l'amplitude de la tension appliquée sur le rapport couple moyen sur courant efficace (ce qui est proche du rapport couple sur pertes Joule) dans le cas unique d'un moteur 12/10 (à deux dents par pôles, voir §1.1). Le réglage de l'amplitude de la tension est réalisé, par exemple, par un convertisseur en tête de l'onduleur. Aux basses vitesses, comme il s'agit d'un moteur triphasé, on arrive à la conclusion

qu'il faut appliquer des quasi-créneaux de courant d'un tiers de période électrique, ceux-ci pouvant être produits par un créneau de tension. Les conclusions de cette publication sont malheureusement difficiles à transposer à un moteur quelconque.

L'article [22, Ertan 90] traite, quant à lui, de l'influence des paramètres géométriques du moteur à double saillance alimenté par des créneaux de tension. L'analyse est très théorique et intéressante. Les paramètres géométriques sont normalisés par rapport au pas polaire rotorique λ, les principaux sont le rapport de λ sur l'entrefer, le rapport des largeurs de pôles sur λ. L'induction maximale est aussi un paramètre et les angles de commande (avance et magnétisation) sont normalisés à la moitié de la période électrique. Les résultats expriment le couple par unité de volume d'entrefer en fonction de la force magnéto-motrice par pôle et des divers paramètres. Pour limiter la complexité de l'étude, la largeur des dents rotoriques est égale à celle des dents statoriques. On peut déduire de cette étude que la largeur normalisée des pôles doit être supérieure à 0,4 et que l'entrefer doit être le plus faible possible. Malheureusement, les chutes de potentiel magnétique dans les circuits de culasse et les pertes Joule ne sont pas prises en compte, ce qui rend ces résultats difficilement exploitables.

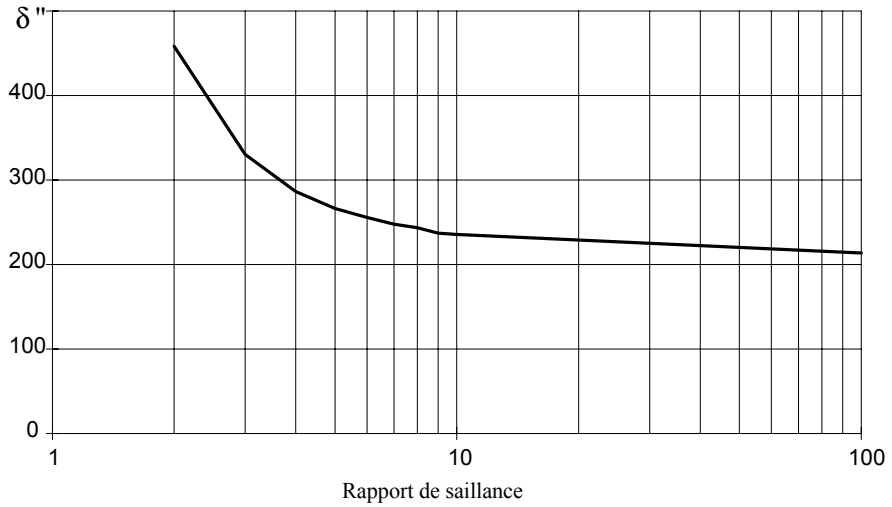
Dans [23 et 24, Torrey 91], il s'agit de l'optimisation de l'alimentation d'un moteur 6/4 de 60 kW destiné à une application de véhicule électrique alimenté par batterie. Le rendement est un critère fondamental ; deux systèmes sont analysés et comparés, l'un avec moteur à enroulements bifilaires et onduleur à 3 thyristors GTO, le second avec une alimentation par 3 demi-ponts asymétriques à transistors MOS. Toutes les pertes du système, sauf les pertes magnétiques, sont calculées, y compris celles occasionnées par les inductances de commutation. L'optimisation de la commande a été publiée dans [23], dans le cas de la structure à enroulements bifilaires. Lors des vérifications expérimentales, il y a eu quelques différences avec les prévisions, dues principalement aux fluctuations de la tension de la batterie et aux erreurs de calage de l'autopilotage. Ceci permet de bien prendre conscience des paramètres influents apparemment secondaires. En particulier, la mesure de la tension batterie est nécessaire pour optimiser encore mieux la commande.

D'autres travaux, comme ceux publiés dans [25, Buja 91 et 26, Bolognani 91], où un modèle électromagnétique original, linéaire par partie, a été développé, ont étudié l'alimentation des MRVDS, mais nous arrêterons ici ce passage en revue.

2.3- MINIMISATION DES ONDULATIONS DE COUPLE

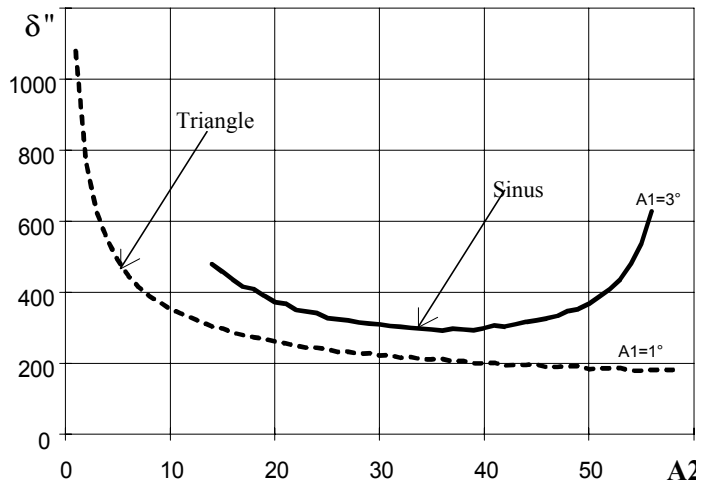
Nous venons de voir que l'alimentation en créneaux de tension conduit à un couple particulièrement pulsatoire. Pour le réduire mais aussi surtout pour pouvoir contrôler le courant en amplitude, les MRVDS sont généralement alimentées en courant régulé aux basses vitesses (du démarrage à une vitesse inférieure ou égale à la vitesse de base). Si le "couple naturel" (à courant constant) est assez constant sur une plage angulaire électrique supérieure à $\frac{2\pi}{q}$ (q est le nombre de phases), une alimentation successive des q phases par des créneaux de courant donne un couple polyphasé théoriquement constant. De plus, ceci conduit à des pertes Joule sensiblement minimales (voir §2). Cependant, dès que la vitesse croît, les durées angulaires des commutations augmentent et diffèrent à la montée et à la descente. Ce phénomène accroît rapidement les ondulations du couple comme dans les moteurs à courant continu sans balais (f.e.m. trapézoïdales et courants en créneaux). En outre, si à faible niveau d'excitation il est possible d'avoir un "couple naturel" relativement constant, dès que la saturation magnétique devient forte, le couple devient plus distordu. On peut alors imaginer de continuer à contrôler le courant, non plus seulement en amplitude mais aussi en forme, comme on le fait dans les machines synchrones à f.e.m. sinusoïdales dans lesquelles des courants sinusoïdaux permettent d'avoir un couple instantané polyphasé constant. Ainsi, le travail de thèse de J.Y. Le Chenadec **[TH 2]** a consisté à déterminer la ou les formes d'onde de courant optimales qui permettent d'obtenir un couple polyphasé constant parmi l'infinité de formes possibles. Compte tenu des non-linéarités de la MRVDS, en particulier la forme du couple instantané dépendante du niveau de courant (et donc de couple moyen) conduit à une forme optimale du courant en fonction de son amplitude. Les formes de courant recherchées sont telles qu'elles génèrent des ondes de couple monophasé (on considère toujours comme négligeables les couplages magnétiques entre phases) de forme trapézoïdale. Ces formes permettent d'avoir des transitions douces d'une phase à la suivante. Entre deux transitions, le couple n'est produit que par une seule phase. Les formes optimales de couple se trouvent ainsi paramétrées par deux angles : celui de début de croissance (A1 compté à partir de l'opposition) et celui de durée des commutations (A2) : ceci est décrit dans l'article **[C11]** reproduit dans ce sous-chapitre. Avant de poursuivre, rappelons que la fréquence fondamentale du couple instantané rapportée à la fréquence de rotation est égale au nombre de pas par tour du moteur pas à pas équivalent, c'est-à-dire q.Nr (q et Nr sont les nombres de phases et de dents rotoriques). Néanmoins, il ne faut pas en déduire qu'un accroissement de Nr réduit l'amplitude de l'ondulation du couple.

Dans l'étude effectuée, nous souhaitions évaluer l'influence des caractéristiques électromagnétiques de la machine. Ainsi, dans une première phase, une analyse en régime linéaire a été effectuée avec des formes d'onde de perméance idéalisées (sinusoïdale et trapézoïdale par exemple) ; les autres paramètres essentiels de la machine étaient le rapport des inductances de conjonction sur opposition ("rapport de saillance") et le nombre de phases. Les grandeurs analysées sont le facteur de dimensionnement de l'onduleur et le rapport pertes Joule sur couple. Les figures suivantes, issues de la thèse de J.Y Le Chenadec, illustrent les principaux résultats. La figure 2.3.1 montre l'évolution du facteur de dimensionnement δ'' (produit tension maximale par le courant maximal, divisé par la puissance convertie) en fonction du rapport de saillance.



Influence du rapport de saillance sur le facteur de dimensionnement
Figure -2.3.1-

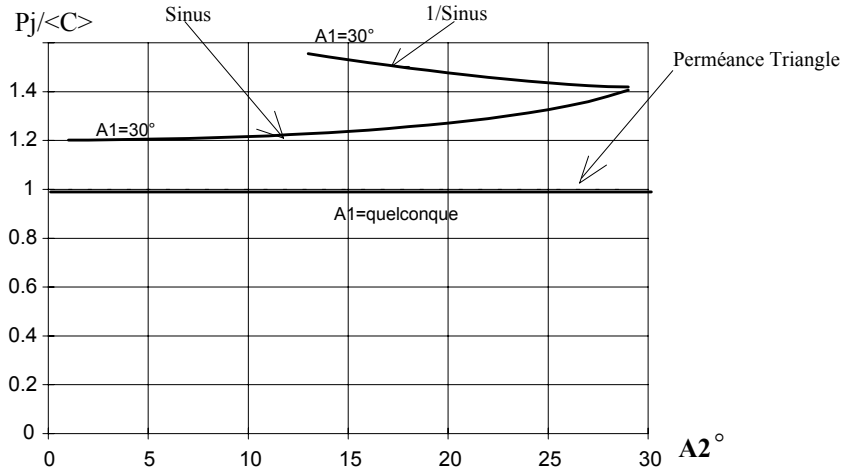
L'influence de l'angle de durée des commutations sur δ" (pour A1 optimale), pour des formes de perméance différentes, est montrée à la figure 2.3.2.



Influence de la durée angulaire de commutation et de la forme de l'onde de perméance sur le facteur de dimensionnement δ"
Figure -2.3.2-

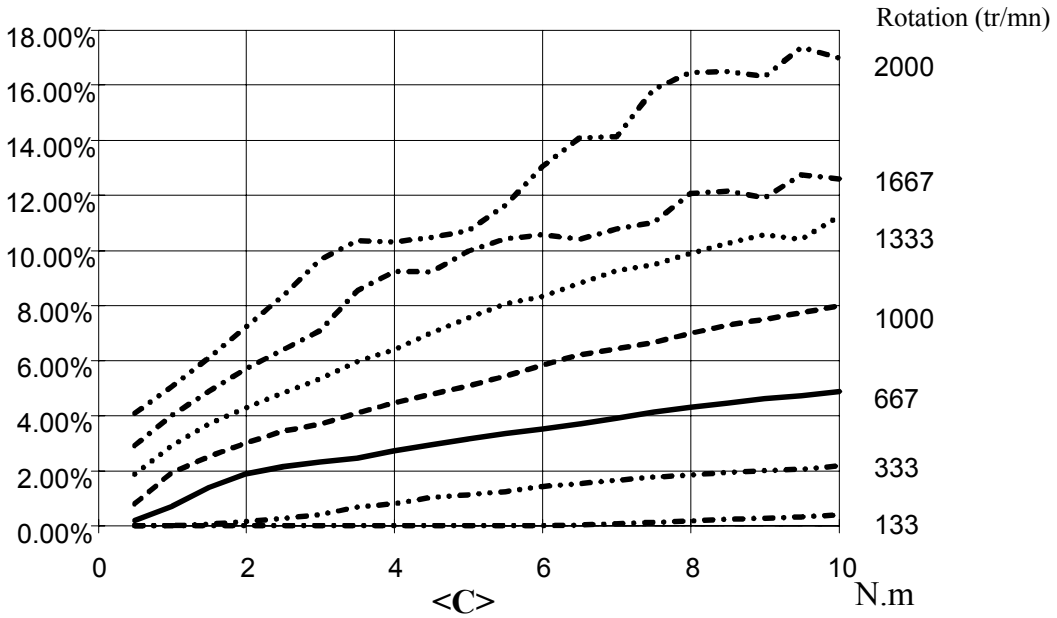
À partir de ces deux courbes, on peut déjà faire quelques remarques fondamentales : la "puissance apparente silicium" nécessaire pour obtenir un couple constant est inacceptable (δ" de l'ordre de 200 au lieu de 5 environ avec des créneaux de tension), le rapport de saillance doit être élevé (supérieur à 10, ce qui est tout à fait possible dans les MRVDS), la forme de perméance idéale est triangulaire, ce qui laisse une plage angulaire maximale pour la production d'un couple élevé. L'influence du nombre de phases est aussi très forte : par exemple, le passage de 3 à 4 phases avec une perméance sinusoïdale permet de diviser par 2 la valeur de δ".

La figure 2.3.3 indique l'influence des paramètres sur le rapport pertes Joule sur couple moyen (normalisé par rapport à une alimentation en créneaux de courant idéaux), elle met encore en évidence les avantages d'une forme d'onde triangulaire de perméance.



Influence de la durée angulaire de commutation et de la forme de l'onde de perméance sur le rapport pertes Joule sur couple
Figure -2.3.3-

L'optimisation a aussi été effectuée sur des caractéristiques électromagnétiques réelles (voir **[C11]**). La saturation magnétique semble être plutôt défavorable mais l'étude n'a pas été suffisamment approfondie pour conclure définitivement. Il semble cependant que la dégradation des facteurs de dimensionnement lorsque la machine sature (avec des formes de courant optimisées pour avoir un couple constant) soit liée à la modification de la forme du couple instantané.

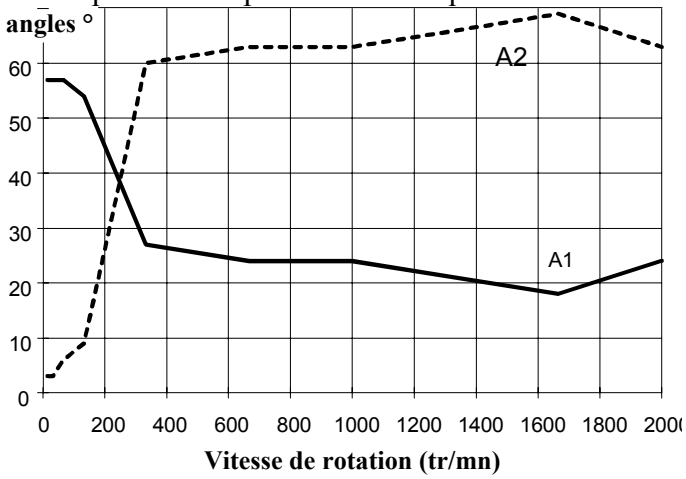


Ondulation théorique du couple crête à crête relative en fonction du couple et de la vitesse pour une tension continue limitée (moteur 8/6 de 4 kW à 3000 tr/mn)
Figure -2.3.4-

Constatant donc des puissances silicium inadmissibles, une étude avec tension maximale limitée (écrêtée) a été menée pour observer la dégradation correspondante de l'ondulation du couple polyphasée. La figure 2.3.4 montre l'ondulation (crête à crête rapportée au couple moyen) minimale du couple qu'il est théoriquement possible d'atteindre avec la

machine de notre banc d'essai (moteur 4 phases 8/6 de 4 kW) avec une tension d'alimentation limitée à 300 V (valeur nominale de la machine alimentée en créneaux de tension). Lorsque le couple et la vitesse atteignent leurs valeurs nominales, l'alimentation tend vers des créneaux de tension pleine onde. Ainsi, si l'on souhaite conserver une puissance apparente de l'onduleur raisonnable, le couple pulsatoire ne pourra rester faible que sur une plage de vitesse relativement faible, plage, cependant, d'autant plus grande que le nombre de phases est élevé. Par exemple, pour le moteur 4 phases de notre étude, une ondulation crête à crête théorique inférieure à 10% du couple moyen ne peut être maintenue qu'en dessous de 1000 tr/mn environ pour une vitesse de base de 3000 tr/mn et avec la puissance silicium d'un moteur à courant alternatif classique. Pour avoir une ondulation de moins de 10% jusqu'à 3000 tr/mn, il aurait fallu, sous la même tension d'alimentation, diviser par 3 le nombre de spires des bobinages et, donc, commuter des courants trois fois plus élevés. Il ne faut cependant pas généraliser car les caractéristiques de ce moteur sont loin d'être optimisées pour avoir un couple à ondulation minimale.

La figure 2.3.5 montre l'évolution des angles de commande optimaux en fonction de la vitesse pour un couple de 5 N.m. À cause de la limitation en tension, les angles de commande optimaux, et par là même, les formes optimales de courant dépendent aussi de la vitesse. Ceci requiert la mémorisation d'une quantité importante de formes d'onde de courant de référence. Il existe cependant d'autres possibilités pour réduire la quantité de donnéees stockées.



Évolution des angles de commande optimaux en fonction de la vitesse (moteur 8/6) pour un couple moyen de 5 N.m
Figure -2.3.5-

Des formes d'onde optimales de courant de référence ont été implantées dans la commande numérique (basée sur un processeur numérique de signal DSP 56001 Motorola) réalisée par J.Y. Le Chenadec. La régulation était de type proportionnel-intégral et auto-adaptatif pour prendre en compte les variations des paramètres de la phase pendant la rotation. En outre, un dispositif de mesure du couple instantané original a été mis en œuvre par le stagiaire de manière à valider par l'expérience, en régime dynamique, les calculs théoriques. Le principe de la mesure repose sur l'utilisation d'un couplemètre tournant à large bande passante et sur un traitement du signal approprié **[TH 2]** permettant la reconstitution du signal utile à partir de celui délivré par le couplemètre. Ce traitement repose partiellement sur l'identification de la fonction de transfert mécanique du banc d'essai par des impulsions de couple générées par la MRV. Les nombreuses mesures effectuées sont retranscrites dans l'article **[C11]**. La conclusion essentielle de ce travail expérimental est que le système de

régulation doit être considérablement amélioré pour atteindre les ondulations de couple minimales calculées. En effet, l'asservissement des formes d'onde optimales du courant est particulièrement difficile dans une machine aussi non-linéaire. Plus la vitesse et le couple sont élevés, plus la f.e.m. devient importante et constitue une perturbation qu'il faut compenser dans les boucles de régulation. Des travaux sont actuellement menés en collaboration avec l'équipe commande numérique du LÉSiR, dans le cadre de la thèse d'Hélène Cailleux **[TH 4]**, pour mettre en œuvre des méthodes de commande non-linéaire dans les boucles d'asservissement des courants de phase de la MRV **[C15 et C16]**.

Autres travaux étrangers au LÉSiR

Si l'on observe les travaux effectués par d'autres équipes sur ce sujet, c'est seulement depuis le début des années 1990 que la réduction des ondulations de couple est traitée en profondeur. Il faut toutefois rappeler que les MRVDS ne sont pas les seules à avoir un couple pulsatoire : tout moteur électrique produit un couple instantané plus ou moins ondulé, à cause de ses propres caractéristiques ou à cause de son alimentation, en général à cause des deux à la fois. Le moteur à courant continu à collecteur n'est pas exempt d'ondulation de couple, elles peuvent être dues au couple de détente (moteurs à aimants) ou simplement au fait que la f.e.m. induite de la section alimentée n'est pas rigoureusement constante. C'est surtout grâce à son grand nombre de lames et de phases que le moteur à collecteur peut délivrer un couple bien lissé. Les moteurs couple destinés à des applications de positionnement ont une ondulation de couple spécifiée, sa valeur relative est de l'ordre de quelques centièmes. Les moteurs synchrones autopilotés, de la même façon, génèrent un couple pulsatoire, surtout ceux à alimentation simplifiée en quasi-créneaux de courant. Des travaux ont d'ailleurs été menés pour réduire le couple pulsatoire des moteurs à courant continu sans balais. Dans [27, Bolton 84], ce sont l'influence des caractéristiques du moteur (distribution de flux et répartition des enroulements) et la forme du courant d'alimentation (formes classiques sinusoïdale et en créneaux à plusieurs niveaux) qui sont analysées. Dans [34, Lajoie-Mazenc 91], les causes des ondulations de couple sont mises en évidence, en particulier les effets des encoches droites. Une recherche d'optimisation de la machine (inclinaison et ouverture d'encoches, nombre d'encoches et de phases, largeur angulaire des aimants) est effectuée avec un souci de maintien de bonnes performances. La publication [35, Lajoie-Mazenc 93] fait état de recherche d'optimisation des formes d'onde de courant d'alimentation pour compenser les ondulations de couple ; cela nous rapproche du travail décrit ici.

Venons en maintenant aux machines à réluctance variable à double saillance qui, lorsqu'elles sont alimentées en courant à basse vitesse, sont proches des machines synchrones autopilotées. À l'heure actuelle, il n'existe pas de "standard" de caractéristiques comme dans les machines à aimants (f.e.m. sinusoïdales ou trapézoïdales) et les formes naturelles de couple instantané sont très diverses car elles dépendent fortement des angles de denture, de la valeur de l'entrefer et de presque tous les paramètres géométriques de la structure. Or ces paramètres sont choisis en fonction de diverses contraintes que nous évoquerons au chapitre 3. Il n'existe donc pas non plus de standard de formes d'ondes d'alimentation ni de stratégie, sauf peut-être celle qui consiste à injecter des créneaux de courant à basse vitesse puis des créneaux de tension à haute vitesse.

La publication de 1987 [28, Roche] fut probablement la première à proposer l'implantation, dans une structure de contrôle, de formes de courant optimisées pour réduire le couple pulsatoire. En fait, ces formes optimales se réduisent à des arches de sinusoïdes qui constituent déjà une amélioration sensible par rapport aux créneaux de courant. Les auteurs soulignent ici la nécessité d'avoir un modèle précis des caractéristiques électromagnétiques pour prédire au mieux les formes d'onde de courant à stocker en référence.

Les auteurs de [29, Corda] comparent quatre structures de MRVDS, 8/6, 16/12, 16/14 et 16/18, en vue de réduire le couple pulsatoire par adoption de formes optimales de courant. L'accroissement du nombre de phases apparaît comme une solution évidente d'amélioration mais un nombre supérieur à 4 est exclu pour des raisons de surcoût du convertisseur statique. La comparaison est effectuée avec une tension d'alimentation et des angles de commutation identiques ; de plus, les largeurs angulaires de dentures (paramètres géométriques les plus importants) ne sont pas optimisées pour chaque structure électromagnétique. Aussi les conclusions (structures 16/14 et 16/18 éliminées) de l'article ne sont-elles pas fiables.

Dans [30, Wallace 90], une étude succincte, dans le cas d'un moteur 6/4, montre que, pour réduire l'ondulation du couple, il faut augmenter la plage angulaire de production de couple par phase, ce qui revient à accroître la largeur des pôles statoriques (voir § 3.2) ; l'idéal est la forme triangulaire ainsi que nous l'avons montré dans notre travail. Mais les auteurs ne disent pas que cela se fait aux dépens des performances générales (couple moyen, pertes Joule). Ce problème est évoqué dans [31, Tormey 90] où un moteur 8/14 (4 phases) a été conçu.

La publication [32, Wallace 91] décrit les résultats d'un travail très intéressant d'optimisation moteur-alimentation pour une application d'entraînement direct. Des structures à une et plusieurs dents par pôle statorique sont comparées dans une étude simplifiée basée sur des formes rectangulaires du couple naturel instantané. Il apparaît que, dans les moteurs où le pôle constitue la dent, un compromis doit être trouvé entre une plage de production de couple suffisamment étendue et une place bobinable minimale pour garantir des performances satisfaisantes. Lorsqu'il y a plusieurs dents par pôle, les problèmes sont dissociés et il n'est plus nécessaire de faire de compromis. Enfin, les structures triphasées 6/4 et 18/20 sont comparées, leurs caractéristiques sont, cette fois, obtenues par la méthode des éléments finis. Des formes optimales du courant d'alimentation sont calculées. Les valeurs du di/dt maximal sont déterminées pour évaluer les difficultés d'asservissement de telles formes par une source limitée en tension. Cependant, le di/dt n'est pas un critère suffisant si la machine tourne car la f.e.m. de rotation est loin d'être négligeable même pour des vitesses inférieures à la vitesse de base.

Le travail qui se rapproche le plus du nôtre a été publié [33, Schramm] récemment au congrès PESC'92. Les auteurs cherchent à réaliser des formes d'onde trapézoïdales du couple monophasé et calculent les formes de courant correspondantes. Cependant, il semble que les angles de commande ne sont pas optimisés en fonction des niveaux de couple et de vitesse pour prendre en compte les non-linéarités du moteur et les limitations en tension du convertisseur comme nous le faisons ici. Enfin, un système de contrôle en couple à ondulation minimale vient d'être proposé par une équipe allemande [36, Steiert 93], pour un moteur 4 phases de 15 kW. Il s'agit d'une alimentation en formes d'onde de courant optimisées en fonction du couple et de la vitesse. Ces formes sont stockées en mémoire, elles sont numérisées sur 8 bits et sont adressées par la position du rotor (8 bits), par la référence de couple (6 bits) et par la valeur de la vitesse (5 bits). Elles sont optimisées pour minimiser les pertes Joule et les formes d'onde de couple monophasé correspondantes ne sont pas tout à fait trapézoïdales. Le contrôle est effectué dans les 4 quadrants. Les auteurs montrent, dans le plan couple-vitesse, que la commande à ondulation minimale de couple conduit à des pertes Joule sensiblement plus élevées que la classique commande en créneaux de courant. Cependant, la valeur de l'ondulation du couple, en fonction de la vitesse et du niveau de couple, n'est pas montrée et le lecteur peut imaginer que l'ondulation reste très faible jusqu'à la vitesse de base...

ARTICLE [C11]

"Current Feeding of Switched Reluctance Motor. Optimization of the Current Waveform to Minimize the Torque Ripple"
IMACS TC1'93, Montréal, 7-9 July 1993, pp.267-272.

CURRENT FEEDING OF SWITCHED RELUCTANCE MOTOR. OPTIMIZATION OF THE CURRENT WAVE FORM TO MINIMIZE THE TORQUE RIPPLE.

LE CHENADEC J.Y., MULTON B., HASSINE S.
LESiR (Laboratoire d'Electricité, SIgnaux et Robotique) URA CNRS D1375
Ecole Normale Supérieure de CACHAN
61 Av du Pt WILSON
94235 CACHAN CEDEX FRANCE

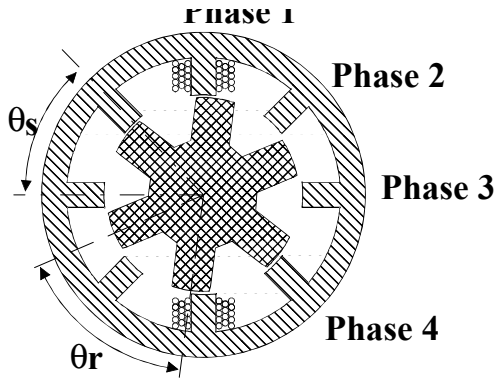
1. Abstract

The torque ripple remains one of the main problem linked to the use of switched reluctance motor. In order to use these drives in low speed application, we have imagined a current control, with optimized waveforms allowing torque ripple minimization. We have take account motor parameters and converter voltage limitations. We applied this control method to a 4kW drive.

2. Introduction

If we know the principle of switched reluctance motor since one hundred and fifty years, their development kept limited until the beginning of the 70's, despite the great advantages presented by that kind of machine. These advantages are:

* low cost of industrial production,
* simplicity of converter,
* high torque at low speed,
* Robustness



Fig[1]
Four phase doubly salient Structure.

Unfortunately, this kind of motor introduces two main disadvantages:

* An acoustic noise relatively important,
* A pulsating instantaneous torque.

Whole works realised on square voltage supply has shown that if the ratio silicium power (VA converter) / mechanical power could be relatively interesting (or at last comparable to ratios obtained with others kind of motors[6]). It is very difficult to have simultaneously a good ratio silicium power/mechanical power and a low peak to peak ripple torque (less than 10%) with this kind of supply.

So, we decided to search for feeding mode in order to reduce the ripple torque, mostly in the case of doubly salient structure (Fig[1]). For that, our objective was to obtain trapezoidal single-phase torque waveform.

This waveform is characterised by the angles A1,A2,A3 described at Fig [2], the angle 0 is the reference and correspond to the unaligned position.

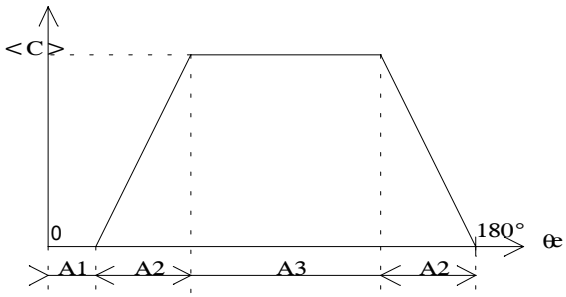


Fig [2]
Definition of the torque reference

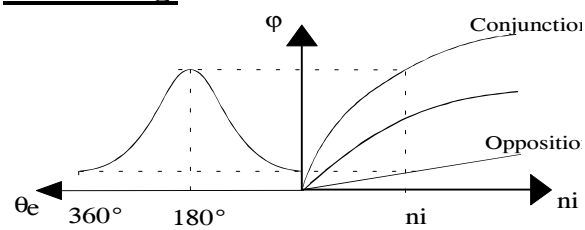
To have a good juxtaposition of single-phase torque waveforms for all phases, we have to check:

$A2+A3 = \frac{360°}{q}$ and $A1+A2<180 - \frac{360°}{q}$

where q is the phase number.

Once these conditions reached, we are able to define the torque reference with only A1 and A2 values.

3. Modelling.



Magnetic characteristic
Fig[3]

The radically non linear feature of this kind of structure (magnetic saturation, permeance waveform not sinusoidal), leads us to use an energetic modelling.

If we do not pay attention to copper losses, the energetic result of the system expressed itself in the relation: dWe = dWem + dWm,
where We is electric energy, Wem the electromagnetic one stored in the machine, Wm the mechanic one. So we can write the following equations:

$$c = -\frac{\partial Wem}{\partial \theta m} \text{ et } \varphi = -\frac{\partial Wem}{\partial (ni)}$$

These equations allow, in the case of current supply, to calculate flux and torque, from knowing of energetic state of the machine.

Energetic model

The calculation of the magnetic energy is directly linked to the knowing of the electromagnetic characteristic of the machine [fig 4]. To reduce the number of errors due to a rough model, we have chosen to measure the particularly characteristic of our motor (OULTON 4kW@3000rpm). So we could deduce the characteristic Torque/Position/Current [fig5]: We can also directely measure this characteristic array.

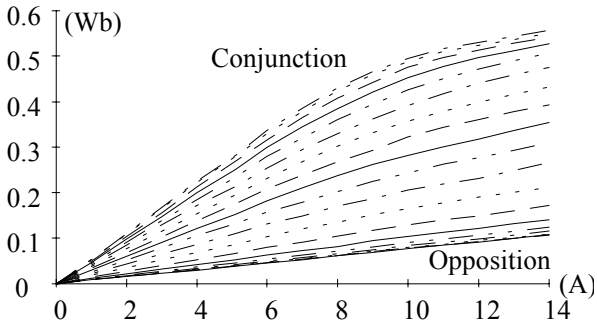


Fig [4]

Φ (I , θ_e) characteristic array for the OULTON motor

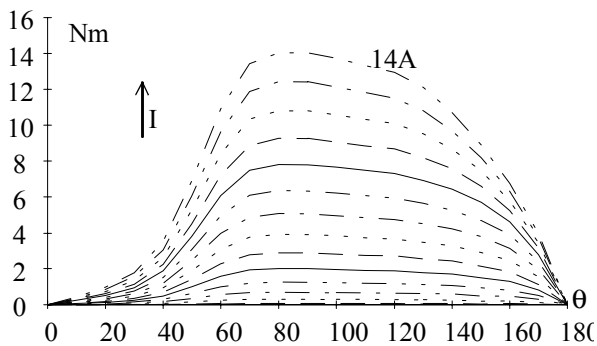
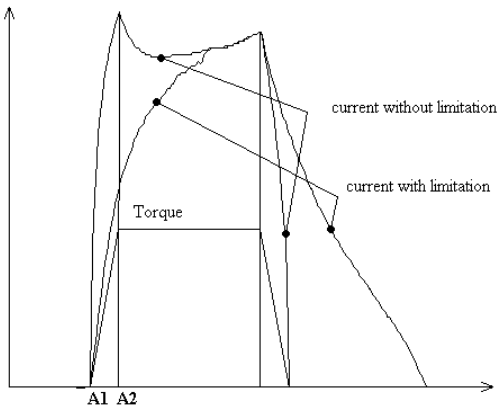


Fig [5]

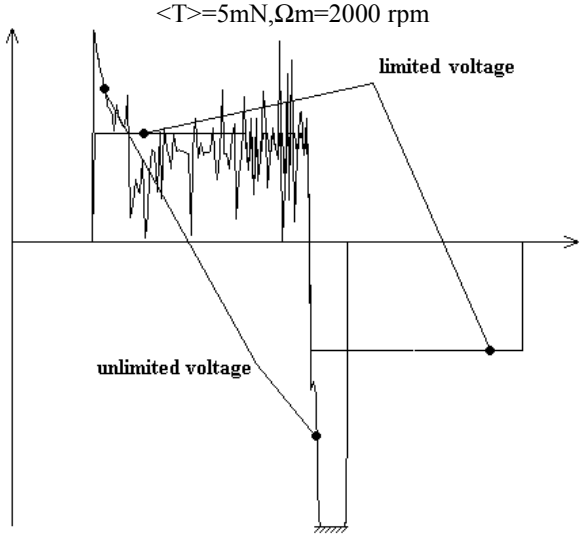
T(I , θ_e) characteristic array for the OULTON motor.

4. Optimization of current waveform for our motor.

Thanks the characteristics $\Phi(I,\theta_e)$ and $T(I,\theta_e)$, it is possible to calculate the current waveform to obtain a trapezoidal single-phase torque waveform (Fig[6]). Then we can calculate the flux variation in the motor, so the voltage waveform corresponding(Fig[7]). The maximum voltage could be particularly high, specially for high speed (high $\frac{d\phi}{dt}$). But in practice, the voltage value is limited by the supply source. It results a current distortion (Fig[6]) leading to a distortion of the single-phase torque and so a ripple of the instantaneous torque.



Fig[6]
Computed current waveforms with and without voltage limitation
<T>=5mN,Ωm=2000 rpm



Fig[7]
Computated voltage waveform with and without voltage saturation
<T>=5mN,Ωm=2000 rpm

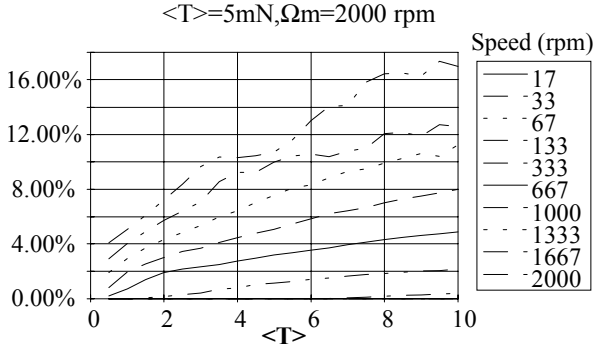


Fig [8]

Optimisation of the peak peak torque ripple

So we get two types of running: one when speed is weak enough (maximum value of the voltage is lower than Umax), another when the speed is such that voltage limitation is reached. In this last case, ripple torque appears. This phenomena leads two different optimizations: an optimization of copper losses if we don't reach saturation voltage, a minimisation of torque ripple if we reach saturation voltage. This phenomena explains the discontinuities noticed on the optimum angles of control.

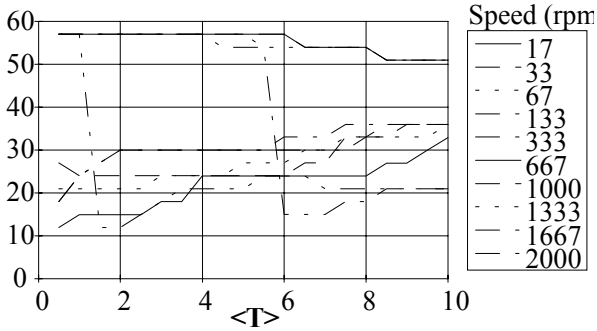


Fig [9]
Optimum angle A1

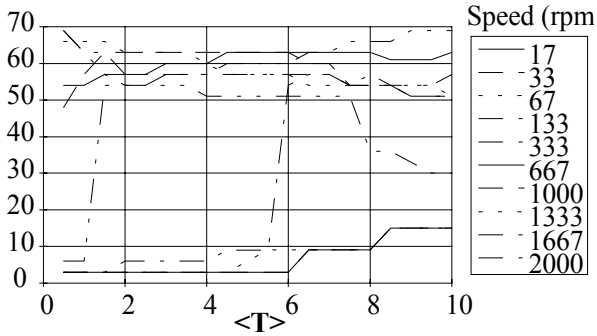
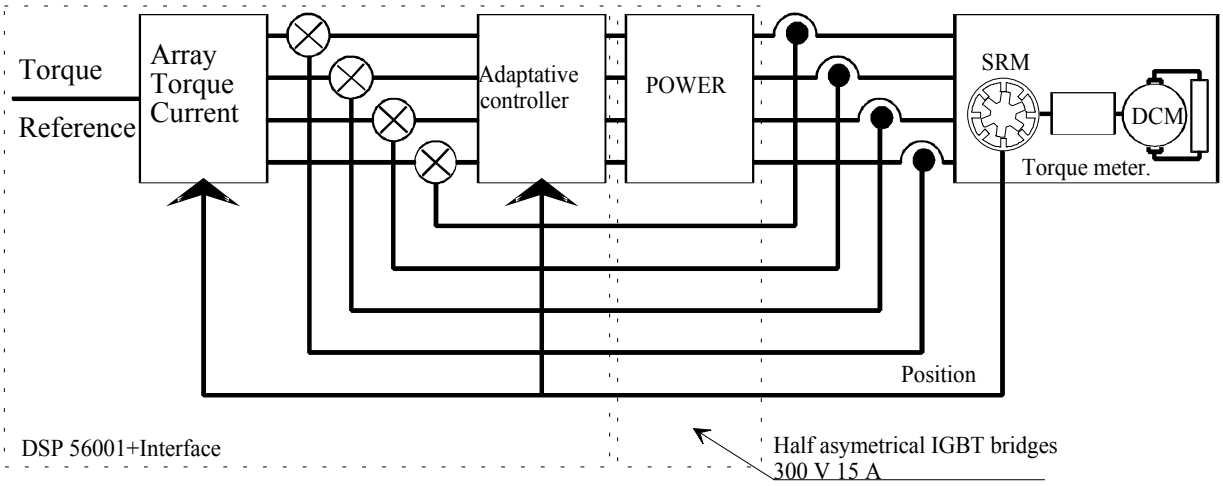


Fig [10]
Optimum angle A2

5. Experimental results

In order to validate our control model, we realised a test bench made up of the switched reluctance motor coupled to a DC motor and a torquemeter. The switched reluctance motor is supplied by four half asymmetrical IGBT bridges (fig[11]).



Fig[11]
Test bench

The current loop correction coefficients are modified in regard to the electrical position (the electrical time constant depends on the electrical position), all the real-time computation are made with a digital signal processor (DSP56001 MOTOROLA).

At low speed, we notice good correlation between reference current and drive current.

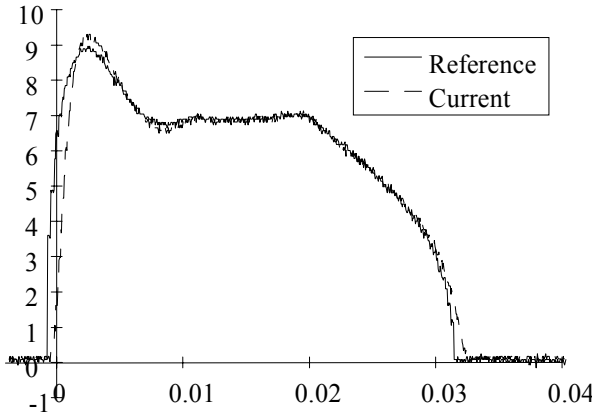


Fig [12]
C=6m.N, Ω=90tr/min

If the speed increase, trailing errors and S.R.M. e.m.f lead to a current waveform distortion.

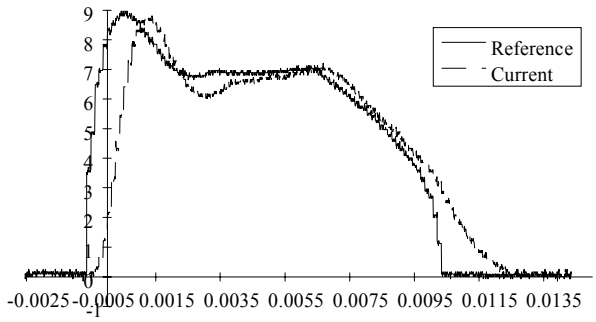
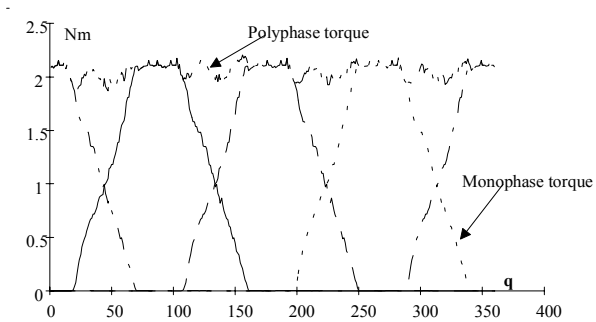
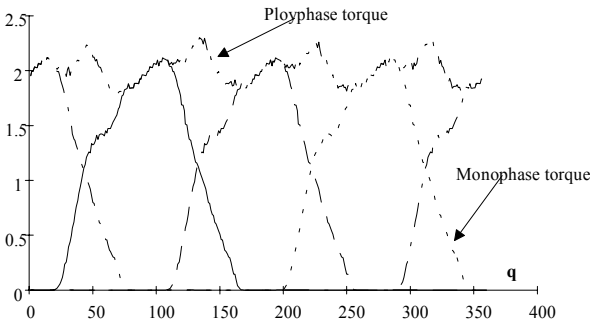


Fig [13]
C=6m.N, Ω=350tr/min

It is possible to rebuilt monophase and polyphase torque waveform:

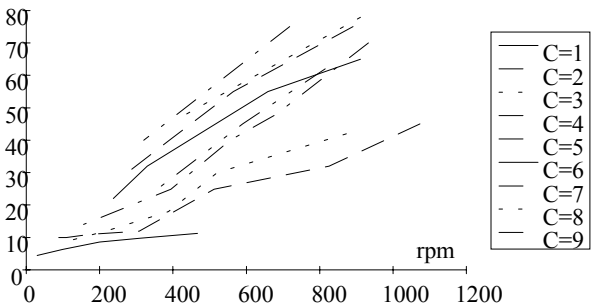


Fig[14]
Polyphase torque waveform, C=2m.N, Ω=80tr/min



Fig[15]
Polyphase torque waveform, C=2m.N,
Ω=300tr/min

So, it is possible to measure curves giving ripple ratio versus speed and torque.



Fig[16]
Ripple torque (% of average torque) versus speed
(0-1200 rpm)

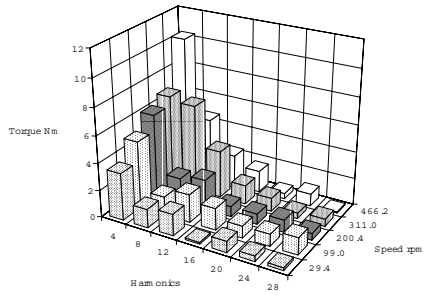
We notice that for speeds above 200 rpm, the peak to peak torque ripple ratio exceeds 15%, value which is far to be good. For lower speed values, the ripple ratio oscillates between 5 and 10%, values which are acceptable. Moreover, we should notice on figure 14 and 15, that torque ripple frequency is quite high.

Remark: The machine is four-phased, so the torque ripple first harmonic is in fact the fourth of monophase torque. That is why we will take interest in fourth harmonics only.

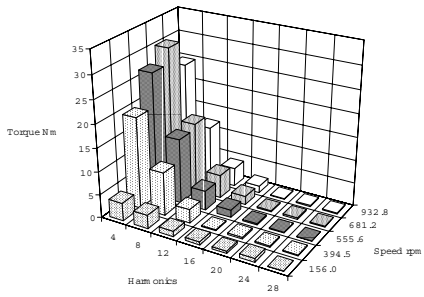
Instantaneous torque spectral analysis.

To have a good idea of eventual torque ripple consequences on a mechanic system, we studied the spectrum frequency of the ripple torque. High speed ripple are naturally filtered by the mechanical system, and only harmonics frequency equal to eventual mechanic resonance frequency should be dangerous.

We present Fourier transforms for C=1m.N and C=4m.N:

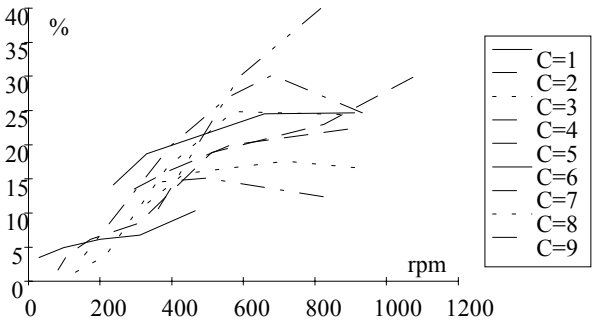


Fig[17]
Fourier transform of instantaneous torque, C=1m.N,
$\Omega \in [30,465]$rpm

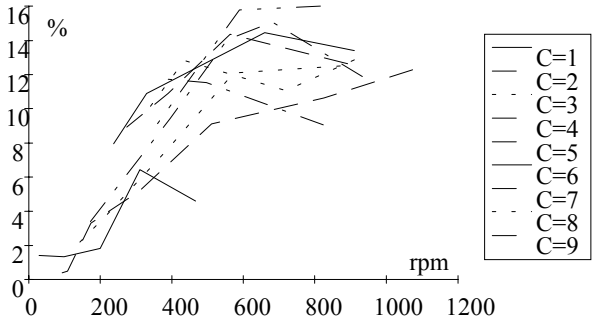


Fig[18]
Fourier transform of instantaneous torque, C=4m.N,
$\Omega \in [150,930]$rpm

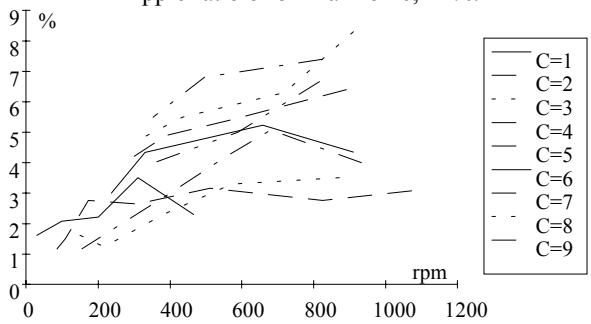
So, it is possible to draw the torque ripple ratio evolution of 4th, 8th, 12th harmonics of the polyphase torque versus speed. (For torque value between 1 and 9 m.N):



Fig[19]
Ripple ratio of 4th harmonic, in %.



Fig[20]
Ripple ratio of 8th harmonic, in %.



Fig[21]
Ripple ratio of 12th harmonic, in %.

We notice that for low speed (<150 rpm), all harmonics of the ripple torque are lower 5%, which are acceptable values.

6. Conclusion

For low speed(<150 rpm), we obtain good values for the torque ripple. For greater speed, a current control is quickly transformed in a voltage control, because of power supply limits. The control mode we have described is no longer usable, but it is possible to obtain torque ratio about 10%, with voltage control.[1].

We have notice 'classical control mode' limitations, if we want obtain no torque ripple for higher speeds. It is impossible to regulate complex current waveform with a quite non-linear drive. If we want better performance, it appears judicious to use more efficient control mode. For example, better result should be obtained by introducing an open loop induced voltage compensation. Nowadays, works on non-linear control mode of such machines are lead, and we hope that they will permit to reach the theoretical energetic limits (of the inverter and machine).

References

(1) HASSINE, "Optimisation des paramètres de commande en tension des machines à réluctance variable autopilotées en régime permanent." Thèse, PARIS XI (1992)

(2) CORDA, MASIC, BALAKAR, SELJUBAC, "Effect of the form of magnetic circuits on torque pulsations of switched reluctance motor",ICEM 90, Vol 1 ,pp 88-93

(3) ROCHE, EGAN, MURPHY, "Intelligent 8096-multimode control of a variable reluctance motor drive", EPE 87, pp 917-922

(4) WALLACE, TAYLOR, "Three-phase switched reluctance motors design to reduce torque ripple.", ICEM 90, Vol3, pp 783-787

(5) WALLACE, TAYLOR, "Low-torque-ripple switched reluctance motors for direct-drive robotics.", IEEE transactions on robotics and automation, Vol 7, N°6, December 1991.

(6) MULTON, GLAIZE, "Size power ratio optimization for the converters of switched reluctance motors". IMACS'TC1 90, Nancy.

2.4- ALIMENTATION AUTO-OSCILLANTE

Dans le cadre d'un contrat (**CTR 5**) avec Valéo, nous avons réalisé un moteur pour un accessoire automobile. Pour minimiser le coût de l'ensemble électronique-moteur, nous avons montré qu'une structure à enroulements bifilaires était avantageuse dans cette application en très basse tension. Une alimentation originale avait été réalisée lors du stage de fin d'études d'ingénieur de M. Klages **[ING1]**. Un capteur à une impulsion par tour était utilisé pour autopiloter le moteur. Pour réduire la pollution électromagnétique conduite et les pertes de commutation (dues à l'inductance de fuites de la structure bifilaire), nous avons effectué, aux basses vitesses, une alimentation à nombre d'impulsions de courant limité (3 impulsions au voisinage de 1000 tr/mn, 2 impulsions au voisinage de 2000 tr/mn) et un fonctionnement en pleine onde de tension à partir de 2500 tr/mn. Ceci était possible compte tenu de la nature du couple résistant plutôt quadratique. Le couple de démarrage pouvant être élevé, une alimentation transitoire (durée du démarrage) en créneaux de courant régulés par modulation de largeur d'impulsion était réalisée. Même si ce fonctionnement n'est que transitoire, les pertes de commutation occasionnées par la démagnétisation de l'inductance de fuites dans les écrêteurs sont gênantes (coût de l'écrêteur).

Un second contrat (**CTR 6**) a été conclu avec Valéo pour l'étude d'un autopilotage par capteur indirect pour le moteur étudié et réalisé dans le contrat précédent. À cette occasion, nous avons mis au point une alimentation auto-oscillante mieux adaptée à l'application. Son fonctionnement est similaire à celui des alimentations à découpage Flyback auto-oscillantes. Le contrôle s'effectue en courant maximal : pour chaque phase, une fenêtre de conduction est définie par les angles de commande θ_{ON} et θ_{OFF} (correspondant, à basse vitesse, à la zone de production de couple). Durant cette période, le transistor est mis en conduction jusqu'à ce que le courant atteigne la valeur de référence générée par la boucle de couple ; ensuite, il est bloqué jusqu'à la démagnétisation complète, détectée ici par l'annulation de la tension induite, et le cycle se répète jusqu'à θ_{OFF}. Plus la vitesse croît, plus le nombre d'oscillations diminue pour atteindre un fonctionnement de type pleine onde à la vitesse de base. Les avantages qui en découlent sont, principalement, une forte réduction de la pollution électromagnétique conduite ainsi que des pertes de commutation. La démagnétisation s'effectuant à faible di/dt, la charge recouvrée au blocage des diodes de démagnétisation est négligeable, ce qui annule les pertes lors de la mise en conduction de l'interrupteur de chaque phase. La fréquence de découpage devient faible et audible (ce n'est pas un inconvénient dans le cas présent) et les pertes de commutation au blocage des interrupteurs commandés deviennent négligeables il est même possible de se passer d'écrêteur auxiliaire en laissant les transistors MOS écrêter eux-mêmes en avalanche. Le circuit de puissance se simplifie et le rendement est meilleur. Pour le même couple moyen, comme le courant varie de 0 à Imax pendant la durée angulaire de conduction, il doit avoir une valeur crête plus élevée et sensiblement doublée. Ici, le circuit magnétique du moteur n'est pas saturé, le couple moyen est donc proportionnel au courant efficace [1] ; aussi, même si le courant maximal est plus élevé, les pertes de conduction dans les MOS (résistifs) et dans le cuivre du moteur restent inchangées pour le même couple. Ce travail a été réalisé dans le cadre du DEA de P. Laurent **[DEA 4]**, puis de sa thèse **[TH6]** ; il a fait l'objet d'un dépôt de brevet **[B6]**. En outre, le mode de commande étudié s'est révélé particulièrement intéressant pour le fonctionnement de l'autopilotage par capteur indirect grâce aux faibles perturbations des commutations. L'article **[C9]** donné ci-après décrit le fonctionnement et les résultats obtenus en termes de pertes et de perturbations électromagnétiques conduites.

ARTICLE [C9]

"Comparison of Electromagnetic Perturbations and Commutation Losses between Self-Switching and PWM Mode of Current Control in a Switched Reluctance Motor",
PCIM Conf., Nürnberg, June 1993, pp.332-343.

PCIM -93

COMPARISON OF ELECTROMAGNETIC PERTURBATIONS AND SWITCHING LOSSES BETWEEN SELF-SWITCHING AND PWM MODE OF CURRENT CONTROL IN A SWITCHED RELUCTANCE MOTOR.

P. LAURENT, M. GABSI, B. MULTON

LESIR, URA CNRS D1375
ENS de CACHAN 61 Avenue du Pdt WILSON 94235 CACHAN CEDEX. FRANCE

Abstract

In a previous paper [1] we have shown the interest of the bifilar winding in doubly salient reluctance motor feed by low voltage (automotive application). The interest is the minimization of switches number and of silicium area. In this paper, we propose to continue the study of a new control method with this feeding process structure (bifilar winding with one switch per phase [2]).
This method minimizes electromagnetic perturbations (by reducing current gradient), commutation losses of switches, and allows the use of standard diodes instead of fast recovery diodes.
We will compare this new control mode with the PWM one. We will show, for example, at the same average torque value, that switching commutation losses are notably lower than in PWM control and that total losses of the motor+converter set remains constant.

1. INTRODUCTION

The aim of this study is to design an economical static converter for a low power switched reluctance motor (0.1Nm 3000 rpm) in an automotive application. The following constraint had to be considered:

- low level of conducted electromagnetic perturbations.
- low level of switch losses.
- simple and low cost electronic circuits.

1.1. MACHINE AND CONVERTER CHARACTERISTICS

The studied machine is doubly salient structure having 3 phases, 6 stator poles and 4 rotor poles (figure 1):

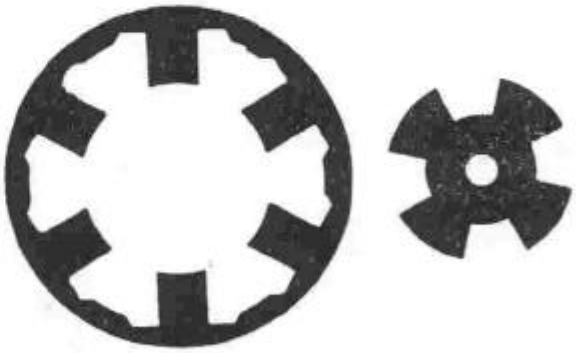


figure 1 : motor structure: 6 stator poles, 4 rotor poles

In our application, the air gap length is an important parameter and its value is large. Therefore the magnetic circuit is never saturated (I sat≈20A).

So, the motor torque for one phase can be written as follow:

$$C(\theta) = \frac{1}{2} \cdot \frac{L(\theta)}{d\theta} \cdot I_1^2$$

where θ is the electric angle, L(θ) is the inductance versus angle and I1 is the phase current.

Then, two machine-converter structures are possible:

The first one is to associate each motor phase with an asymmetric half bridge (figure 2):

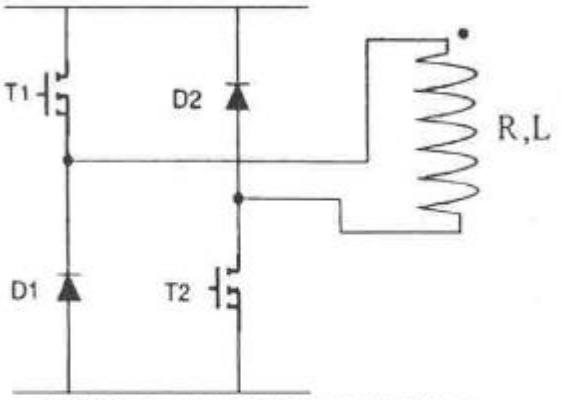


figure 2: example of power converter with an asymmetric half bridge per phase.

The second one is to associate the power converter with a bifilar winding machine (figure 3).

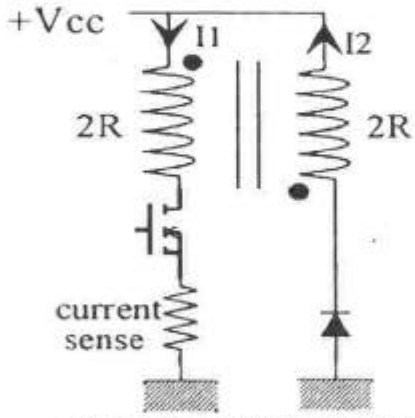


figure 3: example of bifilar machine with it's power converter.

This economical power converter has only one switch per phase but at the turning off, the voltage across the MOS transistor may rise to over twice the supply voltage plus an overvoltage due to leakeage inductance of coil. The main disadvantage of this structure lies in the inefficient use of the copper in the machine. Only one of the bifilar windings carries current at any time (magnetizing or demagnetizing moment). We will compare these two structures considering that copper volume and silicium are stay constant. An other disadvantage is the increasing of switching losses because of storage energy in leakage inductance of phases.

1.2. COPPER LOSSES IN THE MACHINE

At first, we consider the copper volume is constant. R designates the total winding resistor for a single coil phase. 2R will designates one winding resistor in case of a bifilar one (figure 3). (the two machine have the same flux ampere.turn characteristics).

1.2.1. ASYMMETRICAL HALF BRIDGE

To compare copper losses, we will consider the nominal feeding mode corresponding to a full wave voltage. (usually adopted in high speed conditions). The corresponding idealised phase current wave-forms are presented in figure 4.

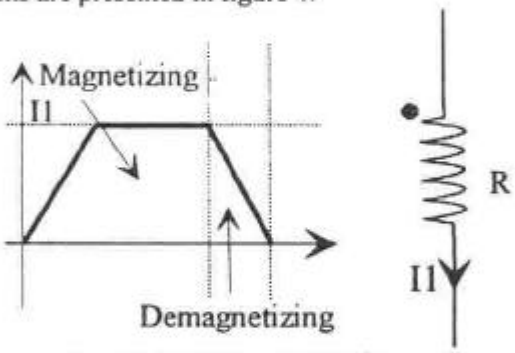


figure 4: current modelling. Machine fed by a full wave voltage.

The sum of copper losses is:

$$P_{ju} = q.R.I_{eff}^2$$

where q is the phase number.

1.2.2. BIFILAR WINDINGS

The corresponding current wave-forms are presented in figure 5 (same supply conditions than figure 4).

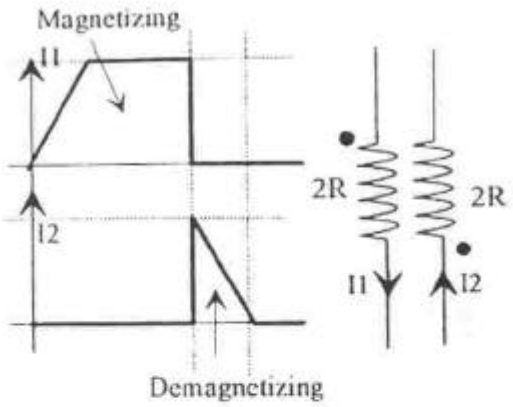


figure 5: current modelling (bifilar windings). Machine fed by full wave of voltage.

This time the sum of copper losses

$$P_{jbif} = q.2.R.(I_{1eff}^2 + I_{2eff}^2)$$

is:

$$P_{jbif} = 2.Pju$$

In bifilar structure, copper losses are doubled in comparison with a single coil machine.

1.3. MOS CONDUCTION LOSSES

1.3.1. ASYMETRICAL HALF BRIDGE

In our automotive application, we have a low voltage power supply (12V). Transistor are in MOS technology. In the case where BVds<60V and if the silicium area is the same in the two structures, we can write the MOS conduction losses as follow:

$$P_{mos\ uni} = 2.q.(2.R_{ds\ on}).I_{magnetisationeff}^2$$

where R_{dson} is the MOS conducting resistor for silicium used inone phase converter (each transistor has one half of total area).

1.3.2. BIFILAR WINDINGS

$$P_{mos\ bif} = q.R_{ds\ on}.I_{magnetisationeff}^2$$

$$P_{mos\ uni} = 4.P_{mos\ bif}$$

So in asymetrical half bridge the conduction losses are multiplied by 4.

1.3.3. CONCLUSION

For the same copper volume and the same silicium area in the switching circuit, none of the above circuits could be considered ideal. In our automotive application, it's important to minimize the conduction losses because of the low voltage feeding (12V) and to minimize the number of switches for economical reasons.

At nominal speed (full wave control), we have computed copper and conduction losses at the same global efficiency in the twice structure. At rated point speed is 3000 rpm and torque is 0.1Nm. MOS are IRFZ 44 (60V, R_{dson}=28mΩ) and diodes are BYW81 PI 200 (200V, 15A).

Despite of the inefficiency use of copper in the bifilar windings, we choose this last structure for economical and reliability reasons.

We obtain the converter of figure 6. For economical reasons, the current measure is performed by means of a 0.05Ω resistor connected to the magnetizing circuit.

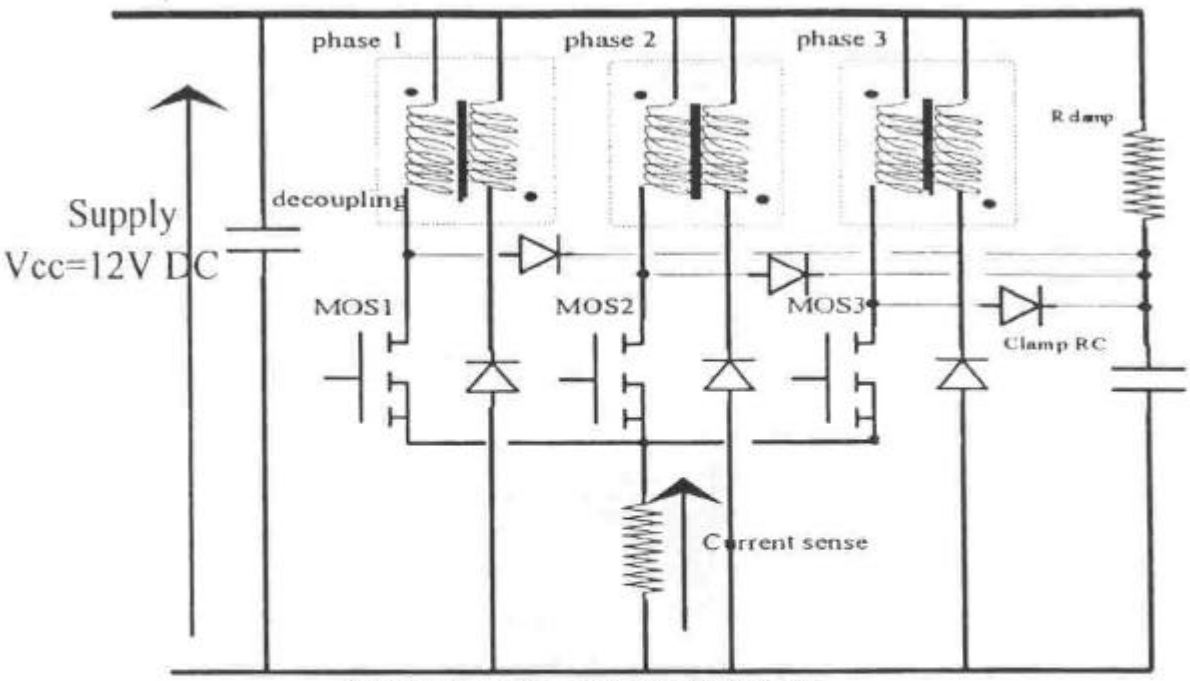


figure 6 : scheme of the power converter finely used.

2. CONTROL METHOD

2.1. PWM MODE

At low speed, to control the torque, we have to control the current magnitude in the phase winding.

If we use a PWM method because of the leakage flux in the bifilar windings, switching losses may be important. To avoid, in a first time, the transistor breakdown we use a clamp circuit (resistor, capacitor diode common to three phase. In fact, at the MOS turn off instant, the electrical equivalent circuit can be represented on figure 7.

In any case we observe two supply conditions:

2.1.1. Energizing coil:

$$V_{cc} = (R_{ds\,on} + R_{sense} + 2R).I_1 + L(\theta).\frac{dI_1}{dt} + I_1.\omega.\frac{dL}{d\theta}$$

2.1.2. Unernergizing coil:

$$-V_{cc} = (2R).I_2 + L(\theta).\frac{dI_2}{dt} + I_2.\omega.\frac{dL}{d\theta} + V_d$$

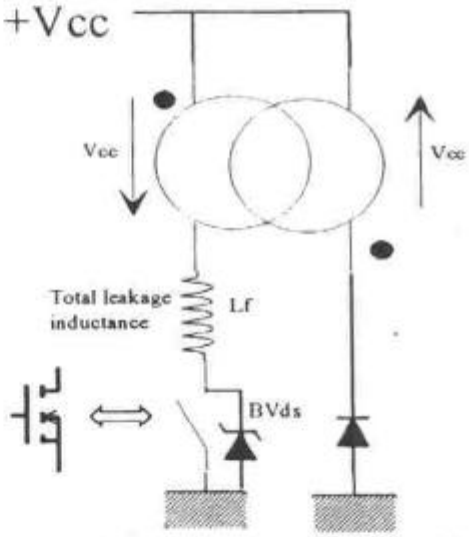


figure 7: model of MOS tuning off configuration. The snubber is designed by a zener diode.

The snubber limits the MOS turning off voltage to V_{br} value ($V_{br}<BV_{ds}$) The snubber is so calculated to obtain:

$$V_{br} = 2.V_{cc} + \Delta V$$

this leads to

$$R_{clamp} = \frac{2.\Delta V.(V_{cc} + \Delta V)}{f.I_{max}.L_f}$$

$$C_{clamp} = \frac{I_{max}^2 . L_f}{a . \Delta V^2}$$

Lf is the total leakage inductance and a.ΔV the voltage ripple across C.

The corresponding loss power in the resistor clamp is:

$$P_{off} = \frac{1}{2} . L_f . I_{max}^2 . F . \frac{1}{1 - \frac{2 V_{cc}}{V_{br}}}$$

2.2. SELF SWITCHING MODE

The problem of the PWM mode is the excess of switching losses in transistors and diodes because of hard commutation conditions. Also, the commutation generates conducted electromagnetic perturbations.

The new control method has to realise a soft diode turn off. Indeed, if the diode turn off is performed with a low $\frac{dI_f}{dt}$, the recovery charge is reduced.

This can be performed by scanning the zero voltage switching of the diode (example of control scheme is presented on figure 8). We obtain in fact a ZVS commutation.

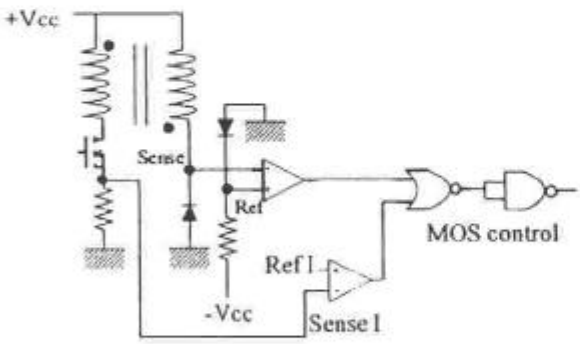


figure 8 : example of control circuit for a ZVS commutation in the diode

3. DIODES SWITCHING LOSSES

3.1. PWM MODE

In this control mode, the diode turn off can be modelled by the following wave-forms (figure 9).

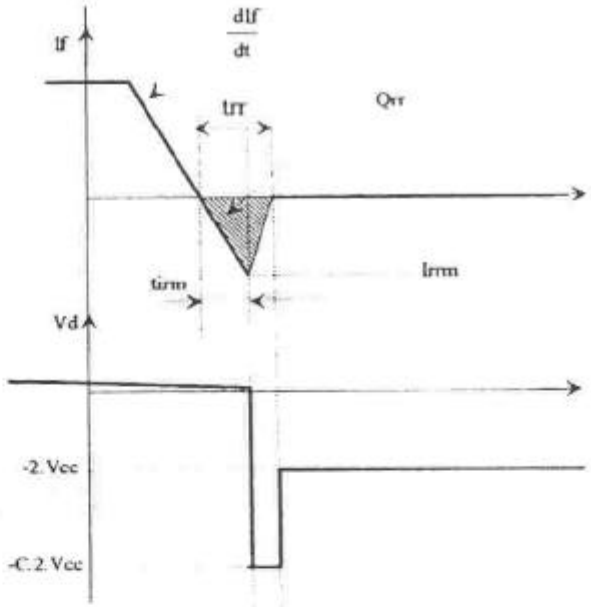


figure 9: model of diode turn off (unenergizing phase). C is the over voltage coefficient. (currently C=3). Here we suppose that 2.C.Vcc<Vrrm.

The magnetic energy is instantaneously transferred from the secondary to the primary coil. So the diode parameter for its commutation are:

$$-(2.V_{cc} + Vd) \approx L_f . \frac{dI_f}{dt}$$

$$\frac{dI_f}{dt} = -\frac{(2.V_{cc} + Vd)}{L_f} \approx -12A/\mu s$$

(Lf=2μH)

This leads to a reverse recovery charge: Qrr=18nC at Tj=100°C.

In case of PWM, the diode turn off energy is :$W_{doff} = 2.Vcc.Q_{rr}$

3.2. SELF SWITCHING MODE

If we decide to hold off the MOS until the complete demagetization, the $\frac{dI_f}{dt}$ term can be term can be modelled by:

$$\frac{dI_f}{dt} = -\frac{2.Vcc + Vd}{L(\theta) + L_f}$$

where L(θ) is the main inductive parameter of the machine. In the worst case, (unaligned position L(θ)=Lo=0.3mH) this leads to:

$$\frac{dI_j}{dt} = -80\ 10^{-3}\ A/\mu s$$

Then we can reasonably consider that Qrr can be missed comparing to the above case (12A/µs).
So we can project the use of standard diodes (low cost). The second interest of this control mode is to limit the switching frequency. However, the low frequency range of commutations leads to an audible noise witch can be a nuisance and the ripple torque is increased.

We present a computing simulation for the current wave-forms in the case of PWM and self switching control. The control parameter is the current reference applied (figures 10 and 11). In order to simplify the PWM control, we choose to hold off the MOS during a constant time (Toff=10µs) and the current magnitude is controlled by scanning the magnetizing current (voltage across Rsense figure 6). The angular supply window is 120° for each phase.

3.3. CURRENT WAVE-FORMS AT LOW SPEED 500rpm

3.3.1. PWM MODE

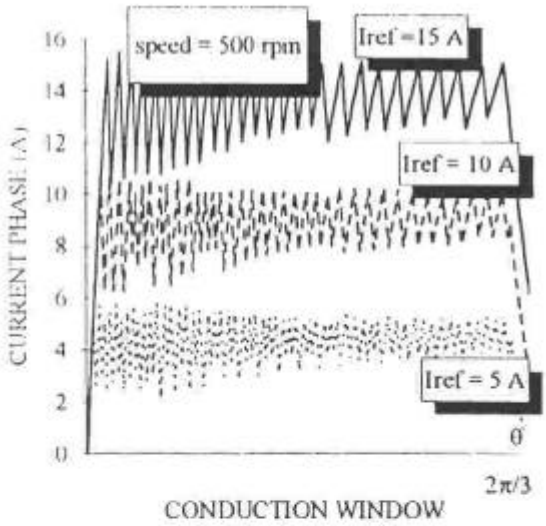


figure 10 : computing simulation of current wave-forms in PWM mode with Toff=cst=10µs and speed=500rpm; different current references from 5A to 15A.

3.3.2. SELF SWITCHING MODE

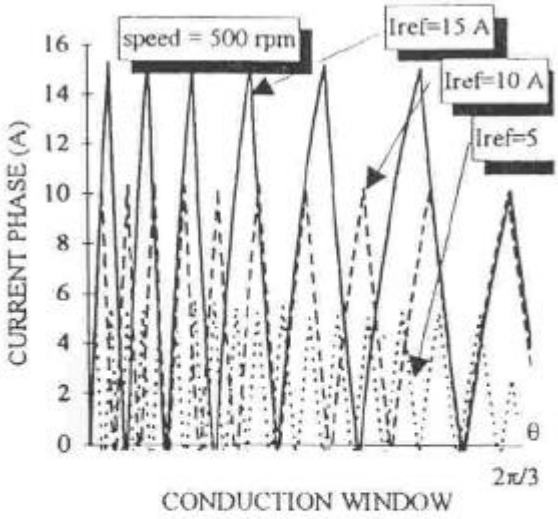


figure 11: computing simulation of current wave-forms in SELF SWITCHING mode with speed=500rpm; different current references from 5A to 15A.

3.4. CURRENT WAVE-FORMS AT HIGH SPEED :3000rpm

3.4.1. PWM MODE

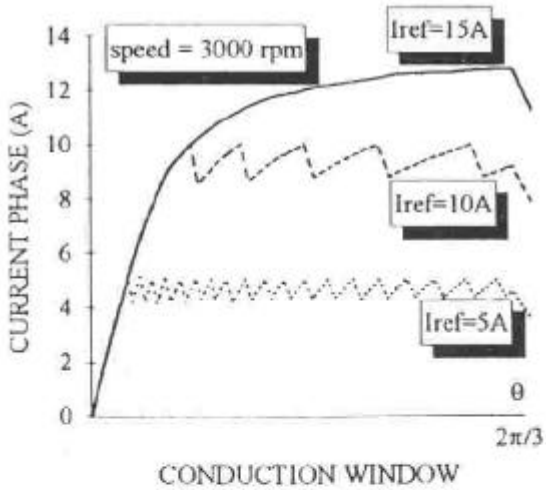


figure 12 :computing simulation of current wave-forms in PWM mode with Toff=cst and speed=3000rpm; different current references from 5A to 15A.

3.4.2. SELF SWITCHING MODE

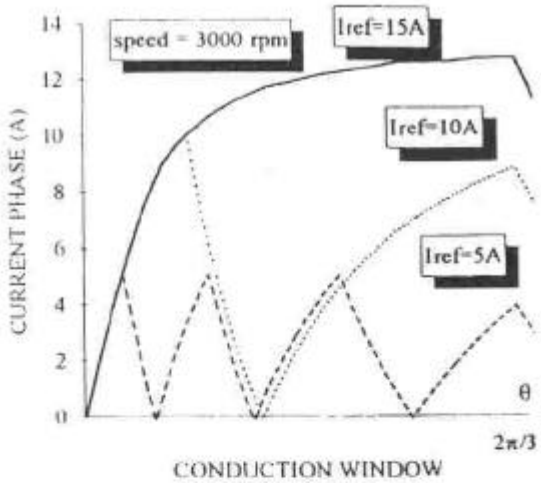


figure 13: computing simulation of current wave-forms in SELF SWITCHING mode and speed=3000rpm; different current references from 5A to 15A.

We can observe on the above figures (12 and 13) that the nominal steady point (full wave of voltage) is reached near a current reference of 12A. Then, the two current controls become similar. This can be shown if we use a trapeizoidal wave model for the growth of the inductive parameter we obtain the following formulae:

$$\frac{dL(\theta)}{d\theta} \approx \frac{\Delta L(\theta)}{\Delta\theta} = \frac{L_{aliged} - L_{unaligned}}{\frac{2.\pi}{3}}$$

in our case:

$L_{aligned}$=1.2mH and $L_{unaligned}$=0.3mH

So at N=3000 rpm (Ω=314 rad/s et Imax=12A)

$$R_{\omega} = \omega . \frac{dL(\theta)}{d\theta} \approx 0.537\Omega$$

$$I_M = \frac{U_m}{R_{\omega} + R_s}$$

where Rs designate the stator coil resistor (0.3Ω).

4. COMPARISON OF SWITCHING LOSSES.

4.1. DIODES

4.1.1. Switching on losses.

For the two supply mode we can consider that switching on commutation losses in the diode can be missed. Indeed, in PWM mode (worst case of losses) the $\frac{dI_f}{dt}$ term is low enough to reasonably missed this kind of losses. This can be twice verified in the self switching mode.

4.1.2. Switching off losses

PWM: we obtain in that case the following formula:

$$W_{doff} = 2.Vcc.Q_{rr}$$

SELF SWITCHING:

$$W_{doff} \approx 0$$

In fact, the comparison seems to be very simple: Self switching mode eliminate switching off losses thanks to the low rate of the corresponding Qrr. We can observe this results on the real commutations wave-forms in the two control mode on figure 14, PWM and figure 15 SELF-SWITCHING.

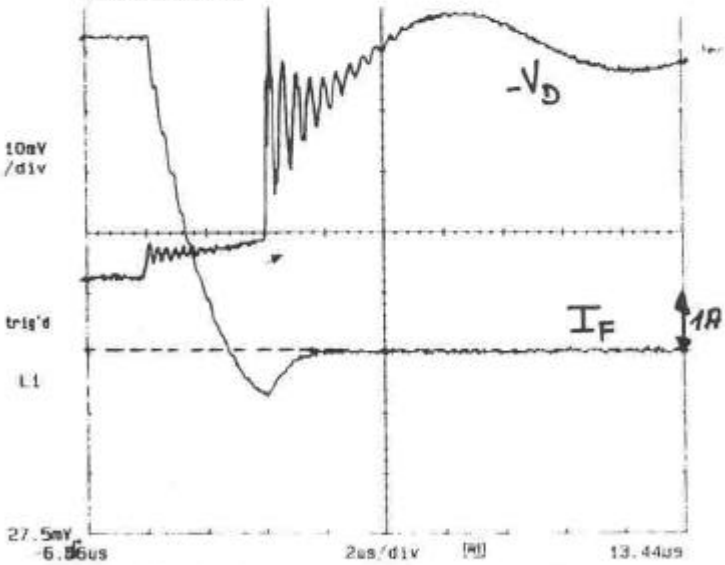


figure 14: real commutation wave-forms in the PWM mode. (fast recovery diode BYW81PI 200). Average current=5A.

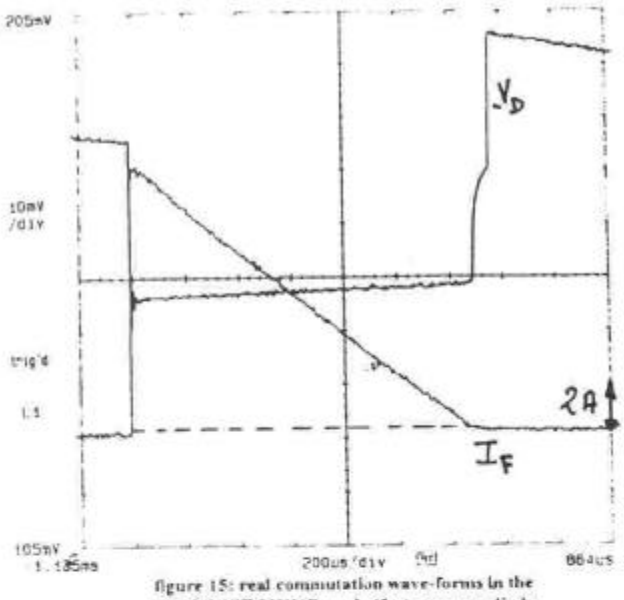
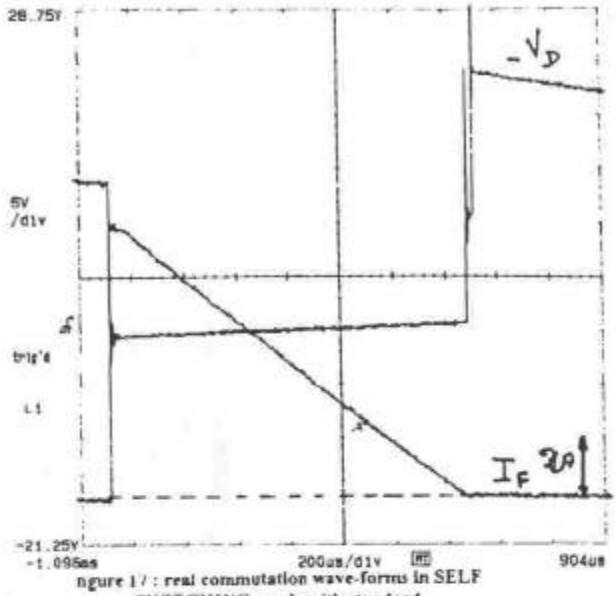


figure 15: real commutation wave-forms in the SELF SWITCHING mode (fast recovery diode BYW 81 PI 200). Average current=5A.



ngure 17 : real commutation wave-forms in SELF SWITCHING mode with standard diodes(1N5408); Average current=5A.

We can observe that the reverse recovery charge decrease thanks to the low dIf/dt in the self-switching mode. In that case we can use standard diode instead of fast recovery one (1N5408 for example). We also present on figures 16 and 17 the same commutation wave-forms using standard diodes instead of fast one. In classical PWM mode, switching with standard diodes is very bad, the losses are excessive.

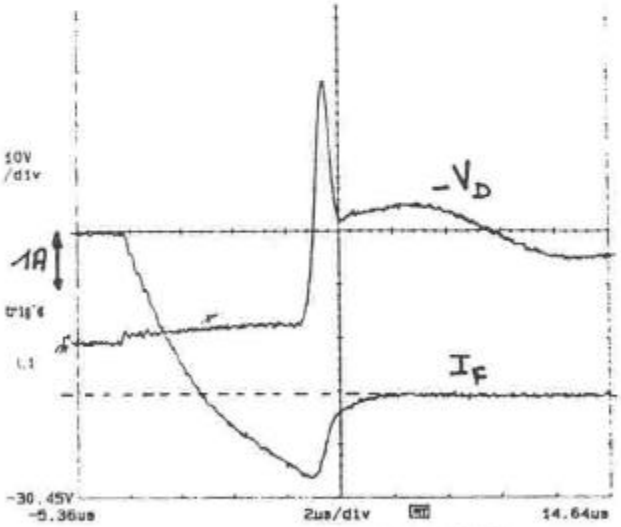


figure 16 : real commutation wave-forms in PWM mode with standard diodes (1N5408). Average current=5A.

Now the difference between the two reverse recovery charge is more evident. This difference is meanly dependant of the $\frac{dI_f}{dt}$ value witch is limited by Lf in PWM and Lo in self switching worst case.

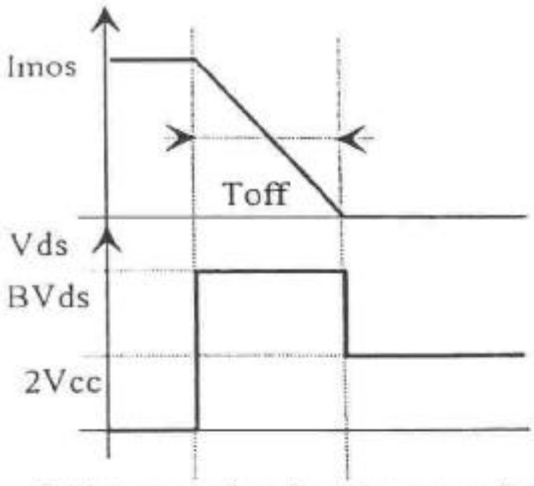
4.2. MOS

4.2.1. Switching on losses

We also consider that this kind of losses can be missed in the two mode of supply because of the quickness of the MOS switching on (less than 300ns) and the serial inductanec Lf. They will be lower in the Self switching mode because of the ZVS commutation. In fact the current increasing is limited by the mean of the inductive parameter of the stator coil corresponding to a very low $\frac{dI}{dt}$ rate.

4.2.2. Switching off losses

Without clamping circuit, a breakdown voltage appears across the MOS (corresponding to BVds). If we want to study this kind of losses, we adopt the following model:



In the two case of supply mode we can write:

$$t_{off} = \frac{L_f \cdot I_{ds\,max}}{BV_{ds} - 2.Vcc}$$

$$W_{off} = V_{ds} \cdot I_{ds} \cdot t_{off} = \frac{1}{2} \cdot B \cdot V_{ds} \cdot I_{ds\,max} \cdot t_{off}$$

$$W_{off} = \frac{1}{2} L_f \cdot I_{ds\,max}^2 \cdot \frac{1}{1 - \frac{2.Vcc}{BV_{ds}}}$$

An example of the real MOS commutation is shown on figure 18.

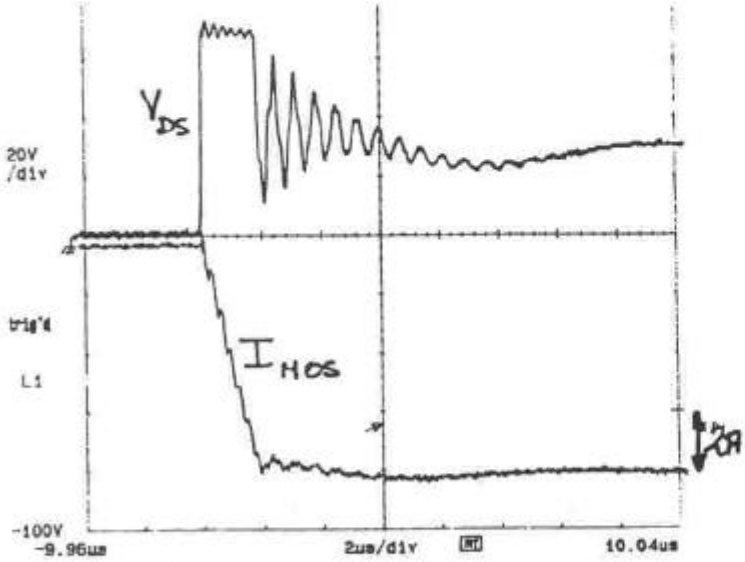


figure 18: real commutation wave-forms commutation for the MOS; Average current=5A

The same commutation wave forms can be observed in the Self switching mode. The number of commutations between the two supply mode is lower in the self switching one at the same rms phase current.

This can verified on figures 19 and 20 where we compare the sum of the MOS switching losses for the two sort of supply for different average torque value (figure 19 refers to 500 rpm and figure 20 refers to 3000 rpm).

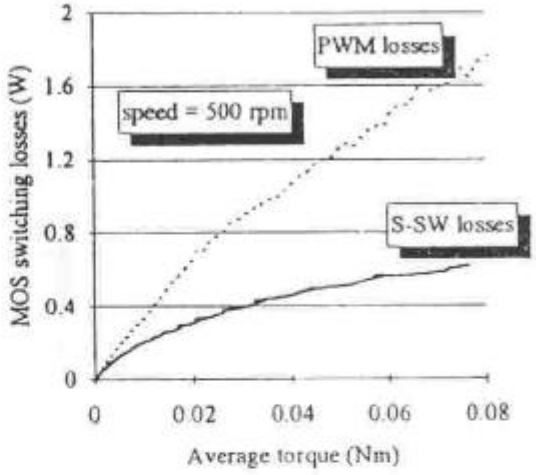


figure 19 : comparison of MOS switching losses between PWM and SELF SWITCHING mode (with fast recovery diodes) at 500 rpm.

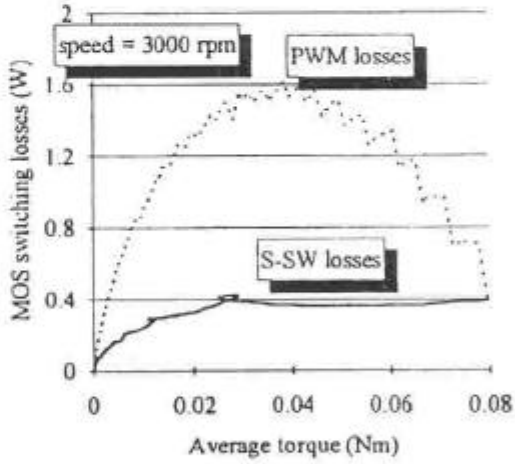


figure 20 : comparison of the MOS commutation losses between PWM and SELF SWITCHING mode (with fast recovery diodes) at 3000 rpm.

It is interesting to remark the junction of the two curves on figure 20. This conveys the full wave voltage mode in high speed. Then the two supply mode become equivalent and so there is no more difference of commutation losses in the MOS.

5. TORQUE CHARACTERISTIC

In the case of our low saturated machine we can consider that the torque value is expressed by the following formula:

$$C_{em}(\theta) \approx \frac{1}{2} \cdot \frac{dL(\theta)}{d\theta} \cdot I^2$$

A numerical simulation shows the corresponding average torque versus current reference for the two case of power supply (figure 21).

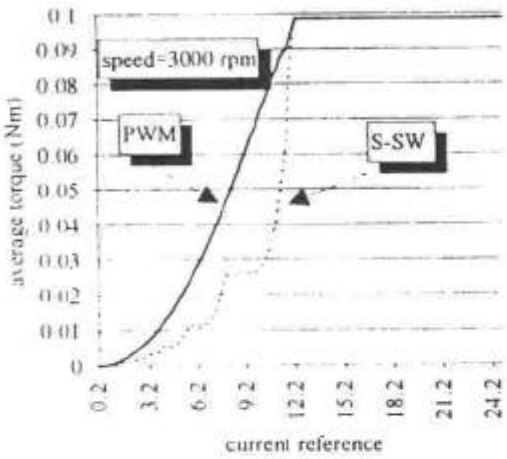


figure 21 : comparison of average torque characteristic between PWM and SELF SWITCHING mode versus current reference. speed=3000 rpm.

For the same average torque we have to double the current reference in Self Switching supply. Despite this maximun current increasing, the total joules losses in the machine and the conducted losses in the semi-conductors remain equal for the two supply. Indeed, this kind of losses is only dependant of $\frac{dL}{d\theta} \approx cst$ which remain constant, so the average torque is proportional to the RMS current square. This lead to write that the ration of Copper losses/torque is not dependant of the supply mode.

But we can remark too that the Self switching torque characteristic is not a monotonous one versus the current reference. This could be a problem concerning the torque regulation or modelisation (the equivalent gain of torque versus current reference may present sign invertions). This can be eliminate by using the advancen angle value of the supply window We show on figure 22 the influence of this angle value on the average torque characteristic for the same speed. The angle is expressed in electrical degrees.

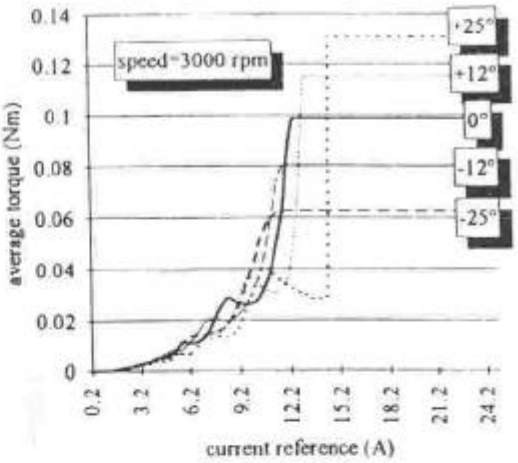


figure 22 : influence of advance angle of the supply window on the average torque characteristic. speed =3000 rpm and angle value in electrical degrees.

The extremes value of the curve envelops could give us a monotonous characteristic of the torque versus the current reference. So this could be a method by associating variables such as current reference, speed value and advance angle to obtain the same characteristic than PWM one concerning torque value.

6. ELECTROMAGNETIC PERTURBATIONS

We have studied the forms of conducted electromagnetic perturbations usually found [5]: differential mode and common mode . The experimental measurement scheme is presented on figure 23.

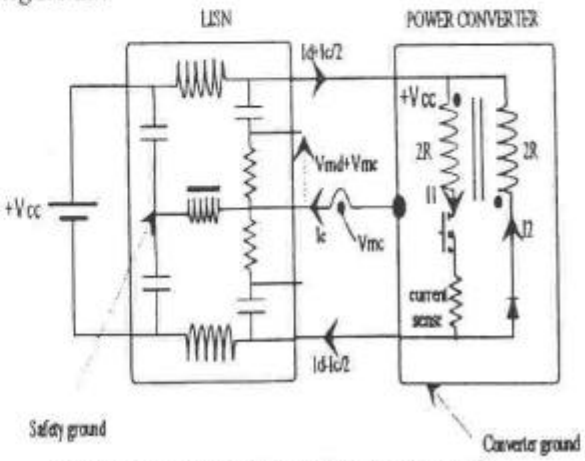


figure 23 : normalized experimental scheme for electrical perturbations measurement.

6.1. DIFFERENTIAL MODE

We obtain the two following wave-forms (PWM on figure 24 and Self switching on figure 25) for the same rms current (10A rms) in the phase stator coil.

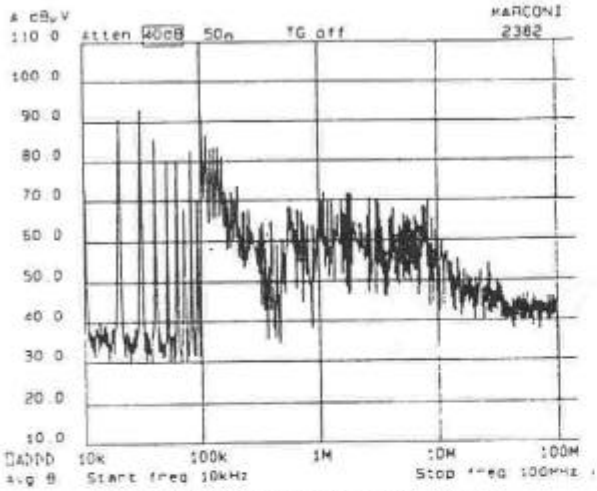


figure 24 : PWM conducted perturbations in differential mode measurements.

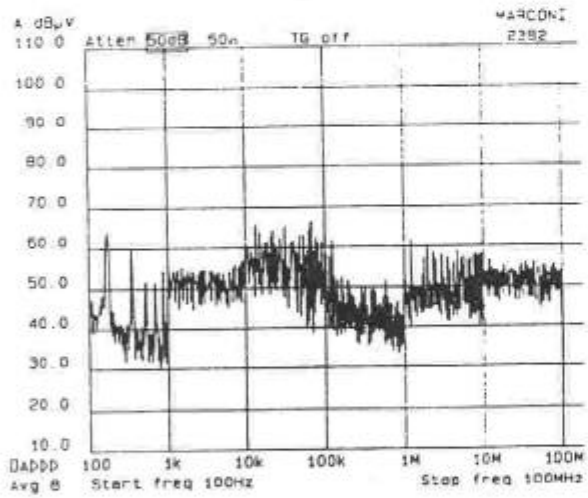


figure 25 :Self switching conducted perturbations in differential mode measurements.

We observe that electrical perturbations are notably lower in Self switching mode (figure 25) (65dB µV) than PWM one (figure 24) (95 dB µV) from 10kHz. We can find the Self switching spectral perturbation from 100Hz to 1kHz due to increased current level. If necessary this low frequency perturbation seems to be easy to filter thanks to a classic decoupling method.

6.2. COMMON MODE

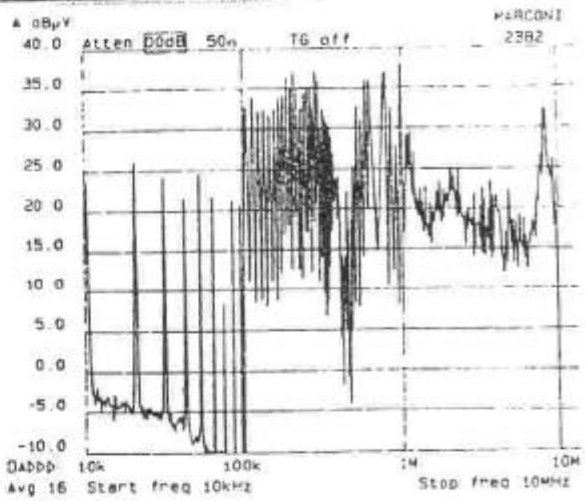


figure 26 : PWM conducted perturbations in common mode measurements.

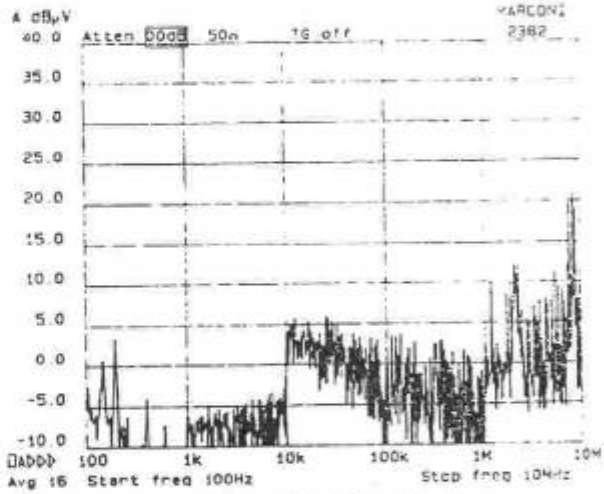


figure 27 : Self switching conducted perturbations in common mode measurements.

We can see that the Self switching perturbations are also notably lower than the PWM one at the same current reference from 10kHz (Self switching on figure 27 gives us 10dB µV and PWM on figure 26 with 35dB µV). Its interesting because the common mode perturbations is hard to be filtered by electronic method (physical contact between component and converter ground). Then we can also observe the low frequency spectral perturbations (starting from 100 Hz) of our Self switching mode even in the common mode instead of the PWM one witch starts from 10kHz.

7. CONCLUSION

We have seen that the main advantage of our new supply mode was leing in the decreasing of switching losses in the MOS and in the demagnetizing diodes. This leads to reduce the corresponding conducted perturbations either in the differential and the common mode (important point of our automotive application). But we have seen that it was necessary to hardly increase the current reference for the same average torque value than the PWM mode. Despite this current ioncreasing, motor and converter losses remain at the same level.

The second problem was leing in the non monotonous torque characteristic versus the current reference (figure 21). The solution may lie in the use of the advance angle value for each variables (current, speed, angle) set. Another limit lie in the saturation level of the machine; that is not very important because of the low saturation level of our machine (large air gap length) however the motor and switches losses may increase in an saturated machine.

8. REFERENCES

[1] B. MULTON, M. GABSI
"Comparaison de l'influence de l'entrefer sur les performances et le dimensionnent d'un moteur à réluctance variable à double saillance et de son onduleur."
7^{em} col. int. sur les moteurs pas à pas.
NANCY FRANCE, 1 au 3 juillet 1992

[2] D.A. TORREY
"A comparison between bifilar and monophilar high power SRM".
ICEM 90, US, Vol .1, pp60-65.

[3] N. MOHAN, T.M. UNDELAND, M.P. ROBBIN
Power Electronics (converter apllication and design).
J. WILEY & SONS, 1987.

[4] B. MULTON, M. GABSI, P. LAURENT
"Procédé pour alimenter une machine à réluctance variable et dispositif pour sa mise en oeuvre "
Déposant Sté VALEO
Brevet Français n°92 13234, 4/11/92.

[5] F. COSTA, F. FOREST, G. ROJAT, A. PUZO
"Influence of the switching mode of conducted and radiated perturbations ".
EPE conference 1991 pp 4-278-285.

2.5- CONCLUSION. PERSPECTIVES

Nous avons effectué un travail important sur l'optimisation des lois de commande avec une prise en compte maximale des caractéristiques électromagnétiques de la machine. Cependant, la rapidité insuffisante des calculs de champ par éléments finis nous a contraints à utiliser des modèles simplifiés (linéaires par parties) ou au mieux des modèles précis mais monophasés, sans toutefois effectuer des couplages directs entre les calculs de champ et les simulations d'alimentation. Malgré cette lacune, nous avons pu dégager un certain nombre de propriétés importantes et surtout de limites fondamentales comme celles de la puissance apparente du convertisseur ou encore les possibilités de fonctionnement à couple instantané lissé. Nous avons vu que, moyennant une alimentation en créneaux de tension à la puissance maximale, la puissance apparente de l'onduleur est tout à fait acceptable comparativement à celle des moteurs à commutation électronique classiques. Quant à l'ondulation du couple, nous avons vu qu'elle est limitée par les caractéristiques électromagnétiques du moteur mais aussi par les possibilités de son alimentation ; si l'on souhaite conserver une puissance apparente raisonnable, il est difficile d'avoir un couple bien lissé sur une large plage de vitesses et de couples. Les difficultés rencontrées pour effectuer des systèmes de commande performants ont déclenché de nouvelles études. Ainsi, D. Flieller **[TH7]** travaille sur des modélisations dynamiques échantillonnées de la MRVDS avec une commande en créneaux de tension par réglage des angles prenant en compte des contraintes de continuités des variables de commande. Avec les travaux d'E. Hoang **[TH 5]** sur le calcul des pertes fer, nous pensons pouvoir prochainement intégrer leur prise en compte dans l'optimisation des lois de contrôle. H. Cailleux **[TH4]**, quant à elle, travaille sur les possibilités de commande non-linéaire pour l'alimentation à couple peu ondulé. En effet, la thèse de J.Y. Le Chenadec a montré qu'une commande classique ne permettait pas d'exploiter pleinement le potentiel de la source d'alimentation et qu'il était nécessaire de rechercher d'autres méthodes.

Un mode d'alimentation particulier (auto-oscillant) a été présenté ; son objectif principal est de réduire les pertes de commutation ainsi que les perturbations électromagnétiques. Les alimentations spéciales représentent un champ d'investigation intéressant pour satisfaire de nouvelles exigences de compatibilité électromagnétique et de forme de courant absorbé à l'alimentation (alternative ou continue). Le problème posé nécessite encore une fois la prise en compte de tous les éléments électroniques et électromagnétiques.

Nous avons mené des travaux (non encore publiés) sur les possibilités de fonctionnement à puissance maximale constante des MRVDS. En effet certaines applications, comme la traction électrique ou les broches de machine-outil, nécessitent un fonctionnement dans une assez large plage à puissance maximale constante (au delà de la vitesse de base, rapport de 1 à 4 ou plus). Ce type de fonctionnement est connu depuis longtemps [18] mais, à ma connaissance, il n'a pas été publié de document sur les raisons de cette possibilité de fonctionnement et, surtout, sur les paramètres influents de la machine. Or, il semble que la durée angulaire du "plat" d'opposition de l'onde d'inductance joue un rôle fondamental dans ce fonctionnement. Cette durée angulaire est d'ailleurs directement liée à la largeur des dents rotoriques, lorsque celle des dents statoriques est imposée. Une thèse **[TH9]** est en cours sur ce sujet à l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Monastir en Tunisie.

Le chapitre suivant, à travers les travaux concernant la structure électromagnétique, va prolonger le chapitre 2. En particulier, nous essaierons de bien dégager les liens entre certains paramètres géométriques et les caractéristiques électromagnétiques. Nous proposerons alors une procédure de conception intégrant les contraintes d'alimentation électronique.

2.6- BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 2

[1] C. GLAIZE
"Etude générale et optimisation des modes d'alimentation des machines à réluctance variable. Application aux machines polydiscoïdes". Thèse d'Etat, Paris VI (13 Décembre 1983).

[2] J.P. BASTOS
"L'utilisation de plots de forme trapézoïdale dans les machines à réluctance variable".
Rev. Phys. Appl. 17 (1982), pp.693-700.

[3] J.P. BASTOS , R. GOYET, J. LUCIDARME
"Performances intrinsèques des machines à réluctance variable à disques imbriqués"
Rev. Phys. Appl. 15, Janvier 1980, pp. 45-54.

[4] R. GOYET, C.A. BLEIJS
"Experimental Study of an Elementary Interleaved Disk Reluctance Motor".
ICEM 80, RM/9, pp427-434.

[5] J. NUTA, C.A. BLEIJS, C. GLAIZE, R. GOYET
"Tests of an Axial Air-Gap Variable Reluctance Motor Supplied by a Solid-State Converter",
Electric Machines and Electromechanics 6, 1981, pp.361-373.

[6] R. GOYET
"Contribution à l'étude des machines à réluctance variable à disques imbriqués"
Thèse d'Etat Paris VI, 23 juin 1981.

[7] J.P. BASTOS, R.GOYET, J. LUCIDARME, G. QUICHAUD, F. RIOUX- DAMIDAUX
"Performances of a Multidisk Variable Reluctance Machine"
ICEM 82, pp.254-257.

[8] P.F. DESESQUELLES
"Contribution à l'étude de l'alimentation des machines à réluctance variable. Simulation numérique de trois ensembles machine-convertisseur", Thèse de 3 Cycle, Paris VI (20 Mai 1983).

[9] S. ALLANO, C. GLAIZE
"Reluctance Machine Supplied with Thyristors Converter"
ICEM 82, pp.579-582.

[10] C. NASR
"Etude et expérimentation d'un ensemble convertisseur-machine à réluctance variable à disques impbriqués autopilotée",
Thèse de docteur-ingénieur. Paris VI, 18 octobre 1984.

[11] C. GLAIZE
"Recherche des formes optimales d'alimentation des machines à réluctance variable".
Revue de physique appliquée, N° 20 (Novembre 1985), pp.779 à 794.

[12] P.J. LAWRENSON, J.M. STEPHENSON, P.T. BLENKINSOP, J. CORDA, N.N. FULTON
"Variable-Speed Switched Reluctance Motors".
Proceedings IEE, Vol. 127, Pt. B, No. 4, July 1980, pp.253-265.

[13] M.R. HARRIS, H.R. BOLTON, P.A. WARD, J.V. BYRNE, G.B. SMITH, J. MERRETT, F. DEVITT, R.J.A. PAUL, K.K. SCHWARTZ, M.F. MANGAN, A.F. ANDERSON, R. BOURNE, P.J. LAWRENSON, J.M. STEPHENSON, N.N. FULTON
"Discussion on Variable Speed Switched Reluctance Motors"
proc.IEE, Vol. 128, Pt.B, n°5, September 1981, pp.260-276.

[14] P.J. LAWRENSON

"Switched Reluctance Motor Drives"
Electronics & Power, February 1983, pp.144-147.

[15] R.M. DAVIS, W.F. RAY, R.J. BLAKE
"An Inverter Drive for a Switched Reluctance Motor"
I.C.E.M. 1980, PE7/9, pp 1207-1214.

[16] R.M. DAVIS, W.F. RAY and R.J. BLAKE
"Inverter Drive for Switched Reluctance Motor: Circuits and Component Ratings".
Proceedings IEE, Vol. 128, Pt. B, No. 2, March 1981, pp. 126-136.

[17] T.J.E. MILLER
"Converter Volt-Ampere Requirements of the Switched Reluctance Motor Drive".
IEEE Transactions on industry applications, Vol. 1A-21, N°5, September/October 1985, pp.1136-1144.

[18] J.V. BYRNE and M.F. MCMULLIN
"Design of a Reluctance Motor as a 10KW Spindle Drive"
MOTOR-CON. Genève (September 1982) pp.10-24.

[19] B.K. BOSE, T.J.E. MILLER, P.M. SZCZESNY, W.H. BICKNELL
"Microcomputer Control of Switched Reluctance Motor"
IEEE on I.A, vol. 22 n°4, July-August 1986, pp.708-715.

[20] W.F. RAY, P.J. LAWRENSON, R.M. DAVIS, J.M. STEPHENSON, N.N. FULTON and R.J. BLAKE
"High Performance Switched Reluctance Brushless Drives".
IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-22, No. 4, July/August 1986, pp.722-730.

[21] J.W. FINCH, H.B.M. METWALLY
"Control Aspects of Brushless Drives Using Switched Reluctance Motors".
Proc. IEE Londres July 90, pp.237-242.

[22] H.B. ERTAN, O.F. YAGAN, A. DIRIKER
"Optimum Parameters for Doubly-Salient Motor Drives by a Voltage Source Drive"
ICEM 90, vol.3, pp.806-811.

[23] D.A. TORREY and J.H. LANG
"Optimal-Efficiency Excitation of Variable - Reluctance Motor Drives".
IEE Proceedings-B, Vol. 138, No. 1, January 1991, pp.1-14.

[24] D.A. TORREY
"Excitation of Variable Reluctance Motor Drives"
Electric machines & Power Systems, 19_1991, pp.713-729.

[25] G. S. BUJA, M.I. VALLA
"Control Characteristics of the SRM Drives - Part I : Operation in the Linear Region".
IEEE Trans. IE, Vol.38, N°5, Oct.91, pp.313-321.

[26] S. BOLOGNANI, G.S. BUJA, M.I. VALLA
"Switched Reluctance Performance Analysis Based on an Improved Modeling of its Magnetic Characteristics",
Electric Machines and Power Systems 19, 1991, pp.425-438.

[27] H.R. BOLTON, R.A. ASHEN
"Influence of Motor Design and Feed Current Waveform on Torque Ripple in Brushless DC Drives".
Proc. IEE vol.131, Pt. B, N°3, May 84, pp.82-90.

[28] P.J. ROCHE, M.G. EGAN, J.M.D. MURPHY
"Intelligent 8096-Based Multimode Control of a Variable Reluctance Motor Drive".

E.P.E. Grenoble 1987, pp.917-922.

[29] J. CORDA, S. MASIC, I. BAKALAR, N. SELJUBAC
"Effects of the Form of Magnetic Circuits on Torque Pulsations of Switched Reluctance Motor".
ICEM 90, Vol.I, pp.88-93.

[30] R.S. WALLACE, D.G. TAYLOR
"Three Phase Switched Reluctance Motor Design to Reduce Torque Ripple".
ICEM 90, Vol.3, pp.783-787.

[31] D.P. TORMEY, D.A. TORREY
"The Design of a Low-Current Variable-Reluctance-Motor Drive with Constrained Torque Ripple".
ICEM 90, Vol.3, pp.788-793.

[32] R.S. WALLACE, D.G. TAYLOR
"Low Torque Ripple Switched Reluctance Motors for Direct Drive Robotics".
IEEE Trans. on Robotics and Aut. Vol.7, N°6, Dec.91, pp.733-742.

[33] D.S. SCHRAMM, B.W. WILLIAMS, T.C. GREEN
"Torque Ripple Reduction of Switched Reluctance Motors by Phase Current Optimal Profiling"
PESC 92, pp.857-860.

[34] R. CARLSON, M. LAJOIE-MAZENC
"A Synthesis of Torque Ripple Problem and Solutions in Electronically Commutated Permanent Magnet Synchronous Machines"
SM 100 Conf., Zürich, Aug. 1991, Part III, pp.1077-1082.

[35] S. CLENET, Y. LEFEVRE, N. SADOWSKI, S. ASTIER, M. LAJOIE-MAZENC
"Compensation of Permanent Magnet Motors Torque Ripple by Means of Current Supply Waveshapes Control Determined by Finite Element Method"
IEEE Trans. on Magnetics, Vol.29, N°2, March 1993, pp.2019-2023.

[36] U. STEIERT, H. SPÄTH
"Torque Control of yhe Doubly-Salient Reluctance Motor"
Revue ETEP, Vol.3, N°4, July/august 1993, pp.265-272.

3- OPTIMISATION DE LA STRUCTURE ÉLECTROMAGNÉTIQUE

3.1- POSITION DU PROBLÈME

Nous avons vu, au chapitre 1.2, qu'une machine à réluctance variable à double saillance est complètement définie par son réseau de caractéristiques flux-ampères-tours-position pour chaque phase, à condition de négliger les couplages magnétiques entre phases. Dans le chapitre précédent, l'étude et l'optimisation de l'alimentation des MRVDS a montré le fort couplage existant entre leurs caractéristiques électromagnétiques et l'alimentation électronique. En conséquence, si l'on souhaite optimiser l'ensemble convertisseur machine, il est nécessaire de coupler fortement les calculs électromagnétiques aux calculs d'alimentation (en courant ou en tension) afin de déterminer, à la fois, les paramètres géométriques et de commande optimaux. Si l'on fait appel directement aux calculs de champ magnétique par éléments finis pour résoudre le problème électromagnétique, les temps de calcul deviennent totalement inacceptables et ceci sans prendre en compte les couplages magnétiques entre phases qui élèveraient encore le temps total de calcul à une puissance comprise entre 3 et 4 !!! A titre indicatif, l'obtention d'un réseau de caractéristiques suffisamment précis pour traiter, par exemple, du problème de la minimisation de l'ondulation du couple par formes d'onde de courant optimisées (voir §2.3), nécessite environ 100 heures sur PC486 à 33 MHz **[TH 3]**. On peut supposer que la structure de la machine peut être définie par 8 paramètres géométriques **[C2]**. En admettant que le diamètre extérieur soit imposé et que l'on ait déjà effectué le choix du couple (Ns, Nr), l'alimentation en courant optimisé (§2.3) requiert 3 paramètres (angles du trapèze de couple et nombre de spires) si la tension a été préalablement choisie. On a au total un nombre minimal de 11 paramètres à déterminer pour optimiser le fonctionnement pour un seul point du plan couple-vitesse. Quelle que soit la méthode d'optimisation choisie, cela conduit à des temps de calculs déraisonnables. Il faut donc recourir à des méthodes plus rapides en acceptant de ne pas optimiser tous les paramètres. Le "savoir-faire" (somme de l'expérience collective acquise) peut aider à limiter raisonnablement le domaine de variation de chaque paramètre [1, Cameron 92]. Enfin, on peut essayer d'établir des modèles analytiques le plus précis possible : c'est que nous avons essayer de faire dans le travail de thèse de M. Geoffroy où l'utilisation des éléments finis est dosée au mieux pour pallier certaines limites du modèle analytique. Notons que la caractéristique b(h) du matériau ferromagnétique utilisé doit être connue avec une bonne précision car la machine à réluctance variable y est très sensible. Or cette caractéristique, outre le phénomène d'hystérésis, est sensible à certains éléments comme le traitement des tôles lors du processus de fabrication ou encore les contraintes mécaniques exercées dans la structure complète [2, Arkadan 93]. Cependant, ces modèles analytiques sont rapidement limités en précision et nous cherchons encore à les améliorer, plus particulièrement en régime de saturation. Actuellement, il n'est pas encore possible d'obtenir des formes d'onde de couple suffisamment précises en régime saturé. Rappelons enfin que nous effectuons presque tous nos calculs en "2D" ; ceci est en effet suffisant lorsque le rapport D/L (diamètre d'entrefer sur longueur active) est inférieur à 2 environ [3, Tormey 90] : ce rapport dépend en réalité du pas polaire. Nous avons du recourir à une analyse "3D" par éléments finis pour l'étude de notre capteur d'autopilotage à réluctance variable (voir §4.2). En ce qui concerne la prise en compte des couplages magnétiques, certains auteurs se sont penchés sur le problème [4, Lipo 89] mais en régime linéaire. Nous avons aussi effectué une telle analyse valable pour une structure vraiment non saturée comme c'était le cas avec le capteur évoqué ci-dessus.

L'article **[C8]** décrit les méthodes que nous utilisons pour le calcul des caractéristiques des MRVDS.

ARTICLE [C8]

"Couplage de méthodes pour le calcul rapide des caractéristiques électromagnétiques des machines à réluctance variable à double saillance",
Colloque "méthodes informatiques de la conception industrielle", ESIM Marseille,
18 juin 1993, pp.81-90.

COUPLAGE DE METHODE POUR LE CALCUL RAPIDE DES CARACTERISTIQUES ELECTROMAGNETIQUES DES MACHINES A RELUCTANCE VARIABLE A DOUBLE SAILLANCE.

M.GEOFFROY, B MULTON, E HOANG, R NEJI (ENIS SFAX)
Laboratoire d'Electricité Signaux et Robotique (L.E.Si.R) URA CNRS D1375
Ecole Normale Supérieure de Cachan 61, Avenue du président WILSON
F 94 235 CACHAN Cédex

INTRODUCTION

La modélisation de processus complexes nécessite aujourd'hui la mise en oeuvre de modèles variés intégrant différentes approches du problème traité et permettant la simulation de plusieurs aspects du comportement des systèmes étudiés. La nécessité d'utiliser des mécanismes d'auto-adaptativité des modèles en fonction des résultats obtenus et de la prédiction de l'erreur pose le problème du coût humain et informatique souvent trop important pour permettre une optimisation structurelle du processus étudié. En conséquence, il existe un réel besoin de modèles simplifiés, capables de fournir des résultats approchés mais assez précis pour permettrent une étude quantitative et pour fournir des résultats susceptibles d'être injectés dans des modèles de sensibilité plus fine.

Les outils de calculs de champs par éléments finis, associés à des mailleurs automatiques permettant la mise en oeuvre de méthodes de calcul auto-adaptatif, donnent aujourd'hui une prédétermination fiable des caractéristiques électromagnétiques des machines électriques. Par contre, les temps de calcul nécessaires à cette étude ne permettent pas une optimisation globale de la structure complète.

En ce qui concerne par exemple les machines cylindriques à réluctance variable à double saillance[1], des problèmes liés à l'utilisation d'entrefer faible, et au fonctionnement en régime saturé, ainsi que l'absence de symétries globales des sources et de la structure rendent la modélisation par des méthodes de calcul de champ par éléments finis particulièrement longue.

En conséquence, nous avons cherché des modèles simplifiés permettant une approche correcte des caractéristiques de fonctionnement de ces machines[2]. Ces méthodes basées sur un découpage élémentaire en tronçons de la structure donnent des résultats rapides permettant d'étudier l'influence des paramètres dimensionnels. Par contre, ces modèles simplifiés nécessitent ponctuellement la mise en oeuvre de calculs spécifiques par éléments finis. comme par exemple pour l'étude de l'inductance en opposition ou pour l'étude des phénomènes de saturation locale.

Le couplage de ces deux méthodes permet un bon compromis entre l'obtention de résultats fiables et une rapidité suffisante nécessaire à l'optimisation des paramètres géométriques de ces machines.

Après un rappel de la structure des machines cylindriques à réluctance variable à double saillance ainsi que de leur caractéristiques de fonctionnement, nous prédéterminerons les performances de ces machines à l'aide d'outils de calcul de champ par élément finis. Nous montrerons la nécessité de mettre en oeuvre des méthodes de maillage auto-adaptatives nécessitant des temps de

calcul importants pour obtenir des résultats corrects, mais rendant ce type d'outils inadaptés à une optimisation globale de la structure.

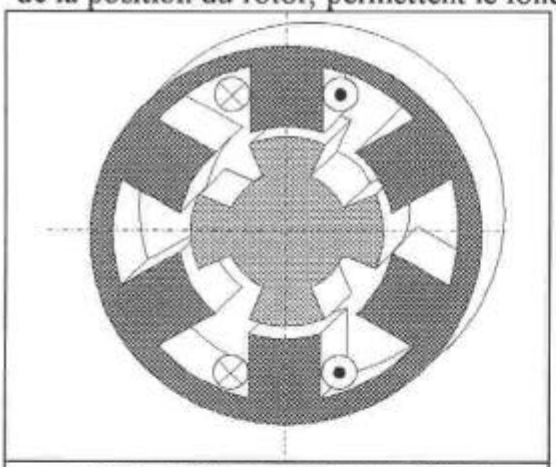
En conséquence, nous étudierons des modèles élémentaires basés sur le calcul de réluctance. Le principe consiste à "découper" la machine en éléments simples à l'intérieur desquels nous supposerons l'induction constante ou présentant une loi d'évolution connue. Nous calculerons les réluctances de tous ces éléments simples afin de déduire le flux dans chaque partie de la machine.

Après l'étude d'un modèle linéaire puis saturé, nous montrerons la nécessité de faire appel, dans un premier temps, à une base de donnée obtenue par éléments finis pour déterminer la perméance dans une position proche de l'opposition et, dans un second temps, à une série de calculs ponctuels par la méthode des éléments finis, pour prendre en compte le phénomène de saturation locale difficile à paramétrer avec les modèles simplifiés présentés.

1.PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UNE MACHINE A RELUCTANCE VARIABLE A DOUBLE SAILLANCE.

1.1. Production de couple par variation de réluctance.

La figure I.1 représente une machine à réluctance variable à double saillance constituée d'un stator et d'un rotor composés respectivement de N_s et N_r dents. Des bobines alimentées en fonction de la position du rotor, permettent le fonctionnement du dispositif.



- Figure I.1-Structure d'une machine à réluctance variable à double saillance

Les phases sont alimentées successivement pour décrire un cycle de fonctionnement. On obtient une révolution complète du rotor après qN_r cycles de fonctionnement, avec N_r le nombre de dents rotoriques et q le nombre de phases.

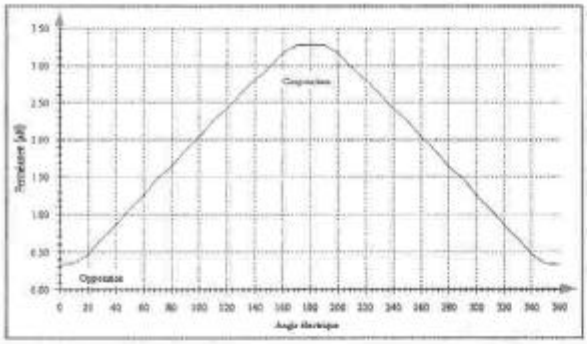
Si l'on note f la fréquence électrique et f_{rot} la fréquence rotorique, on a :

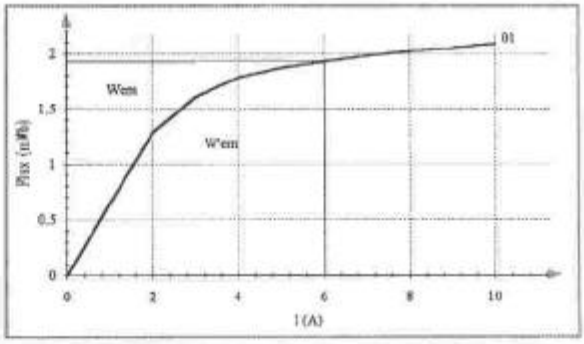
$$f = f_{rot} \cdot N_r \qquad (I.1)$$

Dans une machine à réluctance variable, il y a production de couple par la tendance naturelle du dispositif à prendre la position de réluctance minimale, appelée position de conjonction (figure I.1). Cette position particulière correspond à un alignement d'une dent rotorique avec le pôle statorique excité qui donne la valeur maximale de l'inductance vue par le bobinage d'excitation.

De même, on définit une position particulière correspondant à la valeur minimale de l'inductance vue par le bobinage d'excitation ou bien encore par un alignement d'une dent statorique avec l'espace interpolaire rotorique. Cette position est appelée position d'opposition.

La période électrique correspond à un cycle de fonctionnement défini comme le passage de la position d'opposition à la position de conjonction puis le retour à la position d'opposition(Figure I.2).





- Figure I.2 -Forme d'onde de perméance définissant l'opposition et la conjonction.	- Figure I.3 -Energie et co-énergie électromagnétiques

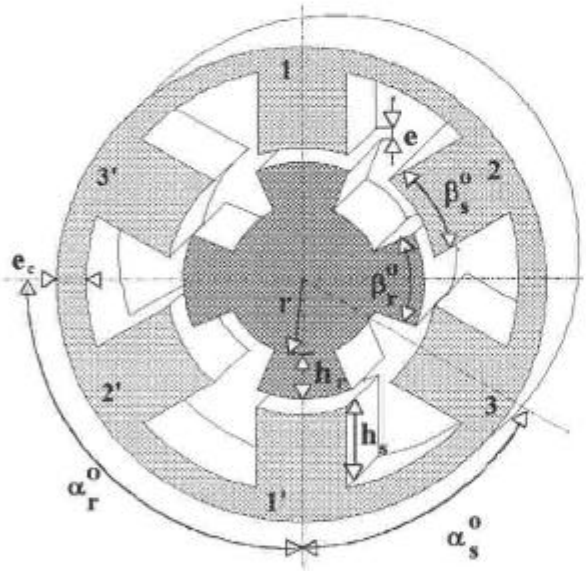
Soient Wem l'énergie électromagnétique et W'em la co-énergie définies sur la caractéristique ϕ=(I) du dispositif (Figure I.3). On peut exprimer le couple électromagnétique moteur par:

$$C(\theta,i) = \frac{-\partial W_{em}(\theta,i)}{\partial\theta}_{\phi=Cte} \qquad (I.2)$$

La machine est ainsi complètement définie si l'on connait son réseau de caractéristiques $\phi = f(I,\theta)$.

1.2. Structure électromagnétique et paramètres associés.

La figure I.4 présente un exemple de structure électromagnétique d'un moteur à réluctance variable Vernier. La structure est de type 6-4 (6 dents au stator et 3 phases, 4 dents au rotor). [3]



N_r, N_s:Nombre de dents au rotor et au stator

h_r ,h_s:hauteur des dents rotoriques et statoriques

e : largeur d'entrefer r : rayon du rotor

e_c : épaisseur de la culasse

α_r^o,α_s^o : angle polaire rotorique et statorique

β_r^o, β_s^o : angle dentaire rotorique et statorique

β_s et β_r sont les angles réduits des dents par rapport au pas polaire correspondant.

$$\alpha_r^o = \frac{2\pi}{N_r} \qquad \alpha_s^o = \frac{2\pi}{N_s}$$

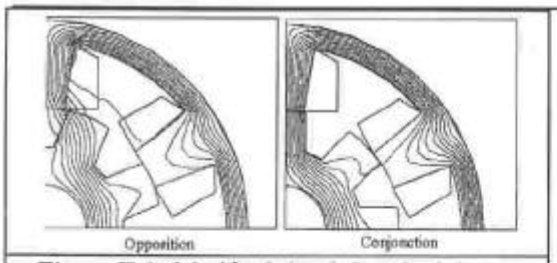
$$\beta_r^o = \beta_r.\alpha_r^o \qquad \beta_s^o = \beta_s.\alpha_s^o$$

2. DETERMINATION DES CARACTERISTIQUES PAR LA METHODE DES ELEMENTS FINIS.

Ces dix dernières années ont vu l'apparition de nombreux outils de calculs, basés sur le calcul de champ par éléments finis, et permettant l'étude de structures électromagnétiques.

Ces produits permettent le calcul de structures en deux ou trois dimensions et possèdent généralement des calculateurs associés qui déterminent les performances de la machine.

2.1. Définition de la structure.



- Figure II.1 -Motif minimal de calcul des structures présentant une symétrie.

Afin de minimiser l'étude, il est parfois possible d'utiliser les symétries naturelles de la structure et des sources. Or, pour une machine à réluctance variable à double saillance, seules les positions de conjonction et d'opposition présentent une symétrie à la fois des sources et de la structure. En conséquence, il ne sera pas possible d'étudier un modèle dentaire élémentaire de la machine. Ceci représente un handicap important pour la mise en oeuvre du procédé d'optimisation des machines à réluctance variable à grosses dents.

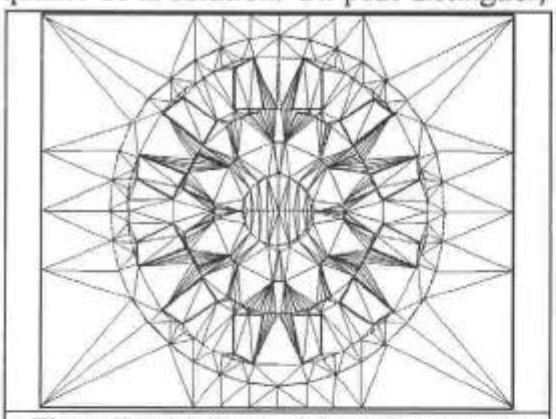
2.2. Validité et exploitation des résultats.

Lors de l'utilisation de techniques numériques, il est important d'évaluer les erreurs commises sur les résultats. Il est parfois possible, lorsque l'évaluation de l'erreur est permise, de mettre en oeuvre un processus d'affinage des résultats.

Dans le cas de résolution d'équations aux dérivées partielles par la méthode des éléments finis, plusieurs facteurs ont un rôle prépondérant sur la précision de la mesure.

❶Quantification du domaine dans l'espace.

Le découpage du domaine en éléments finis est une étape essentielle dont dépend forcément la qualité de la solution. On peut distinguer, dans un premier temps, le maillage élémentaire qui peut être obtenu à partir de la structure à étudier. Il est souvent utile de subdiviser les éléments afin d'améliorer la solution. Cette subdivision peut se réaliser de façon automatique en fonction de la localisation de l'erreur. Cette quantification dans l'espace et donc la résolution du système en un nombre fini de points engendre des erreurs sur la solution du fait même de la méconnaissance de l'évolution de la variable d'état autour des points calculés. Afin de résoudre le système d'équations en chaque noeud du domaine, il est nécessaire d'imposer une loi d'évolution entre ces points. C'est une deuxième source d'approximation.


- Figure II.2 -Maillage minimal d'une machine à réluctance variable à double saillance

❷Mise en équation du problème à étudier.

Lors de la mise en forme du système d'équations à résoudre sur le domaine discret, il est utile de lier le potentiel d'un noeud du triangle aux autres noeuds. Pour cela, il faut appliquer une loi de variation ou d'approximation entre les noeuds. Elle est généralement du premier ou du second ordre. Le choix de cette fonction d'approximation engendre des erreurs sur le calcul de la variable d'état sur les noeuds.

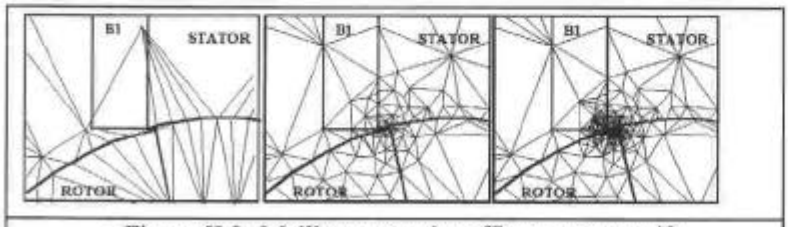
❸Résolution du système d'équation.

La résolution du système d'équations par des méthodes numériques ne permet de trouver qu'une solution approchée au système d'équations. Les méthodes de résolution mises en oeuvre permettent généralement d'évaluer l'erreur sur la solution trouvée. En conséquence, on peut estimer que les erreurs dues à la résolution du système d'équations peuvent être négligées dans le cas ou les critères de convergence ont été convenablement choisis.

2.3. Evaluation et localisation de l'erreur.

Lorsque le système d'équations est résolu, il est possible d'estimer l'erreur sur le résultat. Il existe de nombreux critères d'estimations d'erreurs[4]. L'un des critères utilisé est basé sur la dualité des équations de champs[5].

Dans la résolution d'un problème de champ magnétique, les deux formulations possibles pour la résolution des équations de Maxwell sont associées à une dualité énergétique, ce qui permet d'évaluer et de quantifier l'erreur. Cette erreur peut être estimée sur chaque élément du maillage et ainsi, il est possible de déterminer les éléments qu'il faudra subdiviser pour améliorer la solution.

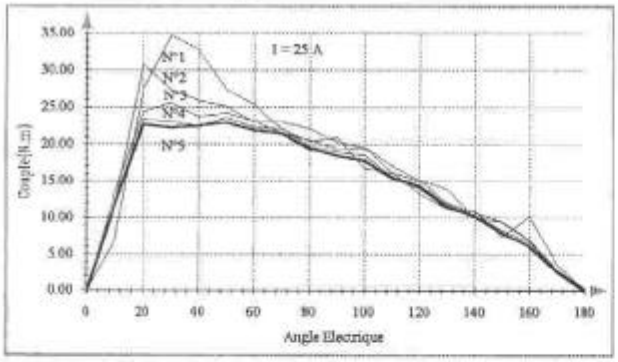


- Figure II.3 -Maillage pour des affinages successifs

Le maillage initial obtenu par triangulation de Delaunay permet cette subdivision tout en conservant un maillage correct.

Nous avons présenté à la figure II.7 les cartes de champ obtenues après trois itérations d'affinages successifs du maillage.

Nous avons représenté à la figure suivante, le tracé du couple à différentes étapes du processus de remaillage. Le nombre de triangles est multiplié par 10 entre la première et la dernière itération.



- Figure II.4-Calcul du couple en fonction du nombre d'affinages.

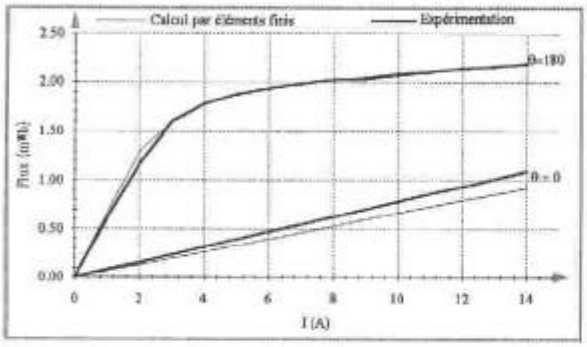
Au final, 6000 triangles, dont une grande partie est localisée au voisinage de l'entrefer,dans la zone de champ élevé, auront été nécessaires pour obtenir une allure satisfaisante du couple. Le temps de calcul est important (≈ 1 heure par itération pour un point de fonctionnement(q,I) avec un processeur 486 33MHz)

2.4. Comparaison avec l'expérimentation.

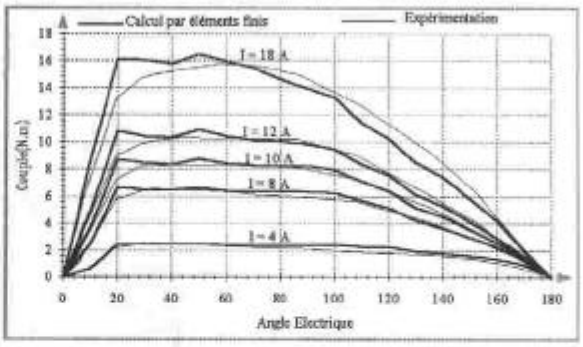
La structure étudiée est une machine à réluctance variable définie par :N_r = 8et N_s = 6

r_r (mm)	e (mm)	r_c (mm)	r_a (mm)	h_r (mm)	h_s (mm)	β_s	β_r
41.2	0.2	71.5	15	13.82	22.1	0.318	0.5

La figure II.6 présente les allures du flux en fonction du courant pour l'opposition et la conjonction. On remarque une prédétermination correcte de l'allure en conjonction. Par contre, en opposition, on constate une erreur de 20% qui peut être expliquée par des effets 3D.



- Figure II.6 -Comparaison des caractéristiques ϕ=f(i).



- Figure II.7 -Comparaison des allures du couple.

La figure II.7 présente les résultats obtenus pour le calcul du couple. On observe, sur la comparaison des allures de couple la même difficulté que pour le flux au point de fonctionnement θ=20° en régime de saturation élévée. Il faut noter que la prédétermination des caractéristiques complètes de couple nécessite des temps de calcul de l'ordre de plusieurs jours afin d'obtenir une précision acceptable.

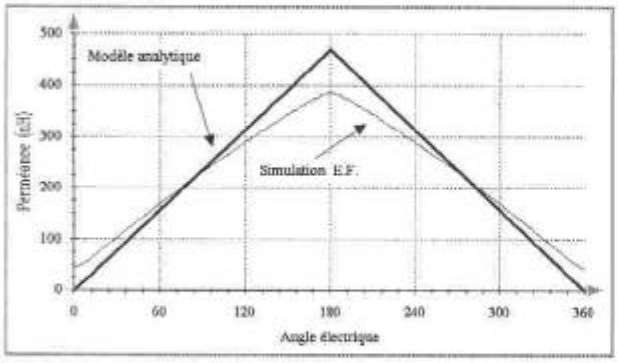
3. MODELE ANALYTIQUE DE CALCULS DE PERMEANCE.

Une deuxième approche consiste à utiliser des modèles analytiques basés sur le calcul de réluctance. Le principe est fondé sur le "découpage" de la machine en éléments simples à l'intérieur desquels nous supposerons l'induction constante ou présentant une loi d'évolution connue.
Nous calculerons les réluctances de tous ces éléments simples afin de déduire le flux dans chaque partie de la machine. C'est ce type de modèle que nous allons développer par la suite.

3.1. Modèle linéaire.

3.1.1. Forme d'onde de perméance idéalisée.

Lorsque le circuit magnétique n'est pas saturé et que les fuites magnétiques ainsi que les effets de bord sont négligeables, on peut calculer l'inductance propre de chaque phase à partir des surfaces en regard des dents rotoriques et statoriques.[6] Ainsi pour une phase, l'inductance évolue linéairement avec l'angle de recouvrement des dents rotoriques et statoriques. Elle prend une valeur minimale L_o en position d'opposition et une valeur maximale L_c en position de conjonction. La forme d'onde de perméance représentée ci-contre est obtenue à partir de :



- Figure III.1 -Forme d'onde de perméance en fonction de l'angle électrique θ.

$$P(\theta) = \frac{P_e(\theta)}{2} = \mu_o \cdot \frac{\beta_s.\theta}{N_s} \cdot \frac{r.l}{2.e} \qquad \text{(III.1)}$$

On peut faire deux remarques :

- Le modèle choisi donne pour la position d'opposition une perméance nulle. En réalité, la réluctance de l'entrefer ainsi définie,ne peut avoir de sens que pour θ suffisamment grand.
- Pour la position de conjonction, la réluctance du fer ne peut pas être négligée.

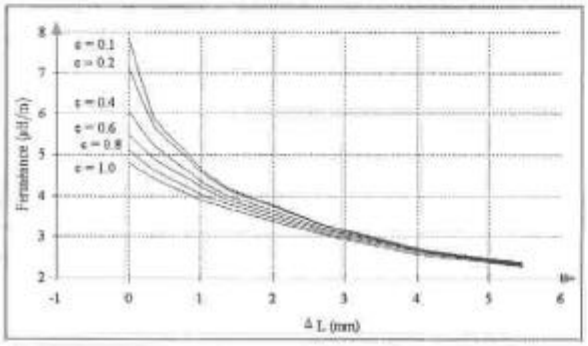
C'est en tenant compte de ces deux remarques, que nous allons développer, dans un premier temps, un modèle analytique linéaire.

3.1.2. Calcul de l'inductance en opposition.

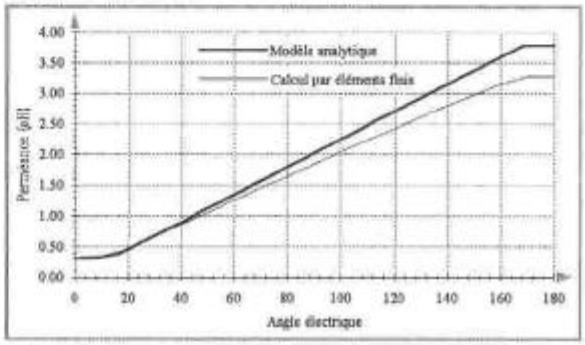
Pour le calcul de l'inductance en opposition, on a prédéterminé par la méthode de calcul de champ par éléments finis la valeur de l'inductance en opposition pour différents paramètres géométriques influents. Si l'on note Δθ l'angle interpolaire en opposition, on peut écrire :

$$\Delta\theta = \pi.\left(\frac{1-\beta_r}{N_r} - \frac{\beta_s}{N_s}\right) \qquad \text{(III.2)}$$

On a montré[2], lors d'une étude par éléments finis, que l'inductance en opposition est constante à ΔL =cte. Les figures suivantes, présentent les résultats obtenus lors du calcul par éléments finis de la perméance en opposition ainsi que de la forme de perméance déduite.



- Figure III.2 -
Influence de ΔL sur l'inductance en opposition .



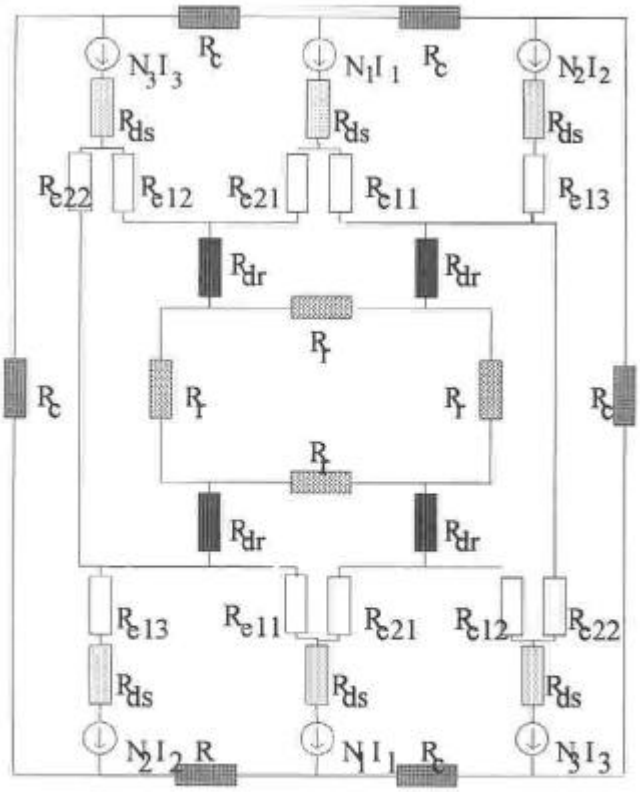
- Figure III.3 -Comparaison de forme de perméance du modèle et du calcul par éléments finis.

3.1.3. Prise en compte du circuit magnétique. Etude du couplage.

La réluctance du fer, même dans le cas d'un fonctionnement en linéaire, n'est pas négligeable pour une machine à réluctance variable dans laquelle l'entrefer est généralemnt faible. De plus, on néglige habituellement les couplages entre phases, or ceux-ci peuvent avoir une importance si plusieurs phases sont alimentées simultanément.

Nous avons donc, exploité un modèle de la machine en modélisant chaque tronçons du circuit magnétique par une réluctance équivalente, et en tenant compte de la réluctance d'entrefer préalablement défini.[7][2]

On à étudié[2], à la figure III.IV et III.V, l'influence de la perméabilité du fer sur les mutuelles car, pour de faibles niveaux d'excitation, et donc lorsque la perméabilité diminue, la perméance propre diminue alors que les perméances mutuelles augmentent. De ce fait, les phénomènes de couplage ne sont plus négligeables.



Avec

R_{ds} :Réluctance d'une dent statorique

R_{dr} :Réluctance d'une dent rotorique

R_r : Réluctance du rotor

R_c : Réluctance de la culasse.

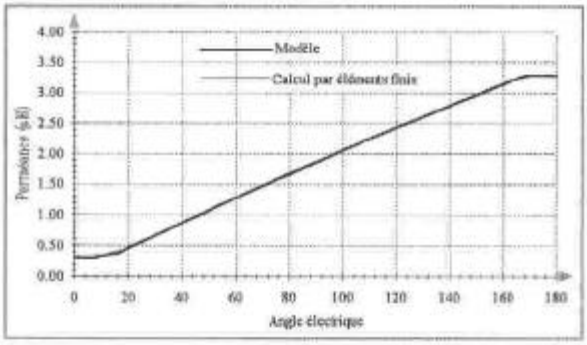
Les expressions des réluctances sont les suivantes:

$$R_{ds} = \frac{h_s}{\mu_0 . \mu_r . \left(\frac{2.\pi.\beta_s}{N_s}\right).r.l}$$

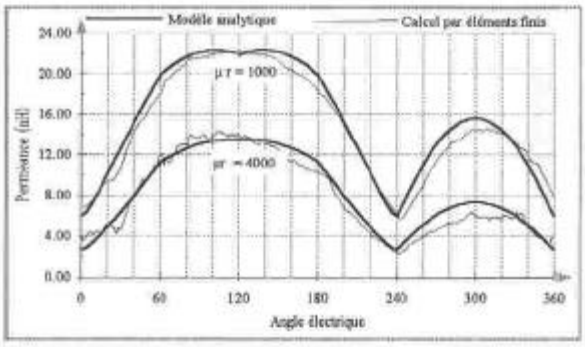
$$R_{dr} = \frac{h_r}{\mu_0 . \mu_r . \left(\frac{2.\pi.\beta_r}{N_r}\right).r.l}$$

$$R_c = \frac{\pi.\left(r + h_s + \frac{e_c}{2}\right)}{\mu_0 . \mu_r . 2e_c . l} \quad R_r = \frac{\pi.\left(\frac{r - h_r + r_a}{2}\right)}{\mu_0 . \mu_r . 2.(r - h_r - r_a).l}$$

Les résultats obtenus pour les perméances propre et mutuelle sont présentés ci-dessous.



- Figure III.4 - Comparaison de formes de perméances du modèle et du calcul par éléments finis.

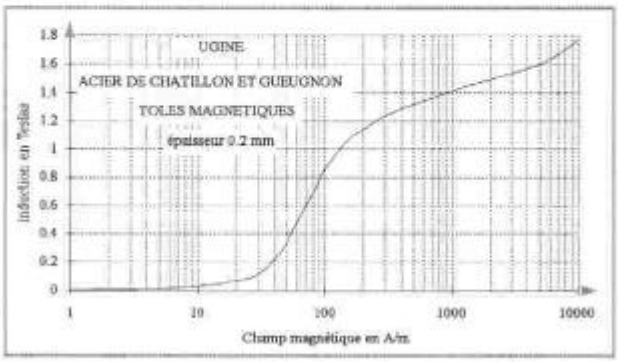


- Figure III.5 -Allure des perméances mutuelles en fonction de la perméabilité du fer

3.2. Modèle saturé.

En utilisant le modèle précédent, il est possible de faire varier la perméabilité relative du fer pour chaque élément, en fonction du niveau de saturation. La méthode consiste à calculer plusieurs fois le flux dans chaque élément en modifiant la perméabilité à chaque itération.

3.2.1. Caractéristique magnétique du fer.



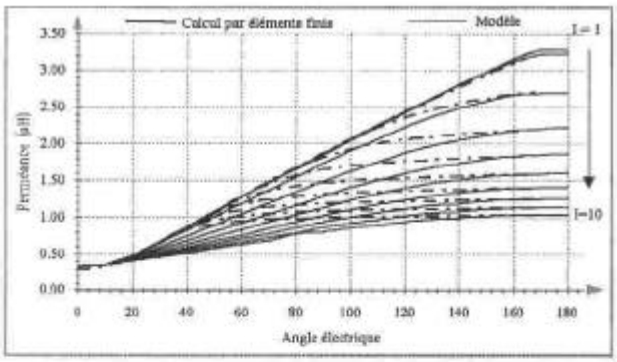
- Figure III.6 -Caractéristique magnétique des tôles.

La figure II.23 montre la caractéristique d'une tôle utilisée pour la construction d'un moteur.

Afin de simplifier le calcul numérique, on a choisi un modèle analytique de cette caractéristique :

$$H \le H_o \Rightarrow \mu_r = \mu_{ro} . e^{-\frac{0.998 H^2}{2 Ho^2}}$$

$$H \ge H_o \Rightarrow \mu_r = 1 - \frac{1 - \mu_{r0} e^{-\frac{0.998}{2}}}{H^\alpha} . H_o^\alpha$$



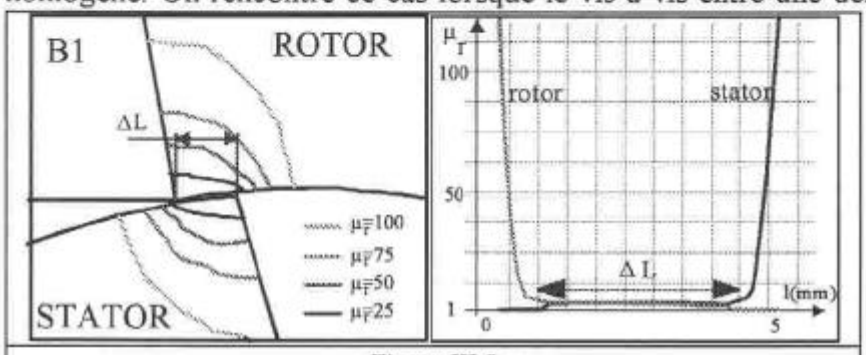
- Figure III.7 -Comparaison du modèle et du calcul de champ par éléments finis

On a tracé en régime saturé l'allure de la perméance pour différentes valeurs de saturation. On peut remarquer une grande différence pour des positions intermédiaires entre la position de conjonction et celle d'opposition.

En effet, lorsque la surface commune aux dents statoriques et rotoriques en vis-à-vis est faible, un phénomène de saturation locale au niveau de la denture se produit.

3.2.2. Prise en compte de la saturation locale.

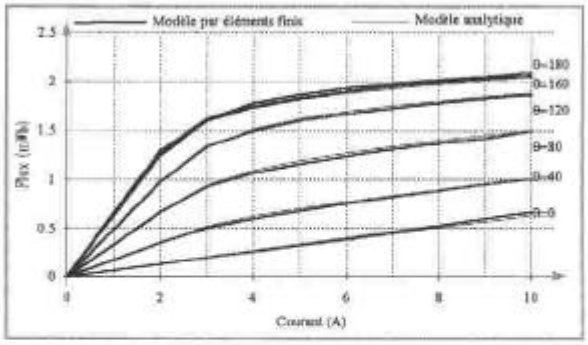
Cette saturation locale intervient lorsqu'une dent statorique n'est pas saturée de façon homogène. On rencontre ce cas lorsque le vis-à-vis entre une dent statorique et une dent rotorique est faible. En conséquence, la perméabilité du matériau n'est pas constante le long des dents statoriques et rotoriques.



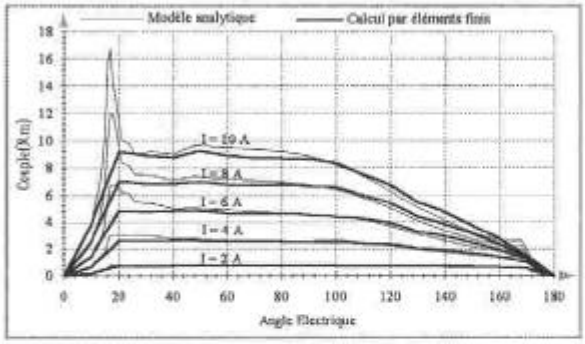
- Figure III.8 -
Représentation locale des lignes de perméabilité constante.

Une étude par la méthode des éléments finis montre que la largeur de saturation locale est égale à la largeur en vis-à-vis, notée ΔL. On a défini de façon empirique la réluctance équivalente de l'élément lié à la saturation locale.

Les figures suivantes comparent les résultats obtenus entre le calcul par éléments finis et le calcul à l'aide du modèle préalablement établi.



- Figure III.9 -Comparaison des caractéristiques $\phi=f(i)$.



- Figure III.10-Comparaison des allures du couple.

On peut remarquer une bonne similitude des résultats pour toutes les positions et pour toutes les valeurs de courant. On remarque également, que le point de fonctionnement pour θ=20° est aberrant, ceci étant dû à une mauvaise appréciation de la saturation locale.

CONCLUSION

Nous avons présenté deux méthodes classiques de prédétermination des caractéristiques électromagnétiques des machines à réluctance variable à double saillance.

La première méthode utilise des outils spécifiques de calcul de champ par éléments finis, aujourd'hui largement développés dans le domaine de l'électromagnétisme. Ils nécessitent, dans notre cas, la mise en oeuvre de logiciels spécifiques permettant de réaliser les calculs automatiquement en fonction de l'erreur que l'on peut estimer.

Cependant, l'obtention des allures de couple en fonction de la position du rotor et paramétrées en fonction du courant, demande des temps de calcul prohibitifs de l'ordre de plusieurs dizaines d'heures. Il n'est pas concevable, dans ces conditions, de considérer ces outils comme une aide suffisante à l'optimisation du dimensionnement des machines à réluctance variable.

En conséquence, nous avons étudié un autre type de modèle basé sur un découpage en tronçons du circuit magnétique. Le temps de calcul utile à la résolution est alors largement compatible avec une optimisation de la machine.

L'établissement de ces modèles nécessite cependant un couplage avec le calcul par éléments finis pour, d'une façon automatique, tenir compte de l'inductance en opposition ainsi que de la perméance autour de cette position.De plus pour tenir compte de la saturation locale ,il est utile de calculer, pour chaque niveau d'excitation, le coefficient lié à la saturation locale.

En conclusion, la modélisation utilisera de plus en plus des mécanismes d'auto-adaptativité des modèles en fonction des résultats obtenus, ainsi que des couplages entre différentes études de sensibilités diverses. Nous avons montré, sur un exemple précis, l'intérêt d'utiliser des modèles simplifiés en les couplant ponctuellement avec des modèles plus fins pour obtenir une méthode performante et suffisamment rapide d'optimisation globale d'une structure complète.

BIBLIOGRAPHIE

[1] B.MULTON,"Principe et éléments de dimensionnement des machines à réluctance variable à double saillance autopilotées" Journées Electrotechniques Club EEA 25,mars 1993 BELFORT.

[2] M.GEOFFROY,"Etude de l'influence des paramètres géométriques du circuit magnétique sur les formes de perméances et de couple des machines cylindriques à réluctance variable à double saillance" Thèse Université PARIS XI ORSAY 27/01/1993.

[3] B.MULTON, D.BONOT, J.M.HUBE,"Conception d'un moteur à réluctance autocommuté alimenté en courant", Congrès MOPP, EPFL Lausane 4/5 Juillet 1990.pp 215-226.

[4]A.RAIZER,"Maillage auto-adaptatif dans les logiciels de calcul de champ électromagnétique bidimensionnel et tridimensionnel", Thèse de Docteur de INPG(1991).

[5]Z.J.CENDES, D.N.SHENTON,"Adaptive Mesh Refinement in the Finite Element Computation of Magnetic Fields Invited Paper ",IEEE Transactions on Magnetics, vol. MAG.21, NO.5 sept 1985.

[6]P.J.LAWRENSON, J.M.STEPHENSON, P.T.BLENKINSOP, J.CORDA N.N. FULTON "Variable-Speed Switched Reluctance Motors". Proceedings IEE, Vol. 127, Pt. B, No. 4, pp.253-265, July 1980.

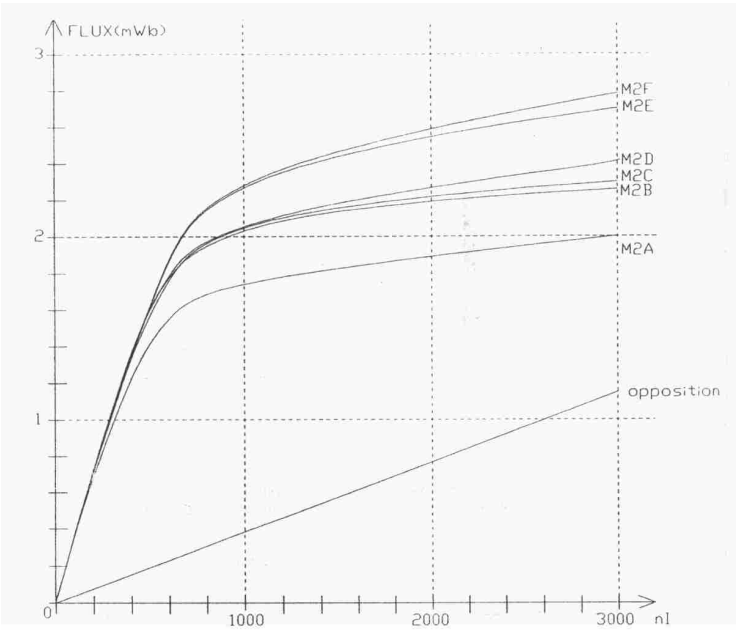
[7]M.A.PRESTON, J.P.LYONS "A Switched Reluctance Motor Model with Mutual Coupling and Multi-Phase Excitation", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 27, NO.6 nov 1991.

3.2- INFLUENCE DES PRINCIPAUX PARAMÈTRES GÉOMÉTRIQUES SUR LES CARACTÉRISTIQUES ÉLECTROMAGNÉTIQUES

Les principaux paramètres géométriques de la structure ont été définis au chapitre 1.1 dans la publication **[D2]**, leur influence quantitative ou qualitative y est analysée. Les conséquences des variations de l'entrefer et des arcs polaires des dents sont maintenant bien connues. Dans ce chapitre nous ne nous attarderons que sur quelques uns des paramètres.

À l'occasion du stage de DEA d'E. Hoang **[DEA 3]**, dans le cadre du dimensionnement d'un moteur 6/8, nous avons analysé l'influence de **l'épaisseur de culasse ec** et de **l'inclinaison (des flancs) des dents statoriques**. Nous avons défini un cœfficient kc : rapport de l'épaisseur de culasse sur la demi-largeur d'une dent statorique au niveau de l'entrefer. Plus kc est grand, plus l'induction dans la culasse est réduite et il en est de même de la chute de potentiel magnétique, surtout en régime saturé. Ceci accroît donc le flux en conjonction à ampères-tours donnés. Cependant, la hauteur de l'encoche diminue et la surface bobinable se réduit ; la conséquence est un accroissement des pertes Joule. Il existe donc un optimum pour la valeur de kc, cet optimum est compris entre 1 et 1,2 selon le niveau de saturation requis par le couple nominal. La valeur de kc influe aussi fortement sur les pertes fer : plus kc augmente, plus les pertes fer dans les culasses (d'ailleurs très prépondérantes) sont faibles. Cette dernière analyse est effectuée actuellement dans la thèse d'E. Hoang **[TH5]** et ne sera pas développée ici.

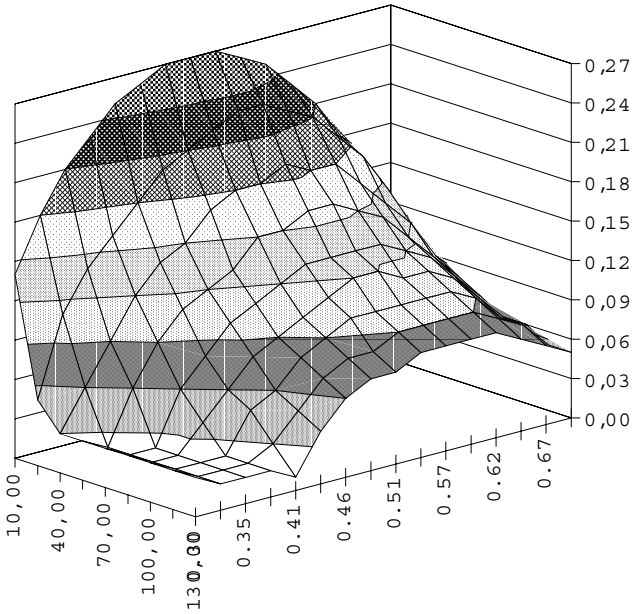
M2A	αs=0°	ec=6,5 mm	Sbob=490 mm²
M2B	αs=0°	ec=8 mm	Sbob=446 mm²
M2C	αs=0°	ec=9,5 mm	Sbob=415 mm²
M2D	αs=0°	ec=11 mm	Sbob=373 mm²
M2E	αs=10°	ec=9,5 mm	Sbob=373 mm²
M2F	αs=15°	ec=9,5 mm	Sbob=360 mm²



Influence de l'épaisseur de culasse et de l'inclinaison des flancs des dents statoriques [DEA 3]
Figure -3.1-

Quant à l'inclinaison des dents statoriques, nous l'avons caractérisée par un angle αs. Dans le cas des dents droites, αs est nul. Lorsque l'on augmente cet angle, on réduit la saturation des dents, on augmente ainsi sensiblement le flux de conjonction et on améliore la forme naturelle de l'effort ce qui facilite l'obtention d'un couple constant. Au delà d'une valeur de 10° environ, ces effets deviennent négligeables. Cette forme de dentures affecte aussi la forme des bobinages qui deviennent ainsi plus difficiles à fabriquer. La figure 3.1 montre l'influence de l'épaisseur de culasse et de l'inclinaison des dents statoriques sur les caractéristiques magnétiques de conjonction du moteur **M2** conçu pour la société Parvex. Sb est la surface bobinable comptée sur la base d'un parallèlépipède (les bobines étant insérées après fabrication, ceci est une contrainte sur leur forme et l'on perd une partie de la place disponible). L'article **[C20]** met en évidence l'intérêt d'une inclinaison des flancs des dents statoriques ainsi que de l'optimisation de l'épaisseur de culasse pour maximiser le couple moyen, réduire le couple pulsatoire et améliorer le rendement (pertes Joule et pertes fer).

Lors du stage de DEA de F. Camus **[DEA 6]**, pour le dimensionnement d'un moteur (**M8**) 6/4 pour un véhicule électrique, nous avons étudié, entre autres, l'influence du rapport rayon d'entrefer sur rayon extérieur sur le rapport pertes Joule sur couple : il apparaît une valeur optimale qui dépend du niveau de saturation.



Evolution du rapport Couple/Pertes Joule (Nm/W) en fonction du rayon d'entrefer R/Rext en abscisse, C en profondeur (Nm) [DEA 6]
Figure -3.2-

On remarquera, en particulier, que le rapport optimal augmente sensiblement à fort niveau de couple. On peut ainsi optimiser tous les paramètres de la structure en utilisant des modèles électromagnétiques plus ou moins complexes selon les exigences imposées par le critère à optimiser.

3.3- OPTIMISATION POUR UNE ALIMENTATION À COUPLE MOYEN MAXIMAL CONSTANT SUR TOUTE LA PLAGE DE RÉGLAGE

De nombreuses applications requièrent le couple maximal à la vitesse maximale ; pour les vitesses inférieures, on souhaite, également, disposer du couple maximal pour avoir une bonne capacité d'accélération. Dans d'autres cas, la charge entraînée peut demander, en régime permanent, le couple maximal sur toute la plage de vitesse. Nous nous intéressons, ici, à ce type d'entraînement, ce sont par exemple, les pompes et ventilateurs, les axes de machines-outils.

Dans ces entraînements à MRVDS, sur la quasi-totalité de plage de réglage de vitesse, le courant dans chaque phase est régulé par modulation de largeur d'impulsion, de façon à injecter des quasi-créneaux favorables pour réduire les pertes Joule. C'est seulement pour les forts couples au voisinage de la vitesse maximale que l'alimentation peut être effectuée en pleine onde de tension. Ce dernier mode d'alimentation permet d'augmenter sensiblement (de 10 à 30%) la vitesse maximale au couple nominal, donc la puissance maximale. Pour minimiser les pertes Joule, les phases sont alimentées en quasi-créneaux de courant pendant la durée de croissance de l'inductance. La tension maximale d'alimentation étant bornée, les temps de commutation sont limités et les angles correspondants sont proportionnels à la vitesse. Dans l'article **[R3]** donné ci-après, une optimisation des valeurs des angles de denture statorique et rotorique est proposée pour optimiser la puissance maximale de l'ensemble convertisseur-machine. On remarquera qu'à angle dentaire statorique fixé, il existe une valeur optimale de l'angle dentaire rotorique permettant de réguler le courant pour obtenir le couple maximal (avec une ondulation acceptable : pas de passage en pleine onde de tension) et que cette valeur dépend du couple maximal. En outre, la valeur de l'angle dentaire statorique influe fortement sur le facteur de dimensionnement de l'onduleur. Il est en effet intéressant, de ce point de vue, d'avoir des dents de faible largeur. Cependant, ceci accroît l'ondulation du couple (§ 2.3) et les pertes Joule (voir § 3.2). Il faut donc trouver un juste compromis en fonction des contraintes du cahier des charges.

ARTICLE [R3]

"Pole Arc Optimization of Vernier Reluctance Motors Supplied with Square Wave Current".
Electric Machines and Power Systems, Vol.21, N°6, 1993, pp.695-709.

POLE ARCS OPTIMIZATION OF VERNIER RELUCTANCE MOTORS SUPPLIED WITH SQUARE WAVE CURRENT

B. MULTON, S. HASSINE, AND J. Y. LE CHENADEC

L.E.Si.R. (Laboratoire d'Electricité Signaux et Robotique)
URA CNRS D1375
Ecole Normale Supérieure de Cachan
61, av. du President Wilson
F 94235 Cachan Cédex, France

Abstract : To maximize their performances, it is profitable to supply vernier reluctance motors (V.R.Ms.) with square wave current, but the converter has to switch this current successively into each inductive phase. This raises problems at high speeds. To obtain a high base speed, therefore a high power, we proposed to optimize pole arcs which have a highly significant importance on the permeance wave of V.R.Ms. The variation range of the angles is restricted by certain conditions, but within these limits optimization is possible. All dimensional parameters were taken into account and used to calculate average torque in linear as well as in saturated mode. We neglected the influence of mutual coupling between phases and this hypothesis was justified by results obtained through measurements. Though we used a model with linearized segments to minimize the number of parameters, the same method can be applied to other more accurate models. A V.R.M. with 6-4 structure was designed and realized ; it allowed validation of our theoretical model.

NOMENCLATURE

k_F	:	stack factor.
l	:	stack length.
n	:	number of turns for one phase.
ni	:	amperes-turns.
N_s, N_r	:	number of teeth of stator, of rotor.
q	:	number of phases.
$\langle T \rangle$	:	average torque.

Electric Machines and Power Systems, 21:695–709, 1993
Copyright © 1993 Taylor & Francis
0731-356X/93 $10.00 + .00

U_{PMaxi}	:	maximal positive voltage.
U_{NMaxi}	:	maximal negative voltage.
$\alpha°$, $\beta°$	:	pole pitches and arcs (radians or degrees).
β_s, β_r	:	reduced pole arcs.
φ	:	flux in magnetic circuit.
θ	:	electric angle.
$D\theta_p$	:	permeance variation angle.
θ_{po}, θ_{pc}	:	opposition and conjunction angles.
ω	:	electric angular frequency (rad/s).
Ω	:	rotation (mechanical) angular speed.
Ω_b	:	base speed.

1- INTRODUCTION - MOTOR MODEL

Reluctance motors are promising in low cost appliances (automotive, domestic ...) as well as in high performance drives /1, 2, 3/. As these motors are supplied by static converters, the price of a complete drive is dependent on both motor and converter. Therefore the whole motor-converter set has to be optimized.

To maximize average torque-copper losses ratio, a supply with square wave current makes it possible to approach the optimal value /4/. However reluctance motor phases are inductive and, to inject pseudo-square currents, high switching voltage is required. It is also possible to reduce the number of turns per phase, but with the same voltage and when keeping the same torque, the current in the coil and in the converter switches is higher. As the sizing power of the converter increases or its size power ratio degrades, the ideal supply is square wave voltage /5, 6/.

A phase is characterized with its flux φ curves which are dependent on amperes-turns ni and electric angle θ. Figure 1 shows these curves and their linearization ; it is profitable to use the flux differential because it represents the instantaneous torque shape. The given values concern a V.R.M. 6-4 whose dimensions are shown in figure 2.

We defined the elements of the linearized model as follows :

- permeances in aligned position (or conjunction $\theta = \pi$) $\mathcal{P}_c$ in non saturated zone and $\mathcal{P}_s$ slope in saturated zone, and $\mathcal{P}_o$ in unaligned position (or opposition $\theta = 0$), assuming there is no saturation for this angle;

- saturation amperes-turns nI_s;

- characteristic angles of permeance wave : θ_{po} (flat opposition), $D\theta_p$ (linear variation) and θ_{pc} (flat conjunction). So, they respect the following condition :

$$\theta_{po} + 2.D\theta_p + \theta_{pc} = 2\pi \qquad [1.1]$$

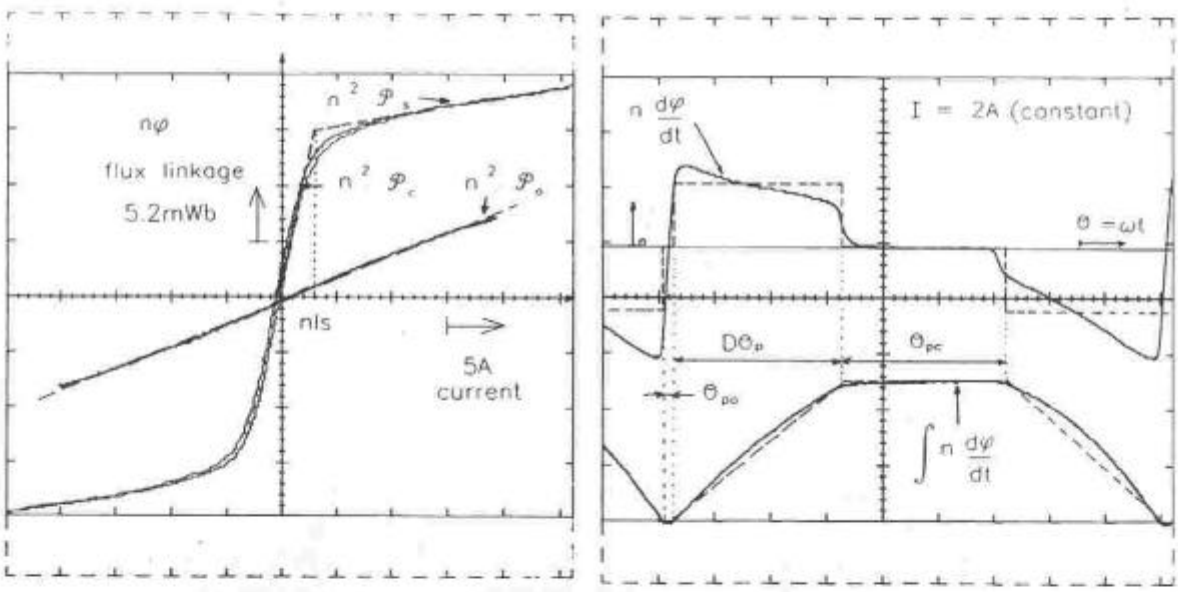


Figure -1-

Fundamental characteristic curves for one V.R.M. phase

- - - - linearized model

These parameters can be linked to the dimensions of the magnetic circuit. Basic dimensional parameters are given in figure 2. To design tooth width, we chose to use pole arc - pole pitch ratio because it makes it easier to take into account winding problems in motor optimization /7/. Angular parameters are defined as follows :

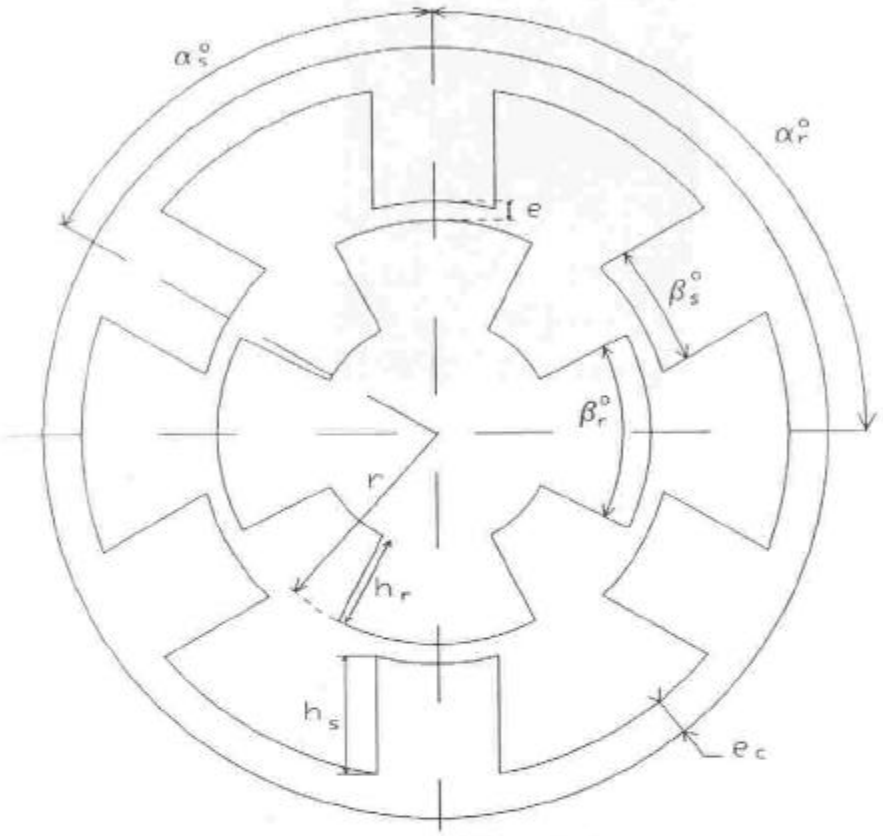
- α°_s and α°_r are stator and rotor pole pitches :

$$\alpha^\circ_s = \frac{2\pi}{N_s} \quad \text{and} \quad \alpha^\circ_r = \frac{2\pi}{N_r} \qquad [1.2]$$

(N_s and N_r are the numbers of stator and rotor teeth)

- β°_s and β°_r are stator and rotor pole arcs and we defined reduced pole arcs as follows :

$$\boxed{\beta_s = \frac{\beta^\circ_s}{\alpha^\circ_s} \quad \text{and} \quad \beta_r = \frac{\beta^\circ_r}{\alpha^\circ_r}} \qquad [1.3]$$



r = 16 mm
e = 0.05 mm
hs = 12 mm
hr = 8 mm
ec = 4 mm
βs = 0.5
βr = 0.65
l = 50 mm
kF = 0.9

Figure -2-

Dimensional parameters of magnetic circuit

The principle of current square supply will be found in figure 3. Average torque <T> is calculated from converted energy per stroke W. This energy is equal to the area defined by the path of point (φ , ni). So :

$$\langle T \rangle = q.\frac{N_r}{2\pi}.W \qquad [1.4]$$

If current keeps a constant value during angle $D\theta_p$ and if it is switched within interval θ_{po} when rising and interval θ_{pc} when falling (in motor mode and vice versa in regenerating mode), converted energy is :

$$- nI_M \le nI_s \qquad W = \frac{\mathcal{P}_c - \mathcal{P}_o}{2}.(nI_M)^2 \qquad [1.5]$$

$$- nI_M > nI_s \qquad W = \frac{1}{2}\left[(\mathcal{P}_c-\mathcal{P}_o).(nI_M)^2 - (\mathcal{P}_c-\mathcal{P}_s)(nI_M-nI_s)^2\right] \qquad [1.6]$$

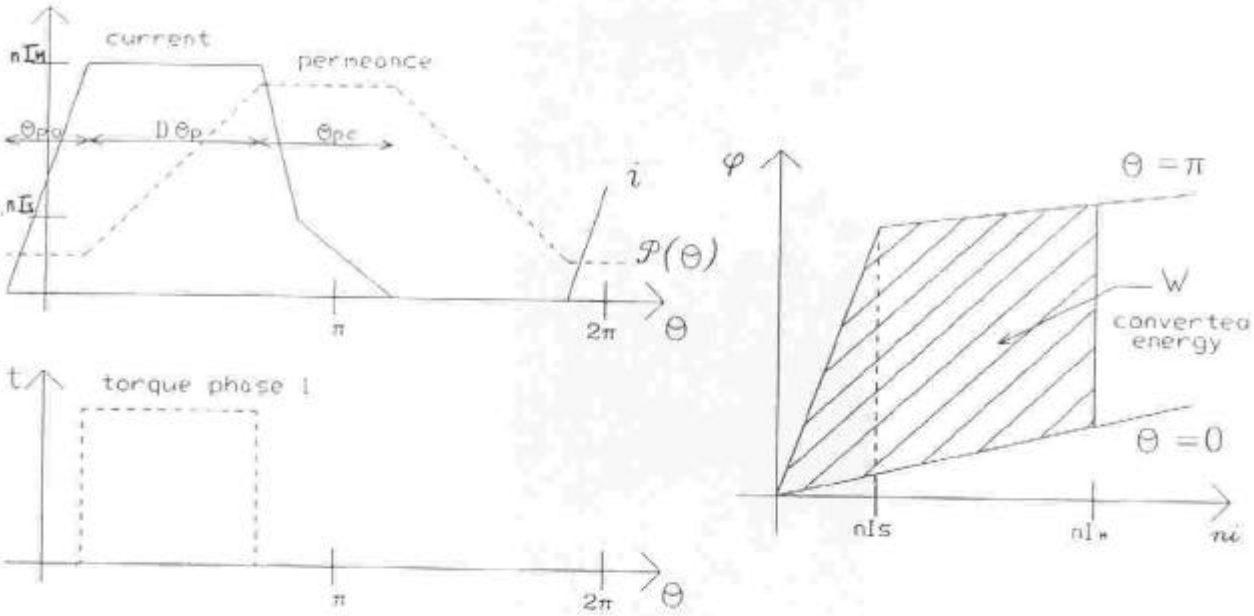


Figure -3-

Square wave current supply and energy cycle

2- RELATIONS BETWEEN POLE ARCS AND PERMEANCE SHAPE

Professor LAWRENSON et al. have defined the "feasible triangle" /8/ which determines the range and limits of pole arcs values β_s° and β_r° for stator and rotor.

Hence, it is preferable to choose β_r° greater than β_s°, this permits an increase of the winding area. To minimize unaligned permeance, it is necessary to respect the following condition :

$$\beta_s^\circ < \alpha_r^\circ - \beta_r^\circ$$

Figure 4 shows mechanic angles α_o° and α_c° corresponding to flat parts θ_{po} and θ_{pc} in linearized permeance shape (figure 1).

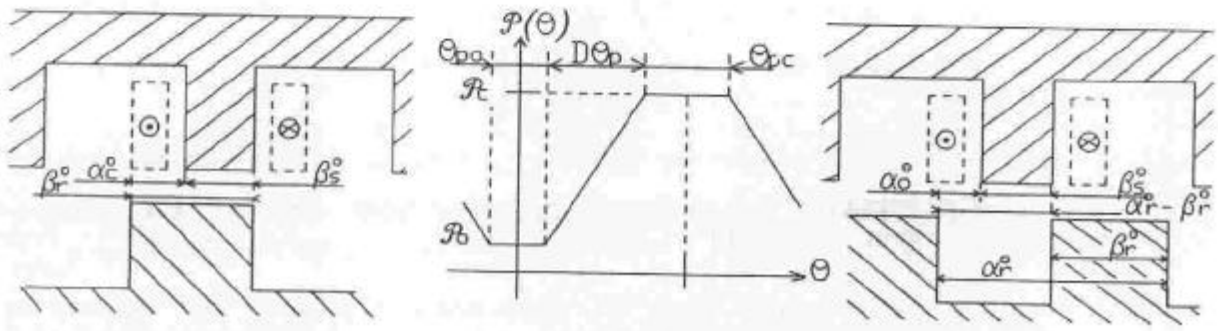


Figure -4-

Flat zones of permeance in aligned and unaligned positions

In these conditions, stator pole arc gives the value of $D\theta_p$ directly :

$$D\theta_p = 2\pi.\beta_s.\frac{N_r}{N_s} \qquad [2.1]$$

Angles α_o° and α_c° can be written :

$$\alpha_o^\circ = \alpha_r^\circ - \beta_r^\circ - \beta_s^\circ$$
$$\alpha_c^\circ = \beta_r^\circ - \beta_s^\circ$$

So, rotor pole arc defines θ_{po} and θ_{pc} angles :

$$\theta_{po} = N_r.\left[(1 - \beta_r).\frac{2\pi}{N_r} - \beta_s.\frac{2\pi}{N_s}\right] \qquad [2.2]$$

$$\theta_{pc} = N_r.\left[\beta_r.\frac{2\pi}{N_r} - \beta_s.\frac{2\pi}{N_s}\right] \qquad [2.3]$$

3- LINEARIZED MAGNETIC CHARACTERISTICS IN OPPOSITION AND CONJUNCTION - AVERAGE TORQUE COMPUTATION

Formulae [1.5, 1.6] showed that it was necessary to know permeances $\mathcal{P}_o$, $\mathcal{P}_c$ and $\mathcal{P}_s$ as well as saturation amperes-turns nI_s. The model was intentionally simplified to permit better evaluation of dimensional parameters. Of course, a more sophisticated model would provide greater accuracy in predetermination.

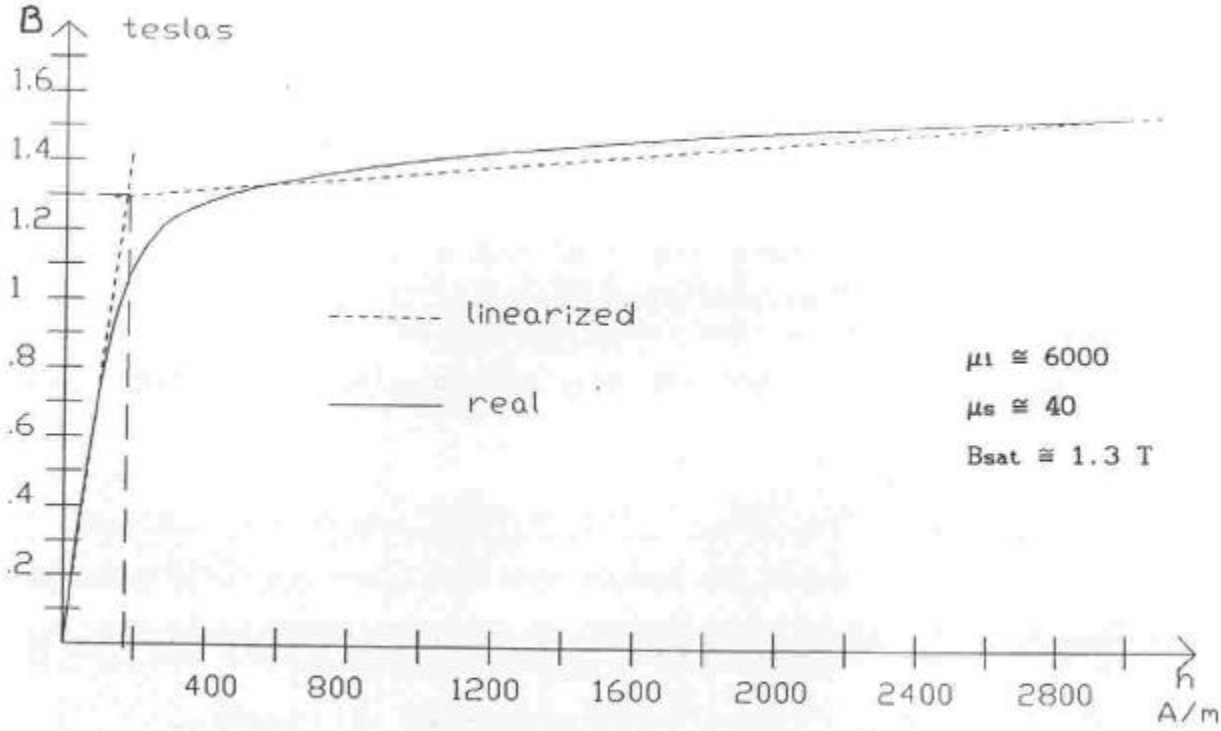


Figure -5-

Real and linearized magnetic material characteristics

In aligned position core saturation occurs, so we must take into account characteristic b(h) of magnetic material. To have curve $\varphi(ni)$ consist of linear segments, b(h) must be linearized : we defined two permeability slopes μ_l and μ_s as shown in figure 5. The present motor is assembled with laminated steel UGINE NO 10 (0.1 mm thickness).

If we break up magnetic circuit into sections with constant areas regarding stator and rotor teeth and yoke, we can obtain from the various dimensions analytic expressions for permeances $\mathcal{P}_c$ and $\mathcal{P}_s$. For the sake of clarity, we shall consider the particular case when the area of the whole magnetic circuit is constant and equal to that under a stator pole : S_F. Then we have :

$$\mathcal{P}_c = \frac{\mu_o . S_F}{\frac{l_F}{\mu_l} + 2.e} \qquad [3.1]$$

where : $$S_F = l.\beta_s.\frac{2\pi.r}{N_s}.k_F \qquad [3.2]$$

k_F is the ratio of effective length to iron length of laminated stack (stack factor), and :

$$l_F \cong (2 + \pi).(R_{ext} - \frac{e_c}{2}) \qquad [3.3]$$

When magnetic circuit is saturated, permeance slope value is :

$$\mathcal{P}_s = \frac{\mu_o . S_F}{\frac{l_F}{\mu_s} + 2.e} \qquad [3.4]$$

and saturation limit is defined by :

$$nI_s = \frac{B_{sat}}{\mu_o} (\frac{l_F}{\mu_l} + 2.e) \qquad [3.5]$$

In the present example (with $k_F = 0.9$), numerical values are :

$\underline{\mathcal{P}_c = 3.75\ \mu H}$ $\underline{\mathcal{P}_s = 0.12\ \mu H}$ $\underline{nI_s = 126\ A}$

Note : the value of μ_s must be determined in regard to the level of iron saturation ; then, at low saturation levels, μ_s is greater than at higher levels and the value of $\mathcal{P}_s$ is greater too. Then, if $nI_M < 400$ A, we can have, in our example, $\mu_s \cong 80$ and $B_{sat} \cong 1.1$ T.

In unaligned position, we can calculate permeance with several methods /9, 10/. The solution proposed by Tormey, Torrey and Levin /10/ is particularly profitable : it is based on the finite elements method and requires knowledge of only two length ratios : rotor interpolar arc $(\alpha^\circ_r - \beta^\circ_r)$ to stator pole arc (β°_s) and rotor interpolar arc length ($(\alpha^\circ_r - \beta^\circ_r).r$) to rotor pole undercut (h_r).

In our particular case, we obtained :

$\mathcal{P}_o = 0.3\ \mu H$

Figure 6 shows $\varphi(ni)$ curves in opposition and conjunction measured -- with 50 Hz sine wave supply by measuring current and integrating induced voltage in probe coil-- and linearized with our method. Chart I compares measured (n = 40 turns per phase) and computed values of linearized model :

		$\mathcal{P}_c/\mu H$	$\mathcal{P}_o/\mu H$	$\mathcal{P}_s/\mu H$	nI_s/A	φ_{sat} mWb
$nI_M < 400A$ $\mu_1=6000$ $\mu_s \cong 80$, $B_{sat} \cong 1.1$ T	measure	3.3	0.27	0.21	100	0.33
	computation	3.75	0.3	0.23	106	0.4
$nI_M < 1000A$ $\mu_1=6000$ $\mu_s \cong 40$, $B_{sat} \cong 1.3$ T	measure	3.3	0.27	0.11	120	0.4
	computation	3.75	0.3	0.12	126	0.47
$\mu_1=4000$ $\mu_s \cong 40$, $B_{sat} \cong 1.1$ T	computation	3.39	0.3	0.12	118	0.4

Chart I

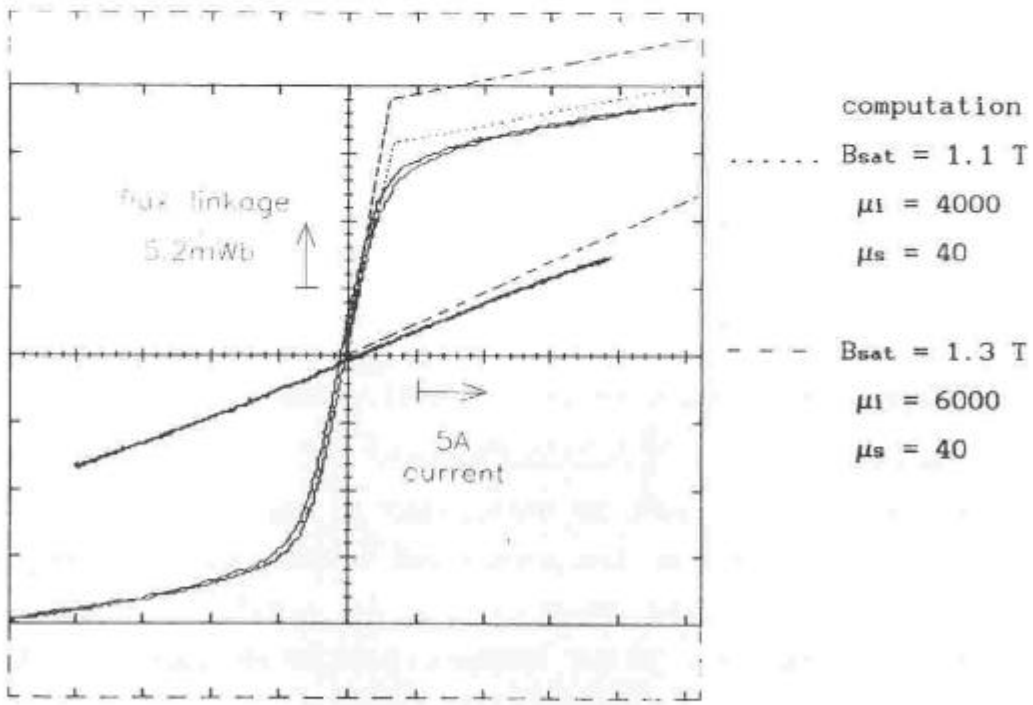


Figure -6-

Measured and calculated conjunction and opposition $\varphi(ni)$ curves

For our model to be satisfactory, smaller values had to be chosen for B_{sat} and μ. This must be due to the mechanical strength of the frame.

4- DETERMINATION OF POLE ARCS

The value of β_s is chosen in relation to torque pulsations. To achieve a regular torque with q phases, we can have :

$$D\theta_p = \frac{2\pi}{q} \qquad [4.1]$$

In the case of 6-4 V.R.M., with [2.1, 4.1] : $\beta_s = 0.5$

The value of β_s influences permeances $\mathcal{P}_c$, $\mathcal{P}_o$, $\mathcal{P}_s$.

So winding area is proportional to $(1 - \beta_s)$, then copper losses - average torque ratio /7/ (or "torque per ampere") depends on β_s. A high value for β_s gives a greater flux in aligned position but requires a higher current density for given amperes-turns.

After choosing β_s, we can determine the value of β_r, this influences opposition permeance $\mathcal{P}_o$ and permeance shape. In figure 7, these influences are shown in the case of our example of motor with $\beta_s = 0.5$.

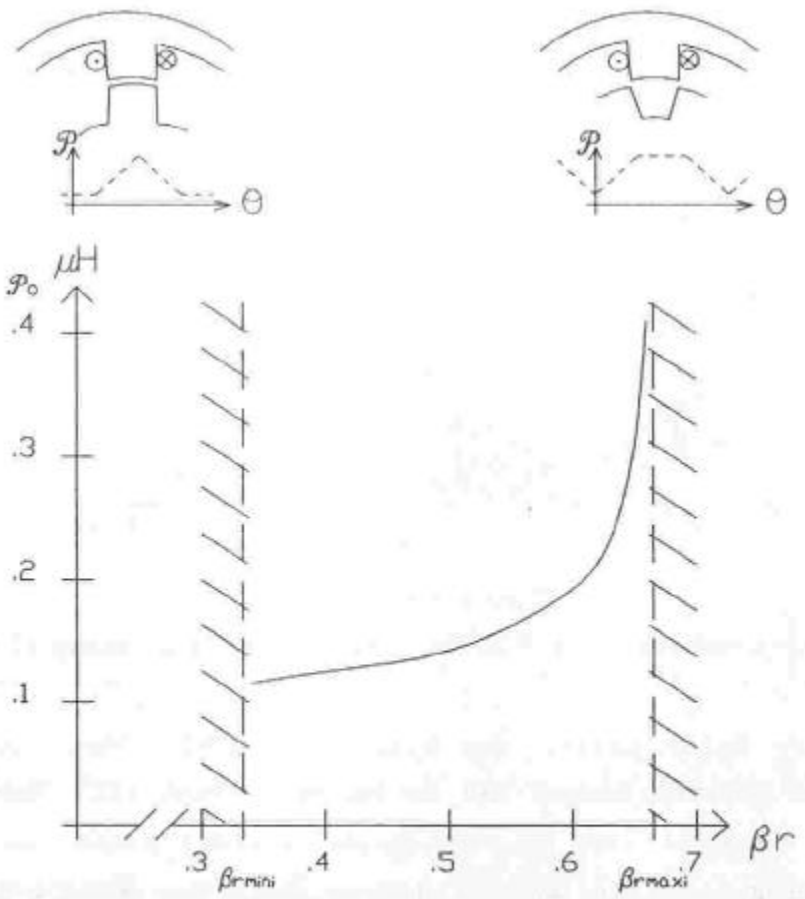


Figure -7-

β_r influence on unaligned permeance and permeance shape

The variation range of β°_{r} is limited by β°_{rmin1} and β°_{rmax1} (see §1) :

$$\beta^{\circ}_{rmax1} = \alpha^{\circ}_{r} - \beta^{\circ}_{s} \Rightarrow \beta_{rmax1} = 1 - \beta_{s}.\frac{N_r}{N_s} \qquad [4.2]$$

$$\beta^{\circ}_{rmin1} = \beta^{\circ}_{s} \Rightarrow \beta_{rmin1} = \beta_{s}.\frac{N_r}{N_s} \qquad [4.3]$$

Figure 8 describes V.R.M. basic converter (asymetrical half-bridge).

To switch on current, maximal available voltage is equal to :

$$U_{PMax} = U_o - 2.\delta V_K \qquad [4.4]$$

where U_o is the D.C. voltage source supplying the converter.

To switch off current, maximal available negative voltage is :

$$U_{NMax} = U_o - 2.\delta V_d \qquad [4.5]$$

where δV_K and δV_d are voltage drops of switches K_1 K_2 and diodes D_1 D_2. With medium voltages (greater than 100 V), voltage drops can be neglected. Between switching on and off, current is regulated by P.W.M.

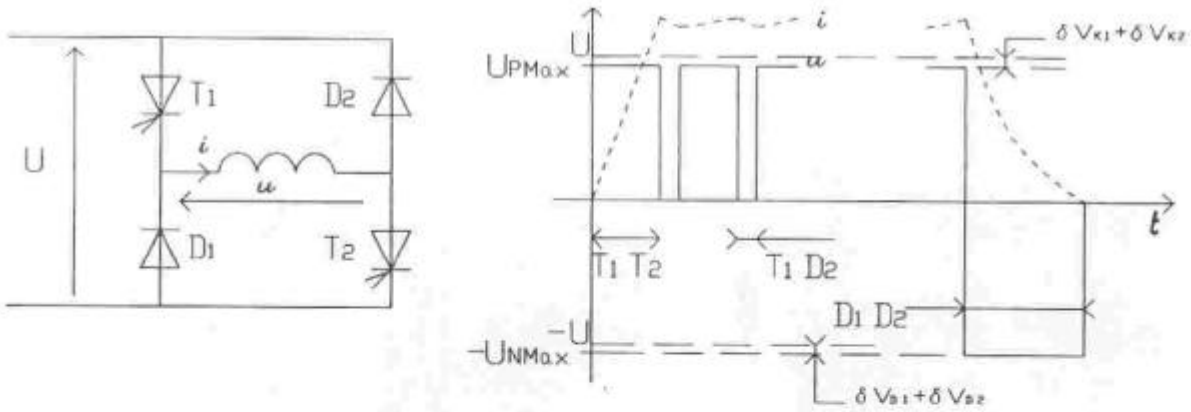


Figure -8-

One-phase basic converter for V.R.Ms. and maximum switching voltage

To maximize motor power, the highest possible base speed is required ; then nominal torque has to be maintained till that base speed has been reached. Then at base speed, current phase has to be switched on during angle θ_{po} and off during angle θ_{pc}. Figure 9 shows current and voltage in a phase at base speed ; we can see that current falls with two slopes and that saturation enhances quick switching. We can write (n is the number of turns for one phase) :

- in unaligned position, current rise time is equal to :

$$t_r = \frac{\theta_{po}}{\omega_b} = \frac{n^2 . \mathcal{P}_o . I_M}{U_{PMax}}$$

So, electric angular speed is : $\omega = N_r . \Omega$

Then : $$\theta_{po} = \frac{n^2 . \mathcal{P}_o . N_r . \Omega_b . I_M}{U_{PMax}} \qquad [4.6]$$

where Ω_b is base angular speed and I_M current amplitude corresponding to required torque.

- in aligned position, with the same method, we obtained :

■ if $I_M \leq I_s$ (saturation current) :

$$\theta_{pc} = \frac{n^2 . \mathcal{P}_c . N_r . \Omega_b . I_M}{U_{NMax}} \qquad [4.7]$$

■ if $I_M > I_s$:

$$\theta_{pc} = \frac{n^2 . N_r . \Omega_b}{U_{NMax}} \left[\mathcal{P}_c . I_s + \mathcal{P}_s . (I_M - I_s) \right] \qquad [4.8]$$

or :

$$\theta_{pc} = \frac{n^2 . N_r . \Omega_b}{U_{NMax}} \varphi(n I_M)$$

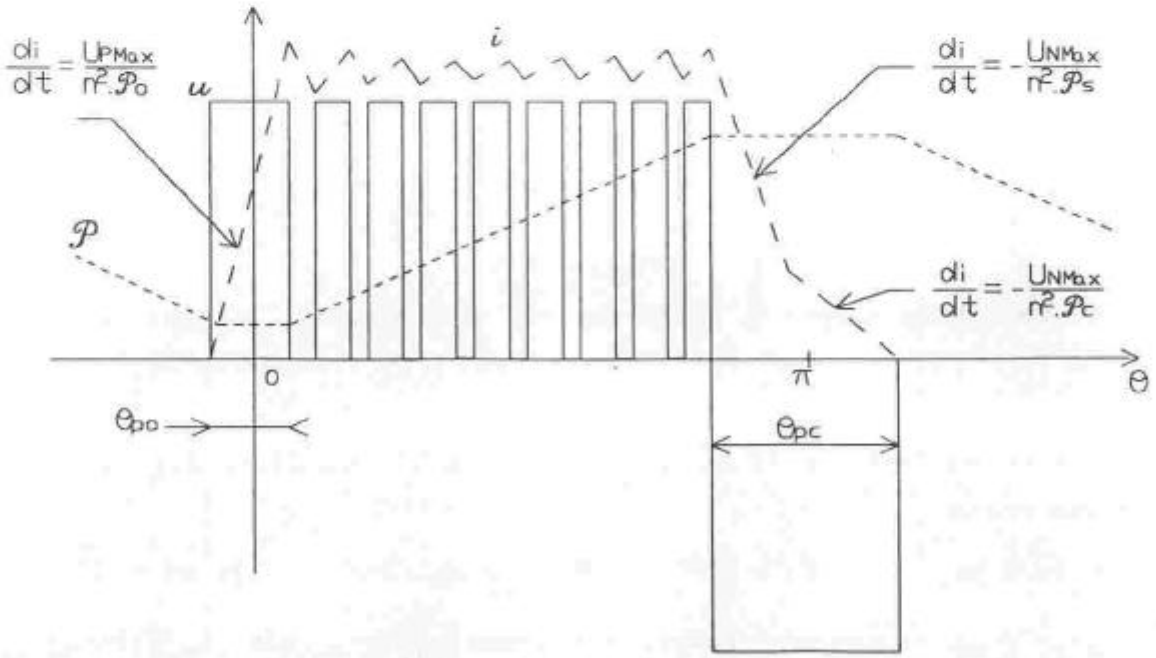


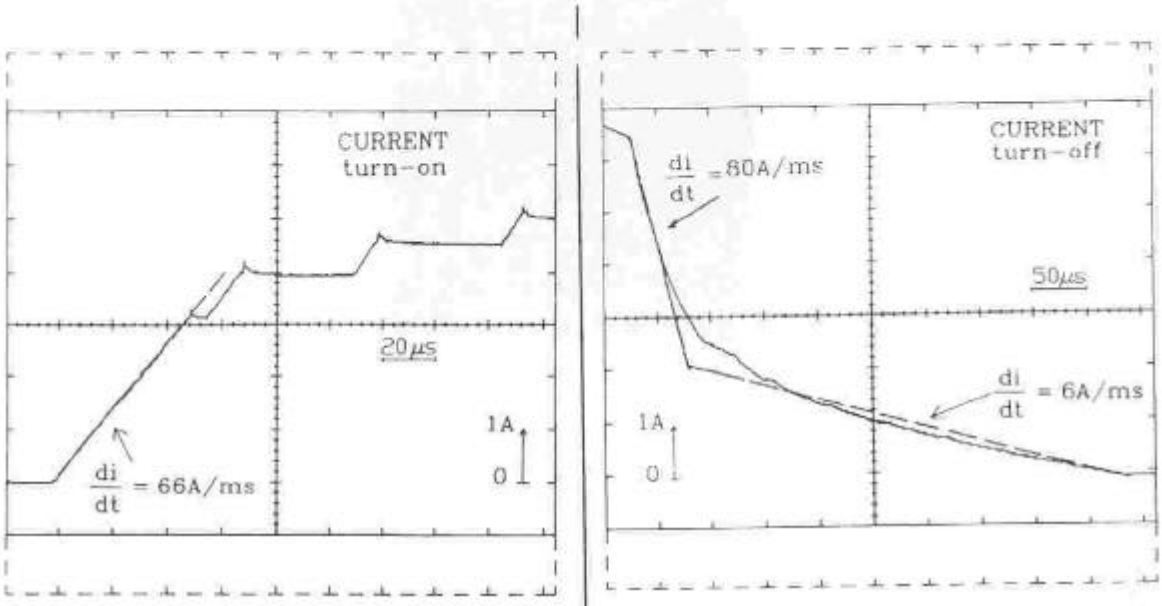
Figure -9-

Current and voltage waveforms at base speed

In the case of our motor, we measured switching times in opposition and conjunction and found that this calculation method is

accurate enough :

Figure 10 shows current oscillograms. We can see that measured current slopes are similar to computed di/dt, then voltage induced by mutual coupling can be neglected.



with U_{PMax} = 27 V and $\mathcal{P}_o$ = 0.27 µH

$\left.\frac{di}{dt}\right)_{on}$ = 63 A/ms

TURN-ON

With U_{NMax} = 29 V , $\mathcal{P}_s$ = 0.21 µH

$\left.\frac{di}{dt}\right)_{off1}$ = 85 A/ms

$\mathcal{P}_c$ = 3.3 µH $\left.\frac{di}{dt}\right)_{off2}$ = 5.6 A/ms

TURN-OFF

Figure -10-

Switching slopes of phase current with magnetic saturation

With expressions [2.2, 2.3] , [4.2, 4.3] and [4.6, 4.7 or 4.8], we can write :

- if $I_M \leq I_s$ $$\mathcal{P}_o = \frac{\beta_{rmax1} - \beta_r}{\beta_r - \beta_{rmin1}} \frac{U_{PMax}}{U_{NMax}} \mathcal{P}_c \qquad [4.9]$$
- if $I_M > I_s$ $$\mathcal{P}_o = \frac{\beta_{rmax1} - \beta_r}{\beta_r - \beta_{rmin1}} \frac{U_{PMax}}{U_{NMax}} \left[(\mathcal{P}_c - \mathcal{P}_s)\frac{nI_M}{nI_s} + \mathcal{P}_s \right] \qquad [4.10]$$

So, when taking into account both function $\mathcal{P}_o$ versus β_r (§4, figure 7) and current value I_M, we can determine the optimal value for β_r which permits to maximize base speed Ω_b.

When the value of β_r has been determined, the number of turns n can be obtained with [4.7] for instance. Chart II gives, in the case of our motor, for various I_M values, average torque calculated with [1.4, 1.5, 1.6], for optimal value of β_r, number of turns n and "size power ratio" δ'' /5,6/ :

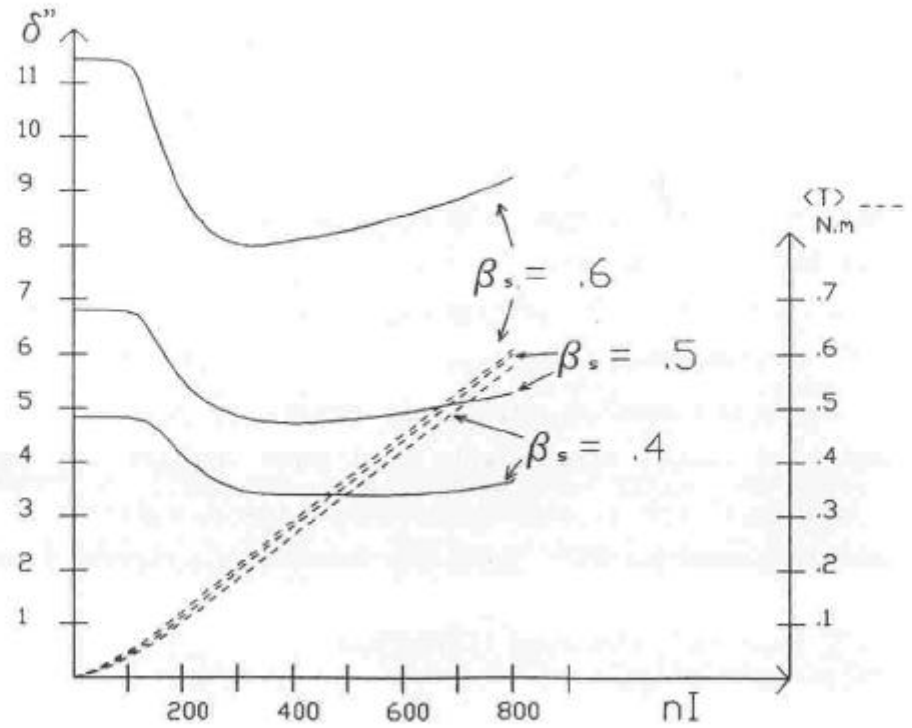
$$\delta'' = \frac{U_{Max}.I_M}{\frac{\langle T\rangle.\Omega}{q}} \qquad [4.11]$$

nI_M/A	100	200	300	400	500	600	700	800
β_r	.643	.635	.625	.617	.61	.603	.598	.593
$\mathcal{P}_o/\mu H$	.267	.241	.22	.207	.199	.192	.187	.183
<T>/Nm	.033	.11	.2	.28	.36	.44	.52	.6
n/turn	71	53	51	49	46	45	42	41
δ''	6.8	5.3	4.8	4.7	4.8	4.9	5.1	5.3

V.R.M. 6-4 with β_s = 0.5, U_{PMaxi} = 27 V, U_{NMaxi} = 29 V at 5000 rpm

Chart II

S.P.R. defines required "silicium power" to supply motor at given power. Then, we can note the favourable influence of magnetic saturation on current switching capability of converter. S.P.R. can be reduced significantly.



β_s influence on Size Power Ratio and Torque

Figure -11-

If we reduce stator teeth angle -- hence decrease β_s -- switching angles θ_{po} and θ_{pc} can be increased. So, for example, with the same number of turns, the same voltage, the same current -- therefore the same torque -- speed can be increased and S.P.R. is improved. However torque becomes more pulsating. Figure 11 shows S.P.R. and average torque versus maximum amperes-turns nI_M with three values for β_s.

5- CONCLUSIONS

With a model with simplified magnetic characteristics, we showed that we could optimize teeth angles to maximize maximum power of V.R.Ms. with a given converter and square wave current. Then, with permeance or inductance obtained waveforms, on one hand, we can product relatively low torque ripple with simple supply mode and low resolution shaft sensor on a large speed range or, on the other hand, it is easier to supply each phase with optimized current waveforms to have lower torque ripple, but with complexier control of current and higher resolution position sensor. We proposed a method to achieve this optimization with as few parameters as possible. But a continuous model for the iron magnetic characteristic could help increase computation accuracy /12, 13/.

As the choice of β_s is, essentially, guided by pulsating torque constraints, we showed that the choice of β_r is determined by current switching, hence by maximum average torque. Magnetic saturation is highly profitable to increase power. It is known that a small airgap allows an increase in torque at given copper losses /7/, but it is profitable for the converter too. A diminution in stator angle allows to increase convertible power with a given converter, but that means an increase in ripple torque.

In practice, at high saturation levels, permeance shape gets distorted, particularly, θ_{pc} angle (flat part in conjunction) increases. So we can advance switch-off angle.

Beyond base speed, supply with full wave voltage and control of switching angles allows to increase maximum power and extend constant power operating zone/8, 11/. But, in this case, ripple torque will increase.

REFERENCES

1 P.J. LAWRENSON : "*Switched Reluctance Motor Drives*", Electronics & Power, February 1983, pp. 144-147.

2 T.J.E. MILLER : "*Brushless Permanent Magnet and Reluctance Motor Drives*", Oxford Science Publications 1989, pp. 147-191.

3 A. MAILFERT : "*Machines à réluctance variable*", Techniques de l'Ingénieur D550, mars 1986.

4 C. GLAIZE :"*Recherche des formes optimales d'alimentation des machines à réluctance variable*", Rev. Phys. Appl. 20, pp. 769-794, novembre 1985.

5 B. MULTON, C. GLAIZE :"*Optimisation du dimensionnement des alimentations des machines à réluctance variable*", Rev. Phys. Appl. 22, pp. 339-357, mai 1987.

6 B. MULTON, C. GLAIZE "*Size Power Ratio Optimization for the Converters of Switched Reluctance Motors*", IMACS TC'1 ,September 1990.

7 B. MULTON, D. BONOT, J.M. HUBE, "*Conception d'un moteur à réluctance autocommuté alimenté en courant*", MOPP Lausanne, juillet 1990.

8 LAWRENSON, P.J., STEPHENSON, J.M., BLENKINSOP, P.T., CORDA, J. and FULTON, N.N. : "*Variable Speed Switched Reluctance Motors*", IEE Proc. B, Elect. Power Appl., vol.127, pp. 253-265, July 1980.

9 J. CORDA, J.M. STEPHENSON : "*Analytical Estimation of the Minimum and Maximum Inductances of a Double-Salient Motor*", proc. IEE, Vol.126, May 1979.

10 D.P. TORMEY, D.A. TORREY, P.L. LEVIN : "*Minimum Airgap-Permeance Data for the Doubly-Slotted Pole Structures Common in Vari a ble-Reluctance -Motors*", proc. IEEE, Seattle Sept. 1990, pp. 196-200.

11 B.K. BOSE, T.J.E. MILLER, P.M. SZCZESNY, W.H. BICKNELL : "*Microcomputer Control of Switched Reluctance Motor*", IEEE Vol I.A.-22 n°4 July-August 1986 pp.708-715.

12 A.R. EASTHAM, H. YUAN, G.E. DAWSON, P.C. CHOUDHURY, P.M. CUSACK : "*A Finite Element Evaluation of Pole Shaping in Switched Reluctance Motors*", ELECTROSOFT 1990, Vol.1, N°1, pp.55-67.

13 M. MOALLEM, C.M. ONG, L.E. UNNEWEHR : "*Effect of Rotor Profiles on the Torque of a switched Reluctance Motor*", IAS, IEEE Conf., Seatle 1990, pp.247-253.

Manuscript received in final form October 21, 1992
Request reprints from B. Multon

3.4- PROCÉDURE DE CONCEPTION

Comme pour tous les moteurs électromagnétiques à alimentation électronique, la conception d'un moteur à réluctance variable fait entrer en jeu à la fois l'électromagnétisme, la mécanique, la thermique, l'électronique de puissance et la commande. Nous avons abordé tous ces problèmes à travers les divers prototypes que nous avons conçus. Les problèmes mécaniques et thermiques ne sont pas spécifiques au MRVDS et l'on pourra trouver des éléments sur leur analyse dans les ouvrages et articles [5 à 11]. Une analyse des caractéristiques thermiques transitoires d'une MRVDS de petite taille (0,5 N.m) a été effectuée lors du mémoire CNAM de D. Bonot **[CNAM 1]**. Dans les machines à réluctance où l'entrefer est très faible, les risques de flexion de l'arbre sous l'effet de l'attraction magnétique radiale doivent être considérés, l'arbre et les paliers devant être dimensionnés en conséquence.

Le dimensionnement électromagnétique s'effectue, dans les machines classiques, selon des considérations d'induction moyenne d'entrefer et de densité linéique de courant [5, 6, 12]. On aboutit généralement, pour les machines cylindriques, à une expression du couple moyen proportionnelle à ces deux grandeurs ainsi qu'au volume du cylindre d'entrefer. Cette méthode peut être élargie en prenant en compte la totalité du volume de la structure électromagnétique [13, Honsinger 87]. Le moteur à réluctance variable à double saillance peut aussi se prêter à ce genre d'analyse et c'est ce qui a été fait dans les publications [14, 15, Krishnan] ; cette démarche présente l'avantage de faciliter la comparaison avec les moteurs classiques et, pour les habitués de ces méthodes, de retrouver des repères familiers. Toutefois, l'expression du couple fait appel à de nombreux coefficients ésotériques qui sont nécessaires mais rendent difficile la compréhension. Il n'y a malheureusement pas de solution simple à ce problème et la méthode précédente doit être considérée comme une approche globale permettant, moyennant un certain savoir-faire, de déterminer les dimensions premières d'un MRVDS. Si l'on veut tenter d'optimiser la structure électromagnétique et l'alimentation, il faut poser le problème différemment. À travers les lignes qui vont suivre, nous allons donner une "procédure" que nous utilisons lorsqu'il existe une contrainte sur l'encombrement, en général le diamètre extérieur du stator. Mais avant, rappelons que les bases des règles de conception ont été décrites en 1980 par P.J. Lawrenson et ses collègues de Leeds [17].

"Procédure" de conception

Il est d'abord nécessaire d'effectuer le **choix de la structure (couple Ns/Nr)**. Le nombre de dents rotoriques définit directement la fréquence d'alimentation et influe fortement sur les pertes fer. Enfin, le nombre q de phases doit être déterminé sur des critères de complexité de l'ensemble onduleur-moteur. Malgré les éventuelles possibilités de simplification du convertisseur (voir §1.3), le nombre de semi-conducteurs nécessaires vaut normalement 2.q si l'on souhaite exploiter au mieux les performances de la structure électromagnétique. Rappelons cependant qu'un nombre de phases élevé permet de réduire beaucoup plus facilement le couple pulsatoire et que la fréquence fondamentale de l'ondulation du couple vaut q.Nr.Frot (Frot est la fréquence de rotation). Pour effectuer un meilleur choix, on peut bien sûr effectuer les optimisations de quelques-unes des structures, *a priori* les plus intéressantes pour, ensuite, les comparer. Il faut aussi déterminer le type de tôles le mieux adapté (matériau et épaisseur). Nous avons vu que les **caractéristiques du matériau magnétique** avaient une importance considérable sur les performances. Il est primordial, en particulier, d'avoir une perméabilité et une induction à saturation élevées. Les contraintes de coût nous guident généralement vers du fer-silicium à grains non orientés ; cependant, des tôles fer-cobalt permettent un accroissement non négligeable de performances, à condition toutefois que le circuit magnétique soit saturé (entrefer suffisammment faible eu égard au niveau de courant nominal). Enfin, si la fréquence d'alimentation, à la vitesse de

base, est élevée, les pertes fer peuvent être comparables aux pertes Joule et même les dépasser : ceci guide le choix de l'épaisseur et de la qualité des tôles. Dans les prototypes réalisés, nous avons utilisé des tôles fer-silicium (3,5%) d'épaisseur 1/10e, 2/10e et 5/10e de mm. Les tôles 1/10e n'apportent pas un gain important sur les pertes fer et constituent plutôt un handicap à cause de leur mauvais coefficient de foisonnement et de la difficulté de manipulation et d'assemblage.

Les principales dimensions à optimiser ont été définies dans plusieurs des articles précédemment reproduits, par exemple **[C8]**. La valeur de **l'entrefer e** est de première importance, c'est elle qui conditionne les performances de l'entraînement. Il est bien connu, et nous l'avons encore montré, que la minimisation de e permet de maximiser le couple moyen à pertes Joule données. Nous avons, en outre, montré **[R1 + C6 + R3]** que l'accroissement de couple lié à la réduction de l'entrefer pouvait être obtenu sans augmentation de la puissance silicium : c'est un avantage typique de la MRVDS qui profite de la saturation pour accélérer la commutation du courant, plus précisément, en conjonction. La minimisation de e est limitée par les contraintes mécaniques de précision de centrage (flasques, paliers...), d'usinage (rectification acceptable) et par le bruit accoustique. En effet, le bruit dans ces machines semble essentiellement lié à l'ovalisation du stator sous l'effet des forces radiales [16, Cameron 92] qui seront d'autant plus élevées que l'entrefer sera réduit. D'autre part, si l'entrefer mécanique est faible, les défauts relatifs de concentricité augmentent, contribuant ainsi à la production de vibrations sonores. On voit apparaître ici un compromis performances/bruit acoustique assez fréquent dans les machines électriques. Il semble que, par ordre d'importance, le paramètre suivant soit **l'arc polaire statorique réduit βs**. Le paramètre βs détermine la plage angulaire de production d'effort dans la mesure où l'arc polaire rotorique β_r^0 a une valeur supérieure à celle de l'arc polaire statorique β_s^0 [17, Lawrenson 80]. Si le moteur doit entraîner une charge offrant un couple résistant élevé à l'arrêt ou aux très basses vitesses, β_s^0 doit, en première approximation, être supérieur à $\frac{2.\pi}{q.N_r}$ afin d'assurer la continuité du couple lors du passage d'une phase à la suivante (les q phases travaillent successivement). Pour minimiser le couple pulsatoire, on a tout intérêt à maximiser β_s^0 mais ceci réduit la surface bobinable et augmente donc les pertes Joule. En outre, ceci réduit les angles permettant la commutation du courant et dégrade ainsi le facteur de dimensionnement de l'onduleur **[R3]**. Il faut donc trouver un compromis pour minimiser le couple pulsatoire minimal, les pertes Joule et la puissance silicium. Certaines structures se prêtent plus ou moins bien à cette optimisation. Par exemple, dans la structure 6/4, la valeur minimale de βs en regard de l'ondulation du couple vaut 0,5, elle correspond aussi sensiblement à l'optimum du rapport pertes Joule sur couple. Dans la structure 6/8, le compromis est plus facile à trouver car la valeur limite en regard de l'ondulation du couple vaut 0,25, alors que l'optimum du rapport pertes Joule sur couple se situe vers 0,33. Enfin, il ne faut pas oublier que l'arc polaire statorique définit la largeur de la base de la dent et guide, par conséquent, le choix de l'épaisseur de culasse (valeur de kc) qui a été décrit au §3.2.

L'**épaisseur de culasse ec** est déterminée pour réduire au mieux la chute de potentiel magnétique dans le long trajet de culasse, mais une valeur trop importante empiète sur la place pour le bobinage, aussi existe-t-il une valeur optimale que nous avons mise en évidence au chapitre 3.2 **[DEA 3]**. La valeur optimale de kc (rapport de ec sur la demi-largeur d'un pôle statorique) est comprise entre 1 (structure non saturée) et 1,2 (machine très saturée).

Lorsque βs et kc ont été déterminés, on peut rechercher la valeur optimale du rayon d'entefer permettant de maximiser le rapport couple moyen sur pertes Joule. Souvent, le problème se pose avec une contrainte de rayon extérieur du circuit magnétique fixé. On

souhaite alors optimiser le **rapport kr du rayon d'entrefer sur le rayon extérieur**. Si l'on choisit une grande valeur de kr, la largeur des dents statoriques et l'épaisseur de culasse augmentent réduisant l'aire bobinable Sb. En revanche, si l'on réduit kr, l'espace bobinable augmente, autorisant ainsi des ampères-tours d'excitation plus élevés mais alors la section des pôles se réduit, abaissant le flux de saturation ou la perméance de conjonction. On peut montrer assez simplement qu'il existe une valeur optimale en utilisant, par exemple, les expressions paramétriques de l'article **[D2]** reproduit dans le chapitre 1.1. À la page 15 de cet article sont données les expressions du couple moyen C, en régime linéaire (4.10) et en régime saturé (4.14) ; les pertes Joule sont données par (4.12) et l'aire bobinable Sb par (4.9). En effectuant le rapport couple sur pertes Joule et en l'exprimant en fonction de kr, on peut déterminer une valeur optimale kropt, d'une part en régime linéaire et, d'autre part, en régime saturé. On obtient, en régime linéaire :

$$k_{ropt} \cong \frac{0,6}{1 + k_c . \frac{\pi . \beta_s}{N_s}}$$

ce qui donne, par exemple, pour une machine de type 6/4, avec βs = 0,5 (pour assurer la continuité du couple à la commutation d'une phase à l'autre) et kc = 1 (faible saturation) :

$$k_{ropt} \cong 0,48$$

En régime saturé, la valeur optimale de kr dépend du niveau de saturation ; cependant, on peut effectuer un calcul pour les très fortes saturations, c'est-à-dire lorsque l'entrefer a une valeur négligeable (voir expression (4.14)). On obtient alors une expression identique à la précédente :

$$k_{ropt} = \frac{\frac{2}{3}}{1 + k_c . \frac{\pi . \beta_s}{N_s}}$$

ce qui donne, toujours pour une structure 6/4, avec avec βs = 0,5 et kc = 1,1 :

$$k_{ropt} \cong 0,52$$

Au chapitre 3.2 (figure 3.2), nous avons vu les résultats du calcul numérique d'optimisation de kr en fonction du niveau de couple dans le cas de la conception d'un moteur pour véhicule électrique. On observe bien une légère augmentation de la valeur de kropt, lorsque le niveau de couple augmente. Remarquons que le niveau de saturation n'influe pas beaucoup sur cette optimisation. En outre, le maximum du rapport couple sur pertes Joule est assez plat, ce qui autorise une "désoptimisation" pour satisfaire à d'autres critères.

La valeur optimale du rayon r d'entrefer peut être définie selon d'autres contraintes. Une augmentation de r permet d'accroître à la fois la largeur des pôles statoriques et l'épaisseur de culasse, ce qui doit contribuer à améliorer la rigidité mécanique du stator et ainsi augmenter la première fréquence de résonnance. Nous espérons, de cette façon, diminuer sensiblement le bruit acoustique produit essentielllement par l'ovalisation du stator due aux efforts radiaux d'entrefer [16].

Notons enfin que le moment d'inertie d'un cylindre homogène est proportionnel à la puissance 4 de son rayon. Ainsi, si l'on souhaite maximiser l'accélération, il vaut mieux réduire le rayon d'entrefer en dessous de la valeur optimale définie précédemment.

Nous nous intéressons maintenant au rotor. Tout d'abord la valeur de **l'arc polaire rotorique** a une importance considérable quant à la forme d'onde naturelle de la perméance ou du flux. Cette influence est décrite dans l'article **[D2]**. Ceci est déterminant pour le comportement de l'ensemble convertisseur-machine. Dans l'article **[R3]**, reproduit dans le chapitre précédent, nous avons montré comment la valeur de βr pouvait être déterminée pour

maximiser la plage de fonctionnement à couple maximal constant. Cette optimisation permet d'utiliser au mieux la puissance apparente silicium et conduit à des pôles rotoriques plutôt larges (valeurs élevées de βr). En revanche, si l'on veut obtenir une large plage de fonctionnement à puissance maximale constante, nos propres travaux, non encore publiés, ont montré que la valeur minimale de βr était nécessaire ou encore que c'était la valeur de l'arc polaire rotorique qui déterminait cette plage. Ceci est à l'étude dans la thèse **[TH 9]**. En outre, le moment d'inertie est sensiblement proportionnel à βr.

Enfin, il reste à déterminer la **hauteur hr des dents rotoriques**. Celle-ci doit être suffisamment élevée pour minimiser la perméance d'opposition. Une étude effectuée par éléments finis [3, Tormey 90] a permis de montrer que si cette hauteur est supérieure ou égale à la moitié de la largeur de l'encoche rotorique, la perméance d'opposition ne décroît pratiquement plus. La hauteur ne doit cependant pas être excessive afin que la section de passage du flux entre la base des dents et l'arbre soit suffisante, on peut dire approximativement que la valeur maximale de hr vaut :

$$h_{rmax} = r - \frac{d_a}{2} - \frac{e_c}{k_c}$$

où d_a est le diamètre de l'arbre et ec est l'épaisseur de culasse stator. On suppose que, compte tenu de la faible longueur du trajet du flux dans les culasses rotoriques, une épaisseur égale à ec/kc suffit. Le **diamètre d'arbre** doit être suffisant pour transmettre le couple mais aussi pour permettre une vitesse critique suffisante ainsi que la résistance au collage dû aux efforts radiaux. Cette dernière contrainte doit être considérée dans les moteurs à très faible entrefer dans lesquels les efforts radiaux atteignent des valeurs élevées.

La **longueur active l** est le dernier paramètre géométrique. Le couple est sensiblement proportionnel à l. La valeur de cette longueur doit cependant être réduite pour limiter la flexion de l'arbre. Dans les moteurs les plus longs, le rapport l/r ne dépasse pas 5 sous peine d'avoir des vitesses critiques faibles. Cette valeur correspond sensiblement à un optimum pour les moteurs rapides [11, Wiart 82]. Dans le cas des moteurs courts, l'accroissement relatif des longueurs de têtes de bobines dégrade sensiblement les performances en augmentant les pertes Joule par unité de longueur active. Enfin, dans le cas de moteurs très courts (l/r inférieur à 1), les effets d'extrémité augmentent le flux aussi bien en conjonction qu'en opposition, ce qui diminue le rapport de saillance et dégrade le "facteur de puissance".

Le **nombre de spires n du bobinage** qui représente l'élément d'adaptation du moteur à l'alimentation, se détermine en fin de processus. Il est calculé pour permettre d'atteindre le flux maximal nécessaire pour obtenir le couple souhaité à la vitesse correspondante la plus élevée. Notons que dans les grosses machines, la chute résistive peut être négligée. Mais ce n'est pas le cas dans les petites dimensions : la chute R.i peut alors être simplement introduite dans les équations au niveau élctromagnétique, c'est-à-dire lorsque le nombre de spires est encore une inconnue et que l'on travaille en flux et ampères-tours. Dans l'article **[C6]**, donné au chapitre 1, nous avons montré que l'équation d'alimentation pouvait s'exprimer sous la forme :

$$u = n.\left[r_b.ni + P(\theta).\frac{dni}{dt} + ni.\omega.\frac{dP(\theta)}{d\theta} \right]$$

en régime linéaire, où rb est la résistance spécifique du bobinage, fonction des dimensions du circuit magnétique (aire bobinable et longueur de la spire moyenne) et du coefficient de remplissage d'encoche. En régime saturé, l'expression devient :

$$u = n.\left[r_b.ni + \frac{\partial\varphi(ni,\theta)}{\partial ni}.\frac{dni}{dt} + \omega.\frac{\partial\varphi(ni,\theta)}{\partial\theta} \right]$$

Enfin, lorsque cette détermination rapide des dimensions premières a été effectuée, deux solutions sont actuellement utilisables pour vérifier le fonctionnement et poursuivre l'optimisation de l'ensemble convertisseur-machine. La première consiste à entrer les dimensions dans le modèle analytique fin dont nous avons parlé au paragraphe 3.1, puis à simuler l'alimentation pour rechercher les caractéristiques souhaitées de couple vitesse, déterminer les pertes (pertes Joule aujourd'hui et pertes magnétiques très prochainement). Ce modèle analytique peut permettre d'affiner les dimensions de la machine pour améliorer les caractéristiques. La seconde méthode fait appel aux éléments finis afin d'obtenir un modèle électromagnétique plus précis mais, cependant, monophasé (voir remarque du chapitre 1.2.1). Dans ce cas, la simulation de l'alimentation peut être beaucoup plus précise, ce qui est nécessaire pour la minimisation des ondulations de couple, par exemple.

3.5- COMPARAISON AVEC LES MOTEURS À COMMUTATION ÉLECTRONIQUE CLASSIQUES

Dans ce chapitre, nous proposons une comparaison sommaire entre les différents moteurs électromagnétiques en présence. Rappelons, tout d'abord, les avantages des moteurs à commutation électronique par rapport aux moteurs à induit tournant et à collecteur dits moteurs à courant continu (MCC). Les MCC possèdent un rotor bobiné supportant les enroulements d'induit, source de la majeure partie des pertes (Joule et fer). Les pertes sont difficiles à évacuer autrement que par échange avec un gaz, ce qui limite les performances à échauffement donné, en comparaison avec les autres moteurs dans lesquels ces pertes prennent naissance au stator. En outre, la surveillance d'échauffement est difficile. L'induit étant tournant, il doit nécessairement être relié à la source extérieure par des contacts tournants. Dans le MCC, ils sont aussi commutants et constituent le collecteur qui remplit le rôle d'interrupteur multiple et de capteur de position, ceci étant son grand avantage. En contrepartie, le collecteur commute habituellement sans assistance et des étincelles apparaissent à cause de l'énergie stockée dans les enroulements à la coupure du courant. Il en résulte un échauffement important de l'ensemble collecteur-balais, des perturbations électromagnétiques, un danger d'explosion dans certains milieux. Les balais s'usent et laissent une poussière à base de graphite très salissante et conductrice ; ainsi, au bout d'un certain temps, des défauts d'isolement apparaîssent. Des interventions comme le changement des balais ou la rectification du collecteur (moteurs à hautes performances) sont nécessaires si l'on veut prolonger sa durée de vie. Ces défauts constituent un handicap rédhibitoire dans certaines applications comme celles à longue durée de vie (ventilateurs, climatiseurs, systèmes informatiques...) mais sont tout à fait acceptables dans d'autres cas. La commutation mécanique est aussi source de bruit accoustique, ce qui quelquefois est inacceptable (systèmes audiovisuels, ventilateurs d'habitacle de voitures haut de gamme, climatiseurs...). Enfin, la tenue mécanique du collecteur, de ses connexions à l'induit et des bobinages d'induit eux-mêmes limite la vitesse périphérique des induits de MCC à environ 30 m/s sans frettage et environ 80 m/s avec frettage. Combinée au médiocre échange thermique de l'induit, la limite de vitesse mécanique restreint le domaine de faisabilité des MCC dans le plan puissance vitesse ainsi que leur puissance massique. Dans le domaine des fortes puissances, la limite (puissance maximale x vitesse maximale) de 2700 MW.tr/mn est souvent évoquée ; en réalité la loi qui limite la puissance en fonction de la vitesse est plus complexe et s'exprime plutôt sous forme d'un produit puissance par vitesse au carré. La tension d'alimentation devient aussi

une contrainte importante lorsque le diamètre du collecteur est faible. Cette limite de faisabilité en puissance se rencontre aussi bien dans le domaine des petites puissances (aspirateurs électroménagers à moteurs universels : environ 700 W mécaniques à 20 000 tr/mn avec collecteur non fretté et 40 000 tr/mn avec frette) que dans les puissances élevées (moteurs MCC de traction du TGV Paris-Sud-Est : environ 500 kW à 3000 tr/mn , ceux du TGV Atlantique, moteurs synchrones autopilotés : environ 1100 kW à 4000 tr/mn pour une masse de 1450 kg contre 1510 kg pour les MCC). On pourrait encore ajouter les limites d'accélération, de fonctionnement impulsionnel... Soulignons toutefois la grande simplicité des convertisseurs électroniques et de la commande des MCC qui font encore leur succès !

De la fin du XIXe siècle jusque dans les années 1960/70, les deux moteurs de très loin les plus employés étaient le MCC et le moteur asynchrone. La raison de ce succès est due au fait que ce sont les deux seuls moteurs capables de démarrer puis fonctionner de façon satisfaisante et économique, sans convertisseur auxiliaire, à partir d'une source de tension continue ou/et alternative. Dans ce contexte, le moteur asynchrone s'est construit sa réputation de grande robustesse et de fiabilité en comparaison avec le moteur à collecteur. Mais, aujourd'hui, en vitesse variable, donc associé à un convertisseur électronique, il rencontre des concurrents sérieux qui peuvent revendiquer des qualités de robustesse comparables, d'autant plus qu'ils ont, pour la plupart, des rotors "sans pertes". Nous allons donc tenter d'effectuer, à partir de l'analyse de nombreux auteurs et de la nôtre, une comparaison des divers moteurs, relativement classiques et à commutation électronique, entre eux et avec le moteur à réluctance variable à double saillance. Le problème de la comparaison entre ces moteurs est extrêmement délicat et ne peut être généralisé : on trouvera toujours des cas particuliers qui contredisent des conclusions établies. Il faudrait traiter indépendamment les domaines comme la traction électrique, les entraînements de machines-outils, l'électroménager, les accessoires automobiles... En outre, il faudrait une connaissance approfondie de chaque type de moteur et de ses possibilités avec les alimentations électroniques, ce qui est utopique. Aussi, c'est avec la plus grande réserve que ces résultats sont présentés.

Les moteurs à commutation électronique auxquels nous nous intéressons ici sont :
- le moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil alimenté par onduleur de tension triphasé (CVS) en modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale, **MAS** ;
- le moteur synchrone triphasé à rotor bobiné autopiloté alimenté par CVS (on exclut les moteurs alimentés par convertisseur à thyristors), **MSRB** ;
- les moteurs synchrones à aimants permanents autopilotés alimentés par CVS, **MSAP**, (aimants en surface, intérieurs...[18, Nasar 93]) ;
- les moteurs synchrones à réluctance variable (triphasés à champ tournant) autopilotés, **MSyRV** (rotors saillants, axialement laminés...[18]) ;
- les moteurs à réluctance variable à double saillance autopilotés et alimentés en courant unidirectionnel, **MRVDS**.

Les critères de comparaison que nous avons retenus sont la simplicité de fabrication, le coût et la robustesse (difficiles à estimer et assez subjectifs), les performances (couple/pertes Joule), le rapport couple sur inertie, la vitesse maximale, les possibilités de fonctionnement à puissance maximale constante et la puissance apparente silicium. Nous avons, en outre, pris soin de comparer des moteurs de structures assez proches (cylindriques et à faible nombre de pôles) : nous avons ainsi exclu les nombreux moteurs spéciaux à réluctance variable et à aimants [54, Weh 91] à grand nombre de pôles.

Au sujet de la simplicité de fabrication et du coût, il existe une ambiguïté importante liée aux moyens de fabrication et d'assemblage déjà existants et aux quantités produites. Ainsi,

le MAS bénéficie des très grandes quantités produites et de la standardisation. *A priori*, le MRVDS semble le plus facile à assembler avec son empilage élémentaire de tôles au stator comme au rotor ainsi que ses bobines préfabriquées [34, Lawrenson 89]. En revanche, pour avoir de bonnes performances, nous avons vu qu'il requiert un relativement faible entrefer, ce qui nécessite éventuellement une opération d'usinage des tôles et une bonne précision des flasques et des paliers. Les efforts radiaux, considérables si l'entrefer est très faible, nécessitent des roulements à billes, les paliers lisses ne sont utilisables qu'avec des entrefers "importants". Son "coût matière" est plus faible que celui des moteurs à aimants à condition qu'il ne soit pas beaucoup plus volumineux : le prix des tôles est d'environ 7 FF/kg, celui du cuivre en fils : 20 FF/kg, celui des aimants ferrite : 40 FF/kg, celui du Fer-Néodyme-Bore allié (M = 0,6 T) : 600 FF/kg, celui du Fe-Nd-B "pur" : 1500 FF/kg et celui du Samarium-Cobalt : 2000 FF/kg. Quant au rotor axialement laminé des MSyRV [19, Boldea 91, 20, Fratta 89], il confère des performances équivalentes à celles du MAS [19] mais au prix d'une grande complexité du rotor, à moins de trouver une solution économique pour une fabrication de série. Les moteurs à aimants [27, Parvex 93] nécessitent un collage ou/et un frettage à vitesse élevée lorsqu'ils sont montés en surface. Pour simplifier la manutention et les risques de casse, ils sont déposés non aimantés et magnétisés ensuite. Notons enfin qu'il existe toujours un risque de désaimantation dû à un courant ou à un échauffement excessifs.

La robustesse doit prendre en compte la résistance à diverses agressions comme les ambiances corrosives, les températures élevées, les vibrations mécaniques mais aussi la résistance de l'onduleur aux défauts pouvant survenir (courts-circuits dans les bobinages...). Le MRVDS présente, de ce point de vue, de nombreux avantages. Il utilise peu de matériaux qui peuvent être protégés contre les agressions et résister aux hautes températures. Le MAS est plus sensible aux températures élevées à cause de sa cage source de pertes et difficile à refroidir ; en outre, les cycles thermiques peuvent déteriorer les barres situées dans les encoches du rotor. Vis-à-vis de la résistance aux vibrations, un entrefer élevé est un atout, le MRVDS se trouve alors désavantagé. Enfin, son alimentation par demi-ponts asymétriques des phases indépendantes (non couplées électriquement et magnétiquement) confère à l'entraînement à base de MRVDS une très bonne "tolérance de pannes" [21, Stephens 91]. Comme le MAS, le MRVDS a un rotor passif : ainsi, en cas de court-circuit d'un bobinage, il n'y a pas de risque de génération de courants induits si l'on coupe l'alimentation de la phase concernée. Aux USA, Sunstrand Aerospace et General Electric Aircraft [22 à 26] s'intéressent très sérieusement au MRVDS pour l'utiliser comme démarreur-générateur couplé directement à la turbine des hélicoptères et des avions. Ce sont ses avantages de tenue aux hautes températures, de possibilités de grandes vitesses de rotation et de bonne tolérance de pannes qui ont primé.

Au sujet des performances, les moteurs à champ tournant peuvent assez facilement être comparés entre eux. Ils possèdent tous un stator quasiment identique (lisse à encoches semi-fermées et bobinage réparti) qui crée, grâce à son enroulement triphasé (voire diphasé) alimenté en courant sinusoïdal, un champ tournant réglable en amplitude et en vitesse. Dans ces conditions, leur couple électromagnétique moyen peut s'exprimer par :

$C = K.\pi.r^2.l.A_L.B_e$ (r est le rayon d'entrefer et l est la longueur active)

C est donc proportionnel au volume d'entrefer, A_L est la densité linéique de courant et B_e est l'induction moyenne d'entrefer. Pour les moteurs à rotor sans pertes, les pertes Joule peuvent être calculées par :

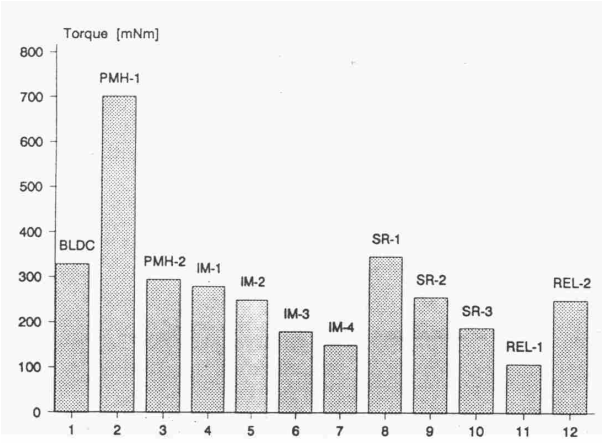
$P_J = \rho.A_L.\delta.k_L.(2.\pi.r.l)$ (ρ est la résistivité des conducteurs, δ est la densité de courant, k_L est un coefficient supérieur à 1 permettant de prendre en compte l'augmentation des pertes Joule due aux têtes de bobines). Pour les mêmes pertes avec sensiblement les mêmes coefficients de remplissage d'encoche, la densité linéique est identique dans les MSAP et les MSyRV. Seule la valeur de B_e diffère en fonction du type de moteur. Avec les aimants les plus performants et une structure du rotor à "concentration de flux" (possible avec au moins 3 paires de pôles), on atteint une valeur B_e maximale de l'ordre de 1,2 T [27, Parvex 93] ; avec des aimants ferrite montés en surface, une valeur d'environ 0,25 T peut être obtenue. Dans le cas d'aimants montés en surface, le MSAP à f.e.m. trapézoïdales ("Brushless DC Motor") est légèrement plus performant que le MSAP à f.e.m. sinusoïales [32, Fratta 87]. Dans les MSyRV, la valeur de B_e dépend de la valeur de l'entrefer et du type de rotor et augmente avec le rapport de saillance (les rotors axialement laminés permettent d'atteindre des rapports Ld/Lq supérieurs à 10) ; une valeur d'environ 0,6 T peut être obtenue. Ainsi, l'on peut dire que, à pertes Joule données, le meilleur MSyRV (avec un faible entrefer : $\frac{e}{\tau} \approx 5.10^{-3}$, où τ est le pas polaire et e la valeur de l'entrefer) délivre un couple deux fois plus faible que le meilleur MSAP et deux fois supérieur à celui d'un MSAP à aimants ferrite montés en surface. Le MSRB permet d'atteindre une induction d'entrefer d'environ 0,9 T mais au prix de pertes Joule supplémentaires au rotor. Le MAS, à cause de ses pertes Joule naturelles au rotor, a une densité linéique plus faible que les moteurs précédents avec une induction d'entrefer sensiblement inférieure (0,7 à 0,8 T). Le couple obtenu est environ la moitié de celui des meilleurs MSAP et, donc, légèrement plus faible que celui des MSyRV à rotor axialement laminé [28, Miller 92, 46, Lipo 91]. Le MRVDS, quant à lui, ne peut pas être comparé directement. Une comparaison globale basée sur les lois de similitude a été proposée [31, Jufer 91] et a montré que le MRVDS n'était pas intéressant dans les petites dimensions, en comparaison avec le MSAP (aimants FeNdB alliés : 0,65 T), mais qu'il pouvait le surpasser dans les dimensions moyennes. Le MRVDS a souvent été comparé au MAS mais pas de façon générale [28, 33 et 37]. Une comparaison détaillée a été effectuée, en 1984 [35, French 84, 36, Leeds 84], dans le cadre d'une étude pour la traction ferroviaire anglaise et a mis en évidence de nombreux avantages, aussi bien en termes de performances que de coût, pour le MRVDS. Une autre comparaison entre un MRVDS et un MAS a été menée pour une application d'entraînement de lave-linge (d'après le cahier des charges) [39]. Les deux moteurs avaient un diamètre extérieur et une longueur identiques ($\Phi = 100$ mm, $l = 55$ mm), le MAS était alimenté par un convertisseur à 6 transistors et le MRVDS par un onduleur simplifié à 4 transistors (un hacheur et 3 aiguilleurs). Jusqu'à 6000 tr/mn, le MRVDS est légèrement supérieur au MAS mais au delà, ses performances chutent nettement : la raison de ce mauvais comportement est due au choix d'une mauvaise structure de convertisseur, *a priori* intéressante quant au nombre d'interrupteurs, mais ne permettant pas d'exploiter convenablement le moteur (voir chapitre 1.3). En fait, les performances de tous ces moteurs sont fonction de la valeur e de l'entrefer magnétique : l'induction d'entrefer décroît en effet lorsque e augmente. Les moteurs à réluctance variable, asynchrones et synchrones à rotor bobiné y sont plus sensibles que le MSAP. Le paramètre important est, en réalité, le rapport $\frac{e}{\tau}$ où τ est la valeur du pas polaire statorique. Dans les moteurs asynchrones ($P > 10$ W), il est recommandé [29, Lacroux 80, 30, Henry-Baudot 75] une valeur du rapport $\frac{e}{\tau}$ comprise entre 2,5 et 3.10^{-3}, pour $p = 1$, et comprise entre 3,5 et 5.10^{-3}, pour $p > 1$, sachant que pour des productions en grande série, il est difficile d'avoir un entrefer inférieur à 0,15 mm. Pour des moteurs à collecteur à inducteur bobiné, le rapport recommandé[29, 30] est environ deux fois

plus élevé : il est compris entre 6 et $7{,}5.10^{-3}$, pour p = 1, et compris entre 8 et 10.10^{-3}, pour p > 1. Dans le cas des MRVDS, pour que le circuit magnétique soit suffisamment saturé, il faut que (voir **[D2]** et **[C14]**)

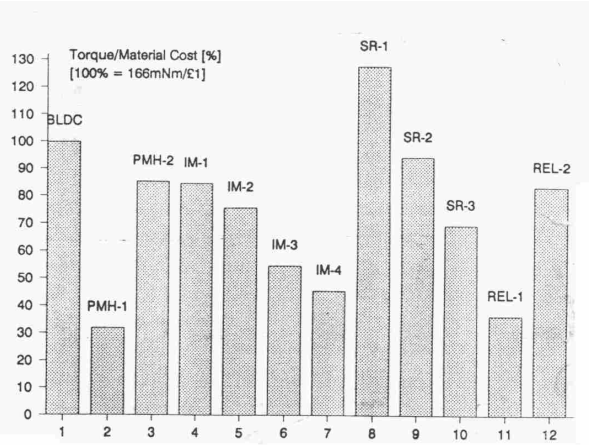
$$nI_M >> p\frac{B_{sat}}{2.\mu_o}e$$

où nI_M sont les ampères-tours maximaux d'excitation par phase, p est le nombre de pôles par phase et B_{sat} la valeur de l'induction à saturation (environ 1,5 à 1,6 T avec du fer silicium au niveau de saturation habituel). Pour prendre l'exemple de nos prototypes, les moteurs **M1**, **M2** et **M8** (voir chapitre 1.1) que l'on peut considérer comme suffisamment saturés, les rapports $\frac{e}{\tau}$ valent respectivement :3.10^{-3}, $4{,}7.10^{-3}$ et 10.10^{-3}, ce qui est tout à fait comparable aux moteurs "classiques". Dans le moteur **M3**, non saturé, ce rapport est égal à 25.10^{-3}.

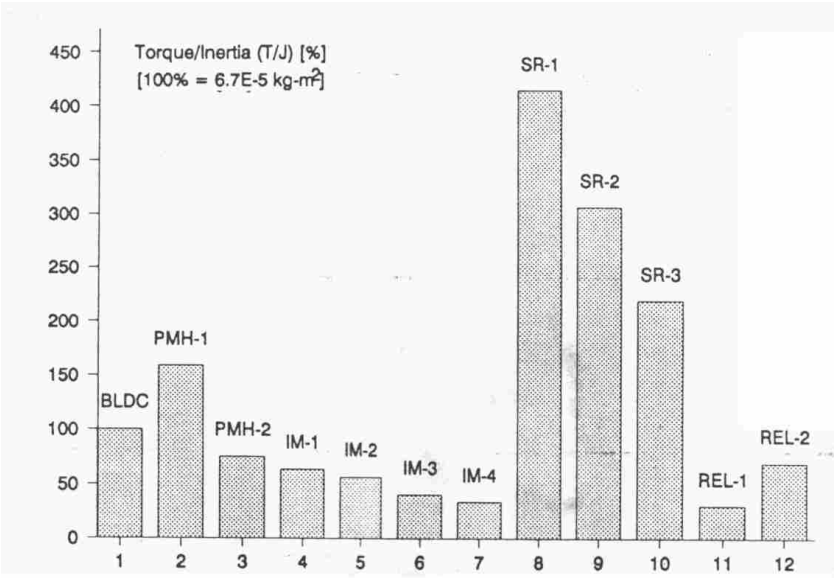
Récemment, une publication très intéressante [38, Miller 91] a donné les résultats d'une comparaison entre des MSAP (plusieurs types de rotors et d'aimants), notés BLDC, PMH-1 et PMH-2, des MAS (4 valeurs d'entrefer de 0,1 à 0,4 mm), notés IM-1 à IM-4, des MSyRV (rotors de moteurs à aimants enterrés pour le fonctionnement à puissance constante [42] sans aimants), notés REL-1 et REL-2 et des MRVDS (structures 6/4 avec des valeurs d'entrefer allant de 0,2 à 0,4 mm), notés SR-1 à SR-4. Ces moteurs ont tous le même diamètre extérieur (78 mm) et la même longueur active (50 mm). Le moteur servant de référence est à aimants ferrite (M = 0,33 T) et l'induction moyenne d'entrefer vaut 0,25 T. Les moteurs PMH-1 et PMH-2 sont à aimants enterrés sans concentration de flux avec, respectivement, des aimants ferrite (0,4 T) et Fe-Nd-B (1,1 T). La comparaison est faite sur la base de pertes Joule égales (14 W) (les pertes rotoriques des MAS n'ont pas été prises en compte, ce qui surestime leurs performances) et d'une masse de cuivre identique (0,29 kg). Cette dernière contrainte est particulièrement désavantageuse pour le MRVDS qui permet un meilleur remplissage de ses encoches ouvertes. Le moteur PMH-1 obtient les meilleurs couples volumique et massique, juste devant SR-1. Le moteur SR-1 est en tête devant PMH-1, en ce qui concerne le rapport couple sur coût matière et le rapport couple sur moment d'inertie (accélération). Dans cette taille, le MRVDS est bien supérieur au MAS à même valeur d'entrefer, il est aussi plus performant que les MSAP ferrite et que les MSyRV dont les rotors sont peu efficaces car ils présentent un médiocre rapport de saillance. Les figures 3.3 à 3.5, issues de [38], montrent quelques-uns des résultats de cette analyse comparative. Le MRVDS sort en très bonne place de cette comparaison, il offre un bon compromis coût/performance.



Comparaison [38] du couple
Figure -3.3-



Comparaison du rapport couple sur coût matière
Figure -3.4-



Comparaison des rapports couple sur moment d'inertie [38]
Figure -3.5-

Dans la publication **[C14]**, reproduite ci-après, nous avons effectué une comparaison paramétrique entre le MRVDS et le MSAP à aimants montés en surface, dans le cadre de l'entraînement d'un véhicule urbain. Il apparaît que le MRVDS peut avoir, dans ce contexte, des performances très intéressantes comparativement à celles d'un moteur à aimants haute énergie. En effet, si l'on souhaite minimiser le coût des aimants, leur épaisseur doit être la plus faible possible, compte tenu des limites de désaimantation ; d'autre part, pour assurer leur tenue mécanique à grande vitesse, une frette est nécessaire, ce qui accroît l'entrefer magnétique. Ainsi, nous obtenons, pour ce moteur de 250 mm de diamètre, une induction moyenne d'entrefer de 0,43 T avec des aimants SmCo. Alors, les pertes Joule estimées du MRVDS, pour un couple de 100 N.m, sont légèrement inférieures à celles du MSAP. Entre autres raisons de ce bon résultat, le coefficient de remplissage d'encoche (défini dans [C14]) est pris égal à 60% pour le MRVDS contre 35% pour le MSAP ; d'autre part, le MRVDS bénéficie de plus courtes têtes de bobine. Sans cet avantage de coefficient de remplissage, les pertes Joule du MRVDS auraient été 40% plus élevées que celles du MSAP. En somme, le MSAP avec une induction d'entrefer élevée (1 T), avec un coefficient de remplissage d'encoche inférieur au MRVDS (35% environ contre 60%) et avec une polarité comparable, a des performances sensiblement supérieures.

Venons-en maintenant aux possibilités de fonctionner dans une large plage à puissance constante (au delà de la vitesse de base). Le moteur pour lequel ce type de fonctionnement est le plus évident est le MSRB [40, Nishikata 93]. Ce type de fonctionnement peut aussi être obtenu avec le moteur asynchrone, d'ailleurs fréquemment utilisé dans les entraînements de broches de machines-outils. Cependant, la plage de fonctionnement à puissance maximale constante est sensiblement limitée par le rapport du couple maximal à plein flux sur le couple nominal (thermique à basse vitesse). Lorsque l'on souhaite étendre la plage à puissance constante, on dispose de deux solutions. La première consiste à déclasser le moteur : par exemple, réduire par 2 le couple nominal permet de multiplier par 2 cette plage. La seconde solution nécessite une commutation des bobinages [41], ce qui permet d'adapter le nombre de

spires du bobinage au convertisseur en fonction de la plage de vitesse. Il est maintenant connu [27, Parvex 93, 42, Jahns 85, 43, Schifferl 90] qu'il est possible d'obtenir un tel type de fonctionnement avec des moteurs synchrones à aimants sur une large plage et avec un bon facteur de puissance. Ce mode de fonctionnement s'obtient en créant une réaction d'induit dans l'axe direct, c'est-à-dire en avançant le courant par rapport à la f.e.m. Ceci n'est cependant possible que si l'inductance est suffisante et si la réaction d'induit ne démagnétise pas les aimants. Il est ainsi nécessaire que les aimants soient enterrés [44, Xu 93]. En ce qui concerne les MSyRV, la plage de fonctionnement à puissance constante est d'autant plus élevée que le rapport de saillance est grand : dans [45, Betz 91], il a été montré que si Ld/Lq est supérieur à 5, la plage à puissance constante vaut environ la moitié de ce rapport. Une approche unifiée du fonctionnement en désexcitation du MAS et du MSyRV a été proposée dans [47, Fratta 88], elle permet de bien comprendre les limites de ce mode d'alimentation en fonction des inductance des moteurs. En particulier, on peut remarquer qu'à produit donné des valeurs maximales de la tension et du courant, on n'obtient pas rigoureusement un fonctionnement à puissance maximale constante : mais la puissance maximale décroît sensiblement lorsque la vitesse augmente. Si l'on insère des aimants dans les zones amagnétiques des rotors axiallement laminés, on peut compenser le flux nécessaire pour magnétiser l'axe q ("Permanent Assisted Synchronous Reluctance Motor") [48, 49, Fratta 92].

Enfin, les MRVDS peuvent aussi fonctionner à puissance maximale constante ; ceci est connu et a déjà été exploité pour un entraînement de broche [50, Byrne 82] et pour la traction ferroviaire [35, French 89]. Cependant, le principe de base et les limites sont mal connus ; aussi, comme nous l'avons déjà dit précédemment, une thèse est en cours sur le sujet **[TH 9]**.

En ce qui concerne les vitesses maximales que peuvent atteindre tous ces moteurs, le MSRB est probablement le plus limité. Les MAS à cage peuvent atteindre des vitesses périphériques de 160 m/s. Quant aux moteurs à aimants, des valeurs de 200 m/s ont été atteintes avec des frettes [51, Takahashi 93] mais des problèmes de tenue à la compression des aimants se posent et leur vieillissement risque d'être accéléré. Plusieurs études ont été effectuées sur des MSyRV à rotor simple à pôles saillants [52, Fukao 89, 53, Nakada 91] : les vitesses maximales potentielles sont supérieures à 200 m/s. Mais cette valeur n'a pas été dépassée, probablement à cause des pertes aérodynamiques (croissant avec le cube de la vitesse) qui deviennent inacceptables à ces vitesses à cause, principalement, des pôles saillants [11, Wiart 82]. Le MRVDS est soumis au même problème. Il faut donc trouver des solutions pour réduire le brassage d'air... Notons que ce problème est moins critique en atmosphère raréfiée.

Tous ces moteurs, sauf le MRVDS, sont alimentés par un onduleur triphasé à 6 transistors fonctionnant en modulation de largeur d'impulsion et, pour un grand nombre d'entre eux, devant réguler un courant sinusoïdal. La puissance silicium vaut dans ces conditions **[C3]** :

$P_{si} = \frac{8}{\cos\varphi}.P$, où P est la puissance électrique convertie et où φ est le "déphasage" entre courant et tension.

Alors qu'avec le moteur à aimants à forces électromotrices trapézoïdales et alimenté en quasi créneaux de tension à la vitesse maximale, on obtient :

$$P_{si} = \frac{6}{\cos\varphi}.P \ .$$

Pour le MRVDS, on obtient : $P_{si} = 2.\delta''.P$. Si le rapport de saillance est suffisant et si le moteur est saturé, on atteint sans difficulté une valeur de $\delta'' = 4,5$, ce qui équivaut à un moteur à champ tournant ayant un cosφ égal à 0,9. Le facteur de puissance des moteurs synchrones MSAP et MSRB est le plus proche de 1, celui des MAS est plus faible de l'odre de 0,7 à 0,9 (il dépend beaucoup de la taille) et celui des MSyRV est très lié au rapport de saillance. Si le pilotage est effectué à facteur de puissance maximal (ce qui est incompatible avec la minimisation des pertes Joule), il faut que le rapport Ld/Lq dépasse 9 pour atteindre un cosφ de 0,8 ; si l'on minimise les pertes Joule, le cosφ vaut alors 0,61 [45, Betz 91]. De plus, un tel rapport ne peut pratiquement être atteint qu'avec des rotors axialement laminés, difficiles à fabriquer. S'il s'agit d'un "simple" rotor à pôles saillants, le rapport Ld/Lq dépasse difficilement la valeur de 4, ce qui donne un facteur de puissance maximal de 0,4 à 0,5 [52, 53]. La puissance apparente silicium d'un tel moteur est alors deux fois plus élevée que celle d'un MSAP, les semi-conducteurs doivent donc commuter des courants deux fois plus élevés sous la même tension.

Pour clore cette comparaison, abordons les problèmes de bruit acoustique. Nous avons évoqué les raisons du bruit produit par le MRVDS dans le chapitre 3.4. Dans une machine électromagnétique tournante, les origines de bruit sont diverses mais dans tous les cas il s'agit de vibrations mécaniques qui engendrent des variations de pression de l'air [55, Belmans 88, 56, Yang 81]. Ces vibrations surviennent à cause des déformations du stator, des pulsations de couple, de la magnétostriction, des défauts de construction mécaniques (balourds, excentricité...), des phénomènes aérodynamiques... Les déformations du stator sont liées à l'existence de forces radiales (ou normales) dans l'entrefer des machines. Dans les moteurs à champ tournant, la déformation se fait progressivement au rythme de la rotation du champ ; lorsqu'il y a des encoches, les forces radiales sont modulées et produisent des vibrations supplémentaires. Si le champ résultant n'est pas parfaitement circulaire (par exemple avec les moteurs à aimants dits "trapèzes" ou encore si les courants ne sont pas parfaitement sinusoïdaux), des pulsations supplémentaires apparaîssent. Dans les MRVDS, l'effort radial subit une très grande amplitude de variation durant un cycle de rotation, ce qui produit une ovalisation caractéristique du stator [16, Cameron 92] responsable de la majeure partie du bruit acoustique des MRVDS. Ces forces radiales sont d'autant plus élevées que le niveau d'excitation est important (entrefer faible et/ou ampères-tours élevés), c'est-à-dire que la machine est "poussée". En outre, le niveau de bruit se trouve amplifié lorsque la fréquence d'excitation "se trouve sur" un mode propre de résonance de la structure mécanique du stator. Le couple pulsatoire élevé à haute vitesse (au delà de la vitesse de base) est une autre cause du bruit. Il est d'ailleurs souvent difficile de distinguer si la cause est le couple pulsatoire ou la déformation du stator, les deux phénomènes étant relativement liés aussi bien dans les moteurs à champ tournant (effets d'encoches...) que dans les MRVDS. En tout cas, le MRVDS semble être un moteur intrinsèquement plus bruyant que les moteurs classiques, surtout si l'on cherche de bonnes performances en couple. La fréquence fondamentale de conversion d'énergie étant égale à q.Nr fois la fréquence de rotation, elle se trouve souvent dans une zone de perception particulièrement sensible pour l'oreille humaine. Il existe, bien sûr, des solutions permettant la réduction du bruit, à la fois par action sur la géométrie de la structure électromagnétique et sur l'alimentation. Nous contribuons à ces améliorations à travers le travail de thèse de F. Camus **[TH8]** qui consiste à mieux analyser ces phénomènes pour apporter des solutions. Des travaux sont également menés sur ce sujet au LGEP (Paris Supélec) dans le cadre de la thèse de M. Besbes, mais il s'agit ici de valider des méthodes de calcul numérique couplant les équations de la mécanique (déformations) à celles de l'électromagnétisme (calculs des forces).

Compte tenu de ses qualités et de ses défauts, nous pensons que le MRVDS peut être intéressant dans un certain nombre de domaines. Pour ses qualités de résistance aux hautes températures et de robustesse ainsi que pour ses performances honorables, il semble attrayant pour entraîner des pompes immergées et toutes sortes de charges en milieu hostile, à condition qu'il n'y ait pas de contraintes rédhibitoires de bruit. Il est ainsi étudié pour des pompes à carburant [24, Radun 92], des démarreurs-générateurs pour turbines [22, Macminn 89, 26, Ferreira 93], ou encore, des générateurs pour éoliennes [57, Torrey 93]. Pour ses qualités économiques, il est étudié dans de nombreux domaines d'application de grande diffusion **[R4]** comme l'électroménager, les accessoires automobiles et les véhicules électriques, à condition encore que le bruit soit acceptable. Cette contrainte est un frein incontestable au développement du MRVDS. Notons enfin que le MRVDS peut offrir des accélérations très importantes.

ARTICLE [C14]

"Comparaison de deux moteurs électriques autopilotés : le moteur synchrone à aimants permanents et le moteur à réluctance variable à double saillance"

Congrès Véhicules Propres, réalités et perspectives du véhicule électrique, La Rochelle, 15-19 nov. 1993, pp.295-302.

COMPARAISON DES PERFORMANCES DE DEUX MOTEURS ÉLECTRIQUES AUTOPILOTÉS : LE MOTEUR SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS LE MOTEUR À RÉLUCTANCE VARIABLE À DOUBLE SAILLANCE

COMPARISON OF PERFORMANCES OF TWO SELF COMMUTATED ELECTRIC MOTORS : THE PERMANENT MAGNET BRUSHLESS DC MOTOR THE SWITCHED RELUCTANCE MOTOR

Bernard MULTON
LÉSiR, Ecole Normale Supérieure
61, Avenue du Président Wilson
F 94 235 CACHAN Cédex

Claude JACQUES
AUXILEC
41, Boulevard de la République
F 78 400 CHATOU

RÉSUMÉ

Dans cet article, nous effectuons une analyse paramétrique dimensionnelle du couple moyen et des pertes Joule dans le cas de deux moteurs autopilotés. Ces moteurs sont, d'une part, le moteur synchrone, à aimants montés en surface de type ferrite ou à haute énergie, à force électromotrice quasi-trapézoïdale et alimenté en créneaux de courant et, d'autre part, le moteur à réluctance variable à double saillance alimenté en quasi-créneaux de courant à basse vitesse et en pleine onde de tension à haute vitesse. Ces machines sont comparables par leur simplicité de construction et d'assemblage pour des fabrications en série et, par leurs formes d'onde d'alimentation rudimentaires qui ne nécessitent qu'un capteur de position à faible résolution. L'étude proposée reste analytique de façon à permettre une comparaison élémentaire, les caractéristiques des matériaux magnétiques sont prises en compte et les dimensions de base sont le diamètre extérieur D du stator et la longueur de fer L. Pour faciliter la comparaison, on a pris soin de chercher un maximum d'analogies entre les deux moteurs. Dans le deuxième et le troisième chapitre, sont effectuées successivement les études paramétriques des deux moteurs. Pour illustrer les calculs, des exemples sont choisis sur la base d'un circuit magnétique de dimensions imposées (D = 250 mm, L = 150 mm) et les pertes Joule sont calculées pour un couple de 100 N.m. Ces valeurs correspondent au moteur d'un véhicule électrique léger urbain pouvant délivrer une puissance maximale d'environ 26 kW de 2500 à 10000 tr/mn. Dans le quatrième chapitre, une synthèse de la comparaison des deux moteurs est effectuée dans le cadre de l'exemple précédent. Dans le cas du moteur à aimants, des aimants ferrites et samarium-cobalt ont été envisagés. Les deux machines comparées sont triphasées, le moteur à réluctance est de type 6/4 et le moteur à aimants a deux paires de pôles et une seule encoche par pôle et par phase. Cette comparaison révèle que le moteur à réluctance variable peut présenter des performances supérieures ou égales à celles du moteur à aimants haute énergie, grâce à ses courtes têtes de bobines et à son bon coefficient de remplissage d'encoche, à condition d'accepter un entrefer faible compatible avec les exigences imposées dans le cas du véhicule électrique

ABSTRACT

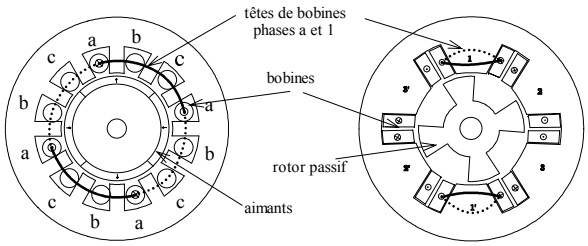
In this paper, we carry out a dimensional parametric analysis of average torque and copper losses in the case of two synchronous brushless motors. These motors are, on one hand, the permanent-magnet brushless DC motor supplied by quasi-square currents, with magnets mounted at rotor surface and trapezoidal e.m.f. waveform, and, on the other hand, the doubly salient reluctance motor fed by quasi-square currents at low speed, and by full wave square voltage at high speed. Comparison of these machines is interesting because of their potentially easy building and assembling and because of their rudimentary supply waveforms that accept a low resolution and low cost position sensor. The proposed study is analytical so as to establish an elementary comparison. Magnetic material properties, however, are taken into account and basic sizes are external stator diameter D and stack length L. To make comparison easier, we tried to make as many analogies as possible between both motors, whose basic parameters are defined in chapters two and three. In chapters two and three, we carry out, successively, parametric studies for both motors. As an example, we choose dimensions D = 250 mm, L = 150 mm, and copper losses are computed for a torque value of 100 N.m. These values correspond to an electric city vehicle with a power of about 25 kW from 2,500 to 10,000 rpm. Both compared motors have three phases ; the reluctance machine has a 6/4 structure and PM machines (Sm-Co and ferrite magnets) have two pole pairs and only one slot per pole and per phase. In chapter four, we present a synthesis of the comparison of the motors based on our example. In the case of the permanent magnet motor, ceramic and samarium-cobalt magnets are considered. This comparison shows that a switched reluctance motor is capable of performances higher than or equal to those of a high energy permanent-magnet motor thanks to its short winding ends and its good slot filling factor, provided that the airgap is sufficiently small, in accordance with the requirements of the electric vehicle.

1- INTRODUCTION

Le choix d'un moteur d'entraînement pour véhicule électrique urbain reste un problème délicat. Il nécessite la prise en compte d'un grand nombre de paramètres. Par exemple, il faut d'abord déterminer si l'on veut ou non une boite de vitesse, et dans la négative, définir la valeur du rapport unique de réduction de la transmission. Le moteur doit être économique, léger et peu encombrant, il doit aussi avoir un bon rendement. En cas d'utilisation d'un réducteur mécanique à rapport fixe, il est nécessaire de pouvoir fonctionner dans une large plage à puissance maximale constante, par exemple de 1 à 4. Dans tous les moteurs électromagnétiques, le couple est la grandeur "dimensionnante" ; en effet, à pertes Joule données, le volume et la masse du moteur sont fortement liés au couple. L'accroissement du nombre de pôles conduit à une réduction du volume des circuits magnétiques de retour de flux ainsi qu'à une diminution de la taille des têtes de bobines, aussi le couple massique peut être accru. Pour remplir sa fonction, le moteur doit, en réalité, convertir une certaine puissance : sa masse sera d'autant plus faible que sa vitesse de rotation sera élevée [12].
Ces remarques conduisent à penser que l'on minimisera la masse et l'encombrement en augmentant le nombre de pôles et la vitesse de rotation, donc en accroissant la fréquence d'alimentation. Le réducteur mécanique adaptera ainsi le moteur à sa charge. Précisons que si le moteur doit fournir sa puissance maximale dans une plage de vitesse de 1 à 4, cette puissance doit être atteinte dès le quart de la vitesse maximale. Cependant, il existe un optimum "technico-économique" dans le choix du rapport de réduction. Plusieurs éléments entrent en jeu dans ce choix. La fréquence électrique est limitée par les pertes magnétiques, avec des matériaux classiques comme le fer-silicium feuilleté, il semble que le kilo-hertz ne peut être difficilement dépassé sans une dégradation importante du rendement. Le coût élevé d'un réducteur à grande vitesse et les limites de bruit acoustique nous imposent une vitesse maximale d'environ 10000 tr/mn (12000 tr/mn en survitesse).

Nous nous intéressons ici, plus particulièrement, au véhicule électrique urbain monomoteur d'une puissance d'environ 26 kW pour une vitesse aux roues comprise entre 250 à 1000 tr/mn. Le rapport de réduction serait alors égal à 10 pour une vitesse maximale de 10000 tr/mn sur l'arbre moteur. A priori, aucun type de moteur électrique n'est à exclure et une comparaison détaillée de leurs performances énergétiques et de leur coût est nécessaire pour arriver à un choix optimal. Le convertisseur statique qui permet le réglage des caractéristiques mécaniques doit, bien entendu, être inclus dans cette comparaison. Ainsi, à l'heure actuelle, on peut penser que le moteur à courant continu à collecteur est très probablement la solution économiquement optimale grâce à la simplicité de son convertisseur d'alimentation. Cependant, sa structure (induit tournant) et son collecteur limitent ses performances. L'usure des balais et du collecteur qui nécessitent un entretien, la mauvaise dissipation thermique de l'induit tournant, la vitesse périphérique maximale du collecteur réduite (2 à 3 fois moindre que celle des moteurs sans collecteur) ainsi que les limites de commutation font du moteur à courant continu une machine plus lourde et plus encombrante que ses concurrentes. Ajoutons que la surveillance de température des bobinages est grandement facilitée lorsqu'ils se trouvent au stator. Les moteurs potentiellement intéressants pour remplacer le traditionnel moteur à collecteur sont, premièrement, les moteurs synchrones à rotor bobiné, à aimants permanents ou encore à réluctance variable, deuxièmement les moteurs asynchrones à cage d'écureuil et, troisièmement les moteurs à réluctance variable à double saillance. Dans cet article, nous proposons l'étude paramétrique et la comparaison de deux de ces moteurs semblables, d'une part, par la simplicité de leurs rotors dépourvus de conducteurs (bobinage ou cage) et donc sans pertes Joule et, d'autre part par leur fonctionnement synchrone autopiloté. Ces deux moteurs sont le moteur synchrone à aimants permanents de type "tuiles", montés en surface du rotor (MAP) et le moteur à réluctance variable à double saillance (MRV) [1]. Leur construction simple et facile à automatiser est particulièrement attrayante pour une fabrication en série dans l'industrie automobile. Leurs courants d'alimentation doivent être commutés en synchronisme avec la position angulaire du rotor. Pour cela une connaissance de cette position est nécessaire, elle peut être obtenue par un capteur direct ou encore par une des diverses méthodes indirectes existantes [2].

Rappelons brièvement le principe de fonctionnement ainsi que les particularités de ces moteurs qui ont déjà fait l'objet d'une comparaison élémentaire fondée sur les lois de similitude [3]. Cette comparaison avait montré l'intérêt du MRV sur le MAP à condition d'avoir un couple suffisamment élevé.



MAP MRV

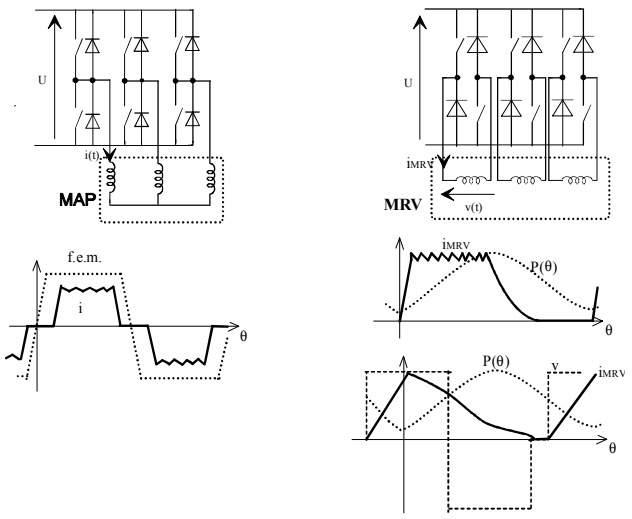
Structures des deux moteurs comparés
Figure -1-

En ce qui concerne les MRV [1, 4, 5, 6, 7] et plus particulièrement les structures que nous appellerons "à grosses dents", c'est-à-dire dans lesquelles les dents statoriques constituent aussi les pôles qui supportent les bobinages concentrés, on peut considérer que le stator est composé d'une succession de p électroaimants par phase (ici : p=2) disposés symétriquement par rapport à l'axe pour équilibrer les efforts radiaux. Si q est le nombre de phases, alors le nombre de dents statoriques vaut : Ns=p.q. Les groupes de p électroaimants de chaque phase attirent à tour de rôle p dents rotoriques parmi un nombre total Nr. Le principe même de conversion électromécanique ne requiert qu'une alimentation en courant unidirectionnel des bobinages. Cette particularité autorise l'utilisation d'onduleurs particuliers dits en "demi-ponts asymétriques" : ceux-ci présentent des avantages en terme de sûreté de fonctionnement par rapport aux onduleurs classiques des machines à courant alternatif. La structure de ces machines offre un grand nombre de possibilités de réalisation (couples Ns/Nr [7, 8, 9]), cependant, afin de garder des fréquences de fonctionnement et un nombre de phases raisonnables, nous nous restreindrons aux structures triphasées dont le nombre de dents rotoriques est inférieur à 8, par exemple les couples 6/4, 6/8 et 12/8 peuvent retenir l'attention. La fréquence d'alimentation est égale à Nr fois la fréquence de rotation mais avec une induction unidirectionnelle dans une partie du circuit magnétique.

Quant aux machines synchrones à aimants, elles sont plus classiques et leur fonctionnement est plus largement connu [1]. Rappelons cependant que leur stator comprend des encoches dans lesquelles sont logés les conducteurs des phases. Le bobinage est agencé en q phases et p paires de pôles, un nombre m_e d'encoches par pôle et par phase qui permettent d'obtenir la répartition de force magnétomotrice (f.m.m.) souhaitée. Une seule encoche par pôle et par phase ainsi qu' un bobinage à pas diamétral donnent une forme d'onde de la f.m.m. rectangulaire. Le rotor comprend 2.p aimants tuiles à aimantation radiale constituant l'inducteur. Nous nous intéressons, ici, aux machines synchrones alimentées en quasi-créneaux de courant de durée angulaire électrique $2\pi/3$, le courant est bidirectionnel. La f.m.m. produite est sensiblement constante si l'on néglige les phénomènes de commutation du courant. Alors, le couple instantané obtenu est constant et directement proportionnel au courant. On retiendra, dans cette étude, les structures à une seule encoche par pôle et par phase dont le nombre de paires de pôles p est inférieur à 4. Ici, le rapport de la fréquence électrique d'alimentation à celle de rotation est égal à p.

Les structures de ces deux moteurs sont représentées schématiquement à la figure 1. Le moteur à réluctance variable à double saillance a une structure "6/4" comprenant, d'une part, 6 pôles (ou dents statoriques) entourés chacun d'un enroulement concentré et constituant 3 phases et, d'autre part, 4 dents rotoriques ; le circuit magnétique est réalisé avec un empilage de tôles. Le moteur à aimants représenté ici comporte un rotor qui peut être aussi feuilleté et sur lequel sont collés et frettés (frette non représentée) 4 aimants de polarités alternées (2 paires de pôles), son stator triphasé contient des bobinages logés dans des encoches semi-fermées (la représentation montre des encoches ouvertes). Nous avons choisi, ici, la structure la plus élémentaire, une seule encoche par pôle et par phase.

La figure 2 montre les formes d'onde idéales des deux moteurs ainsi que les structures de convertisseurs statiques utilisées. On notera, en abscisse, l'angle électrique θ qui rappelle qu'il s'agit d'un autopilotage. La grandeur de référence de l'autopilotage est l'inductance dans le cas de la MRV et la force électromotrice dans le cas de la MAP. Au-delà de la vitesse de base, qui sépare la zone de fonctionnement à couple maximal constant de celle à puissance maximale constante, la MRV est alimentée en créneaux de tension (sans découpage) et les formes de courant s'éloignent alors considérablement de celles obtenues à basse vitesse. Pour réaliser un freinage avec récupération de l'énergie, dans la MRV, il faut injecter le courant lorsque l'inductance est décroissante, et dans la MAP, il suffit d'inverser le signe du courant.



MAP MRV (basse et haute vitesses)

Convertisseurs statiques et formes d'onde d'alimentation.
Figure -2-

Dans les deux chapitres suivants, nous proposons d'effectuer une analyse du fonctionnement basse vitesse des deux moteurs. Nous exprimerons le couple électromagnétique ainsi que les pertes Joule en fonction des paramètres dimensionnels principaux. Pour calculer le couple électromagnétique, nous utiliserons les notions de cycles énergétiques de

conversion car elles donnent une description concise du fonctionnement. Afin de faciliter la comparaison, nous utiliserons, autant que possible, des notations identiques pour chacune des machines. Pour illustrer, les expressions obtenues, nous travaillerons sur l'exemple d'un cahier des charges demandant un couple de 100 N.m avec des dimensions du circuit magnétique imposées : diamètre extérieur égal à 250 mm et longueur de fer égale à 150 mm, toutes les autres dimensions sont libres.

2- ANALYSE PARAMÉTRIQUE DES PERFORMANCES DU MOTEUR À RÉLUCTANCE VARIABLE

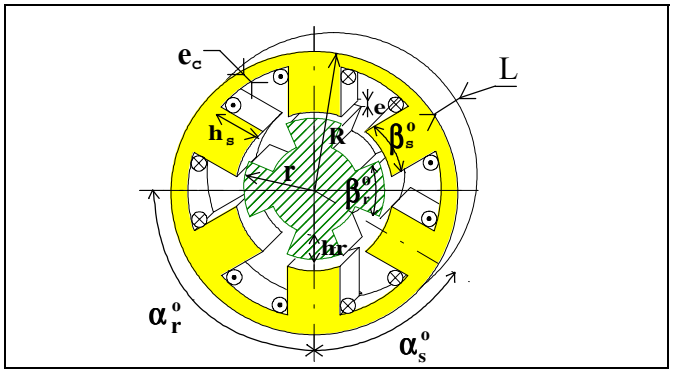
Les dimensions paramétriques du MRV sont définies à la figure 3. Les grandeurs caractéristiques sont :

Ns et **Nr**, respectivement les nombres de dents statoriques et rotoriques et **p** le nombre de dents ou pôles statoriques par phase, remarquons que : Ns = p.q.

Les angles dentaires réduits β_s et β_r par rapport à l'angle polaire correspondant sont définis ci-après (les angles $\beta°$ et $\alpha°$ sont représentés à la figure 3) :

$$\beta s = \frac{\beta s^{\circ}}{\alpha s^{\circ}} \text{ avec } \alpha s^{\circ} = \frac{2\pi}{Ns} \qquad (2.1)$$

$$\beta r = \frac{\beta r^{\circ}}{\alpha r^{\circ}} \text{ avec } \alpha r^{\circ} = \frac{2\pi}{Nr} \qquad (2.2)$$



Définition des principaux paramètres géométriques des MRV à double saillance
Figure -3-

Les caractéristiques électromagnétiques fondamentales de la MRV sont définies par le réseau du flux **φ(ni,θ)** d'une seule phase. On peut, en effet, supposer en première approximation que le couplage magnétique entre les différentes phases est négligeable. Le couple électromagnétique instantané produit par chaque phase peut ainsi être calculé par la dérivée de la coénergie **W'em** :

$$c_1(\theta) = \frac{\partial W'em1}{\partial \theta m} = Nr.\frac{\partial W'em1}{\partial \theta} \text{ à } ni = C^{te} \qquad (2.3)$$

où θm est l'angle mécanique entre le rotor et le stator et θ est l'angle électrique avec :

$$W'em1 = \int_0^{nI0} \varphi_1(ni,\theta).dni \qquad (2.4)$$

Les ampères-tours valent **ni** par phase et $\frac{ni}{p}$ par dent.

Le couple total vaut donc :

$$c(\theta) = \sum_{k=1}^{q} Nr.\frac{\partial W'em_k}{\partial \theta}$$

Afin de simplifier l'étude, nous émettons l'hypothèse d'un matériau magnétique saturant brutalement à une induction **Bsat** dont la valeur doit être choisie, en pratique, selon le niveau de saturation. Dans l'exemple présent, une valeur de **1,6 T** est utilisée, la validité d'une telle hypothèse a été vérifiée a posteriori par un calcul de champ par éléments finis effectué avec la caractéristique magnétique réelle du matériau et avec les dimensions finales de la MRV proposée.

La figure 4 montre les caractéristiques idéalisées (trait fort), en trait fin on a représenté l'allure des caractéristiques réelles d'un tel moteur. On peut remarquer les formes d'onde de la perméance et du couple "naturel" (obtenu à courant constant). L'aire hachurée correspond à l'énergie **W** convertie pendant un cycle d'alimentation idéal, c'est-à-dire avec un créneau d'ampères-tours d'amplitude **nIM** de durée angulaire **Dθp** et centré sur la zone de production de couple. Le couple moyen est proportionnel à W et vaut :

$$C = q.Nr.\frac{W}{2.\pi} \qquad (2.5)$$

Les angles idéalisés caractéristiques de la perméance peuvent être définis par les angles de denture statorique et rotorique [4, 7]. Signalons que la durée angulaire de production de couple est liée à l'angle dentaire statorique par l'expression suivante :

$$D\theta p = Nr.\beta_s° \qquad (2.6)$$

Ainsi, pour obtenir la durée de 2π/3, nécessaire dans une machine triphasée pour assurer une continuité du couple polyphasé, l'angle réduit β_s doit être supérieur ou égal à 0.5 dans le cas des structures 6/4 et 12/8 (0.25 dans le cas de la structure 6/8). Les grandeurs caractéristiques φsat (flux de saturation), nIsat et P_o (perméance d'opposition) peuvent être déterminées à partir des dimensions définies à la figure 3 et valent :

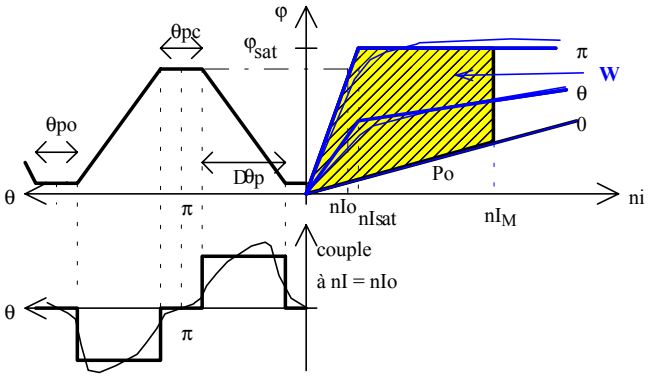
$$\varphi sat = Bsat\frac{2.\pi.r.L.\beta s}{Ns} \qquad (2.7)$$

$$nIsat = p.\frac{Bsat.e}{\mu o} \qquad (2.8)$$

Pour une géométrie de denture de proportions données, une étude par éléments finis [10] a montré que la perméance d'opposition $\mathbf{P_o}$ peut se calculer par :

$$Po = \frac{P_o^*.L}{p} \qquad (2.9)$$

où P_o^* prend une valeur d'environ 5 µH/m dans les MRV à grosses dents, si les dents rotoriques ont un angle dentaire minimal égal à celui des dents statoriques, ce qui est d'ailleurs nécessaire pour avoir une large plage de fonctionnement à puissance maximale constante. Le choix de l'angle dentaire rotorique s'effectue sur la base d'un compromis entre une puissance maximale élevée [15] et, une faible ondulation du couple instantané dans la plage à couple maximal constant.



Modèle électromagnétique monophasé idéalisé linéarisé par parties. Énergie convertie par cycle
Figure -4-

D'après la surface représentée à la figure 4 et l'expression (2.5), si le circuit magnétique est saturé,le couple peut s'exprimer par :

$$C = \frac{q.Nr}{2\pi}\left[\varphi sat.nIM - \frac{1}{2}\varphi sat.nIsat - \frac{1}{2}Po.nIM^2\right] \qquad (2.10)$$

Notons que l'épaisseur de culasse ec doit être suffisante afin que le niveau de saturation reste inférieur à celui des dents. Elle ne doit

cependant pas réduire exagérément la surface bobinable. On définit un coefficient **kc** tel que :

$$e_c = k_c.\beta_s.r.\frac{\pi}{N_s}$$

Il représente le rapport de l'induction moyenne dans les dents statoriques à l'induction dans les culasses. La valeur optimale de kc est environ **1.1** pour un moteur assez fortement saturé.

Pour des bobines préfabriquées, nous définissons la surface bobinable **Sb** par le rectangle de hauteur hs (hauteur des dents statoriques et hauteur bobinable) et de largeur, le demi-intervalle interdentaire statorique au niveau de l'entrefer :

$$S_b = h_s.\frac{1-\beta_s}{2}\ \frac{2\pi.r}{N_s} \qquad (2.11)$$

Soit : $k_r = \frac{r}{R}$, le rapport du rayon d'entrefer **r** sur le rayon extérieur **R** du circuit magnétique, Sb peut alors s'exprimer par :

$$S_b \approx \left[1 - k_r(1 + k_c.\beta_s.\frac{\pi}{N_s})\right](1-\beta_s).k_r.\frac{\pi}{N_s}.R^2 \qquad (2.12)$$

En définissant **kb** [7] comme le rapport de la section utile de cuivre sur la surface bobinable (pour des enroulements bobinés sur gabarit et montés a posteriori, on peut obtenir une valeur de kb égale à **0.6**).

Dans le cas de l'alimentation à basse vitesse (inférieure à la vitesse de base) on peut considérer que le courant a une forme proche du créneau idéal. Pour calculer les ampères-tours efficaces, on définit un facteur de forme ki tel que :

$k_i = \frac{nI_M}{nI_{eff}}$, la valeur de ki est comprise entre 1,5 et 1,6 pour un moteur triphasé.

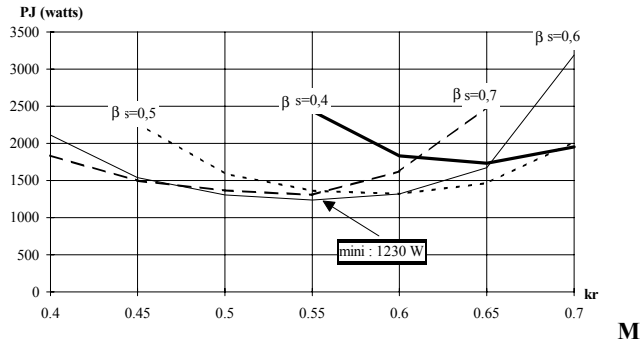
Les pertes Joule s'expriment alors par :

$$P_J = \rho.\frac{2.q}{p}.k_l.L.\frac{nI_M^2}{k_i^2.k_b.S_b} \qquad (2.13)$$

où k_l est un coefficient de longueur variable (fonction de r et de βs), prenant en compte les têtes de bobines et supérieur à 1 [7]. ρ est la résistivité des conducteurs.

Pour le couple souhaité, ici **100 N.m**, on peut rechercher les valeurs optimales des paramètres. Il apparaît que l'entrefer doit être minimal ; dans le cas présent, compte tenu des dimensions générales et des contraintes économiques et d'environnement (vibrations), une valeur minimale de **0.8 mm** est acceptable.

La figure 5 montre l'influence de kr sur les pertes Joule à **150°C** (la résistivité du cuivre vaut alors $\rho = 2.5\ 10^{-8}\Omega.m$), pour plusieurs valeurs de βs, avec un couple de 100 N.m, dans le cas d'une MRV de type 6/4, les valeurs de kb et **ki** valent respectivement 0.6 et **1.6**, le coefficient d'épaisseur de culasse kc vaut 1.1.



M

RV triphasée 6/4. Influence du rapport rayon d'entrefer sur rayon extérieur sur les pertes Joule (C=100 N.m, R=125 mm, L=150 mm, kb=60%) Figure -5-

Dans, le cas présent la valeur optimale de kr est 0.57 et celle de βs est 0.55, cette dernière est donc compatible avec les exigences de couple pulsatoire évoquées précédemment. Un doublement de la fréquence avec des structures 6/8 ou 12/8 conduit à des réductions respectives des pertes Joule d'environ 50% et 20%.

3- ANALYSE PARAMÉTRIQUE DES PERFORMANCES DU MOTEUR À AIMANTS PERMANENTS

Les paramètres dimensionnels du moteur à aimants sont sensiblement les mêmes que ceux du moteur à réluctance hormis quelques particularités. Ils sont définis à la figure 6. En ce qui concerne les paramètres du stator, citons :

- le nombre de dents statoriques : **$N_s=2.m_e.q.p$** où m_e est le nombre d'encoches par pôles et par phase, p le nombre de paires de pôles et q le nombre de phases;
- la largeur des dents : **t**, liée à l'induction dans les dents **Bt** ;
- la largeur des encoches : **s** ;
- la largeur de l'isthme d'encoche : **is**, proportionnelle à la largeur d'encoche **is=kis.s**;
- l'épaisseur de culasse : **ec**, liée à l'induction dans la culasse **Bc**.

Pour ce qui est du rotor, ce sont :

- le rayon à la surface des aimants **r** ;
- l'épaisseur des aimants (mesurée radialement) : **ea** (les aimants sont jointifs) ;
- l'épaisseur de la frette amagnétique assurant le maintien mécanique dynamique : **ef** ;
- l'entrefer mécanique : **em** ;
- l'entrefer magnétique vaut alors : **e=em+ef**

Les caractéristiques des aimants sont idéalisées, nous les définissons à température constante, égale à 150°C, dans l'exemple choisi. On considère que leur aimantation reste constante et égale à **Ba**, que leur perméabilité relative vaut **μra** et, enfin, que leur champ démagnétisant vaut **Hdem**.

Deux types d'aimants sont envisagés, ce sont, d'une part, les "Samarium-Cobalt" Sm2Co17 que l'on notera simplement Sm-Co et, d'autre part, les ferrites de Strontium que l'on notera Fe. Les premiers sont les plus performants des aimants à la température choisie mais ils sont aussi excessivement chers (environ 2000 FF/kg). On pourra préférer les nouvelles nuances Fer-Néodyme-Bore moins coûteuses mais dont la température maximale limite actuellement l'emploi. Leurs performances sont proches de celles des Sm-Co, ainsi les conclusions que nous tirerons de cette étude seront transposables à ce type d'aimants. Les ferrites, quant à eux, sont les plus économiques (environ 40 FF/kg) et sont particulièrement attrayants dans des fabrications en grande série.

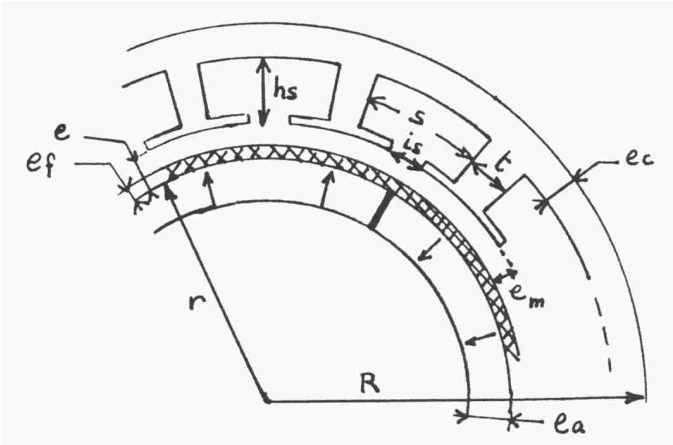


Figure -6- Paramètres dimensionnels du moteur à aimants permanents montés en surface

Notons qu'il existe des aimants de performances intermédiaires entre les Sm-Co et les ferrites, ce sont par exemple les FeNdB avec liant plastique [3], mais eux aussi souffrent de limitation en température qui posent un problème lorsque l'on souhaite concevoir des moteurs à forte puissance massique qui, par conséquent, devront pouvoir travailler à température élevée.

Les caractéristiques des aimants utilisés dans le cadre de cette comparaison sont les suivantes (à 150°C) :

Ferrite	Ba = 0,29 T	μra = 1.1	Hdem = 300 kA/m
SmCo	Ba = 1 T	μra = 1.05	Hdem = 600 kA/m

L'induction d'entrefer, si l'on ignore la modulation due aux encoches, reste constante sous un pôle, sa valeur est **Be** et peut se calculer par l'expression suivante :

$$Be = Ba.\frac{ea}{ea + \mu ra.Kc.e}.Kfa \qquad (3.1)$$

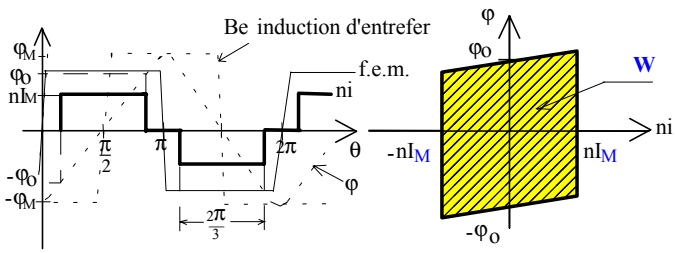
où **Kc** est le classique coefficient de Carter :

$$Kc = \left[1 - \frac{Ns.\left(\frac{is}{e}\right)^2.e}{\left(5 + \frac{is}{e}\right)2.\pi.r}\right]^{-1} \qquad (3.2)$$

et où Kfa est un facteur de forme prenant en compte la forme non rectangulaire des aimants tuiles [11] :

$$Kfa = 1 - \frac{ea}{2.r} \qquad (3.3)$$

Dans le cas défini (aimants jointifs, me=1 ...), les formes d'onde de l'induction d'entrefer, celle du flux embrassé par une spire d'une phase, celle de la force électromotrice ainsi que celle des ampères-tours d'alimentation, sont données à la figure 7.



Formes d'onde (flux, f.e.m., ampères-tours) et cycle de conversion
Figure -7-

Dans le moteur à aimants, le couple peut se calculer de la même manière que pour le moteur à réluctance. Comme la perméance est sensiblement indépendante de la position angulaire, cela donne :

$$c(\theta) = \sum_{k=1}^{q} p.\frac{d\varphi_k}{d\theta}.ni_k \qquad (3.4)$$

La valeur de l'énergie convertie par cycle vaut :

$$W = 4.\varphi_o\, nIM \qquad (3.5)$$

avec $\boldsymbol{\varphi_o}$ la valeur du flux lors de la commutation du courant :

$$\varphi o = \frac{2}{3}.\varphi M \qquad (3.6)$$

$$\varphi M = \frac{Be.\pi.r.L}{p} \qquad (3.7)$$

Le couple moyen peut être déterminé à partir de l'énergie convertie par cycle W :

$$C = \frac{4}{3}.q.Be.r.L.nIM \qquad (3.8)$$

Les pertes Joule peuvent être aussi déterminées par la méthode utilisée au chapitre précédent, les coefficients ki, kb et kl conservent les mêmes définitions. L'expression de kl est, bien sûr différente de celle du MRV, la valeur de ki vaut environ $\sqrt{\frac{3}{2}}$ si l'on considère des créneaux comme ceux définis à la figure 7.

Pour respecter la contrainte d'induction maximale Bc (ici : **1.6T**), l'épaisseur de culasse peut être calculée par :

$$ec = \frac{\pi.r}{2.p}.\frac{Be}{Bc} \qquad (3.9)$$

De même, la largeur t d'une dent statorique, pour limiter l'induction à Bt (ici : **1.8T**), s'obtient par :

$$t = \frac{\pi.r}{p.q.me}.\frac{Be}{Bt} \qquad (3.10)$$

La largeur d'une encoche s'obtient par l'expression suivante :

$$s = \frac{\pi.r}{p.q.me}.\left[1 - \frac{Be}{Bt}\right] \qquad (3.11)$$

En négligeant la longueur de l'entrefer devant le rayon, la hauteur des dents vaut :

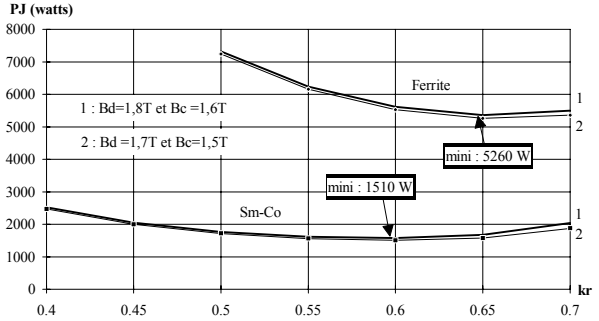
$$hs = R - r - ec - e$$

La section bobinable Sb est égale au produit s.hs. Ainsi les pertes Joule peuvent être calculées par :

$$PJ = \rho.\frac{2.q}{p}.kl.L.\frac{nIM^2}{ki^2.kb.me.Sb} \qquad (3.12)$$

expression très proche de celle, (2.13), du MRV. De la même manière, on peut rechercher l'influence des nombreux paramètres sur les pertes Joule pour un couple donné. Il faut d'abord déterminer l'épaisseur d'aimants. Celle-ci doit être suffisante pour éviter la démagnétisation [13] au courant le plus élevé et doit cependant être minimale afin de limiter le coût. Lors de l'optimisation des dimensions, la valeur de ea est maintenue au-dessus de la valeur minimale correspondant à la démagnétisation. Nous obtenons pour valeurs de **ea : 3 mm et 20 mm**, respectivement pour le SmCo et pour le ferrite. Pour accepter une vitesse de rotation maximale de 12000 tr/mn (survitesse), sur un rotor d'environ 150 mm de diamètre, une frette en polyglass d'épaisseur **ef** égale à **1.5 mm** (Sm-Co) et **3 mm** (ferrite) est nécessaire. La valeur de l'entrefer mécanique étant ici moins critique que dans le cas de la MRV, une valeur de 1.5 mm a été retenue. L'entrefer magnétique **e** vaut ainsi **3 mm** (Sm-Co) et **4.5 mm** (ferrite).

Des encoches semi-fermées permettent de minimiser le coefficient de Carter et donc, de réduire l'entrefer équivalent. Ceci est particulièrement important lorsque l'épaisseur d'aimant ea est faible (coût minimal) devant celle de l'entrefer magnétique. L'induction d'entrefer Be peut ainsi être maximisée. Le coefficient de remplissage d'encoches semi-fermées est beaucoup moins bon que celui du MRV, raisonnablement, on peut prendre : **kb = 0.35**. La figure 8 montre, dans les conditions précédemment décrites (caractéristiques des aimants, diverses dimensions et température), l'évolution des pertes Joule en fonction du rapport kr (rayon d'entrefer sur rayon extérieur). Un accroissement de l'induction dans les dents et dans les culasses laisserait une place bobinable plus importante mais conduirait à des pertes fer prohibitives aux vitesses élevées. On remarque, ainsi qu'on pouvait le prévoir, que le moteur à aimants ferrites présente des pertes Joule beaucoup plus élevées que celui utilisant des aimants Sm-Co (environ 3.5 fois). Dans la publication [13], une comparaison à pertes égales entre un moteur Sm-Co et un moteur ferrite avait été menée. On avait montré, dans ce cas, que le moteur ferrite était 2 fois plus lourd que l'autre. Ici, pour les MAP Sm-Co et Ferrite respectivement, les coefficients de Carter Kc valent 1.23 et 1.26 et les inductions moyennes d'entrefer Be valent 0.43 T et 0.194 T.



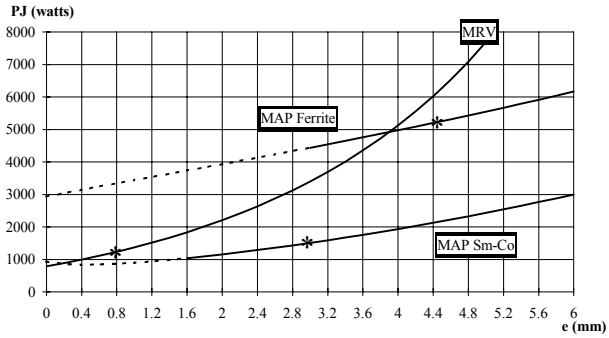
MAP (p=2) Influence du rapport "rayon d'entrefer sur rayon extérieur" sur les pertes Joule (C=100 N.m, R=125 mm, L=150 mm, kb= 35%) Figure -8-

Dans le cas du MAP à aimants Sm-Co où l'épaisseur d'aimants n'est pas très élevée devant la longueur de l'entrefer magnétique, l'induction est assez faible, une valeur de 4 mm (au lieu de 3 mm) de cette épaisseur ferait passer les pertes Joule minimales de 1510 W à 1260 W (réduction de 17%), toutes les contraintes restant inchangées. Mais la masse d'aimants passe de 1.72 à 2.28 kg (densité 8.3) et leur prix (à 2000 FF/kg) croît d'environ 3500 à 4600 FF ! Pour comparaison, les aimants ferrites, avec 20 mm d'épaisseur) ont une masse de 6.7 kg (densité 5) et un prix d'environ 270 FF.

L'accroissement du nombre de paires de pôles conduit à une diminution sensible des pertes Joule. Ainsi avec 4 paires de pôles (au lieu de 2), dans le cas des aimants Sm-Co et ferrites, les pertes cuivre décroissent respectivement de 1510 à 790 W et de 5260 à 3100 W. Le gain est essentiellement dû à la forte réduction des longueurs de têtes de bobines (diminution de kl).

4- COMPARAISON DES PERFORMANCES

Dans les deux chapitres précédents, nous avons effectué une étude paramétrique des deux moteurs fondée sur le calcul du couple moyen et des pertes Joule.



Comparaison des pertes en fonction de la valeur de l'entrefer magnétique Figure -9-

Il apparaît que les deux moteurs ont des caractéristiques comparables. Les expressions des pertes Joule montrent qu'elles sont proportionnelles au coefficient kl rapport de la longueur totale d'un brin sur la longueur active, aussi pour des faibles nombres de pôles, le MRV est avantagé par rapport au MAP grâce à ses bobinages concentrés. Dans les exemples choisis et avec les paramètres optimaux pour chaque moteur, les valeurs de kl valent 1.6, 2.45, 2.62, respectivement pour le MRV, les MAP Sm-Co et Ferrites. La figure 9 montre la comparaison des pertes Joule des trois moteurs en fonction de l'entrefer magnétique. Pour les deux moteurs à aimants, on a représenté la courbe en pointillés lorsque l'entrefer devient inférieur à l'épaisseur de la frette nécessaire pour la vitesse maximale choisie. On peut remarquer que le moteur à aimants Sm-Co a des pertes plus faibles que le MRV à entrefer égal et que le moteur à aimants ferrites devient plus avantageux que le MRV si l'entrefer magnétique est supérieur à 4 mm environ. Remarquons aussi que si le coefficient de remplissage du bobinage de la MRV valait 50% au lieu de 60%, les pertes Joule seraient augmentées de 20% et l'intersection des courbes MRV et MAP ferrite se produirait pour une valeur de e égale à 3,2 au lieu de 4 mm. Avec un coefficient de remplissage d'encoche identique (0.6), le MRV et les MAP Sm-Co et ferrites auraient eu respectivement 1240, 880 et 3070 W de pertes Joule.

Le tableau T1 suivant récapitule les principales caractéristiques concernant les moteurs étudiés, au premier niveau d'optimisation, avec leurs contraintes d'entrefer propres (limites mécaniques ou frette) définies dans les chapitres 2 et 3. Rappelons que le couple de définition est 100 N.m et que le diamètre extérieur et la longueur active de fer valent respectivement : 250 et 150 mm. nIM représente l'amplitude des ampères-tours par phase, AL est la densité linéique de courant, δ est la densité de courant efficace dans les conducteurs et σT est la pression tangentielle d'entrefer.

	ki	kb	kl	nIM	AL	δ	Be	PJ	σ_T
MRV	1.6	0.6	1.6	6940 A	60.2 kA/m	7.9 A/mm^2	-----	1240 W	2.24 N/cm^2
MAP S-C	1.225	0.35	2.45	5180 A	53.8 kA/m	6.5 A/mm^2	0.429 T	1510 W	1.89 N/cm^2
MAP Fe	1.225	0.35	2.62	10574 A	101.5 kA/m	10.3 A/mm^2	0.194 T	5260 W	1.6 N/cm^2

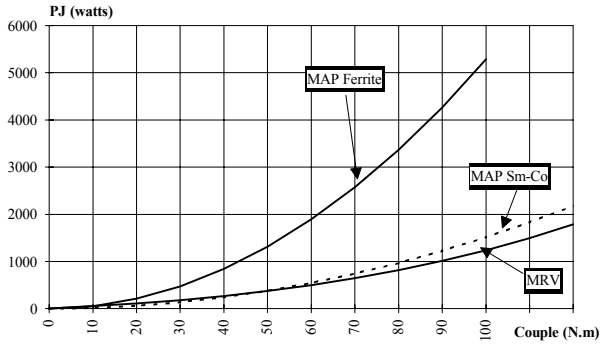
Tableau -T1-

Si l'on s'intéresse au moment d'inertie, celui-ci est plus faible dans le cas du MRV pour deux raisons. La première est liée au fait que l'optimisation conduit à un rayon d'entrefer plus petit, la seconde est due à la denture rotorique qui, dans le cas de la structure 6/4, divise par plus de 2 le "volume inertiel". Mais dans le cas de l'entraînement d'un véhicule, ce paramètre a peu d'importance.

Le tableau T2 donne un récapitulatif de l'influence de la structure (couple Ns/Nr pour le MRV et nombre p de paires de pôles pour le MAP).

MRV	PJ (watts)	MAP	PJ (W) Sm-Co	PJ (W) Ferrite
6/4	1240	2p = 4	1510	5260
6/8	470	2p = 6	1010	3780
12/8	990	2p = 8	790	3080

Tableau -T2-



Pertes cuivre en fonction du couple
Figure -10-

A structure donnée, l'augmentation du nombre de pôles est plus favorable à la MAP dont les têtes des bobinages à pas diamétral se trouvent considérablement réduites. La MRV en bénéficie aussi mais dans une moindre mesure car ses bobines sont concentrées. On pourra aussi remarquer la très bonne efficacité de la structure 6/8.

La figure 10 montre l'évolution des pertes cuivre en fonction du couple moyen pour les trois moteurs définis précédemment pour un véhicule urbain.

Nous avons, jusqu'ici, tenu un raisonnement fondé exclusivement sur les pertes cuivre, or la principale limite d'une machine électrique est thermique. En première approximation, à pertes égales, les bobinages de la MRV et de la MAP de mêmes dimensions devraient subir le même échauffement. En réalité, les bobines concentrées de taille importante de la MRV se trouvent défavorisées si l'échange de chaleur se fait à l'extérieur du stator. En revanche, si la dissipation thermique s'effectue par circulation de liquide à l'intérieur des bobines, des canaux peuvent être plus facilement aménagés dans ces dernières.

En résumé, la structure à réluctance variable à double saillance, a priori moins efficace, bénéficie de trois atouts qui lui permettent de rivaliser honorablement avec la structure synchrone à aimants en termes de performances. Ce sont ses courtes têtes de bobines, son bon coefficient de remplissage d'encoche et son induction qui lui permettent d'atteindre de tels résultats.

Quant aux moteurs à aimants, une disposition des aimants avec "concentration de flux" [14] augmenterait très sensiblement l'induction d'entrefer, surtout avec des ferrites. Cependant, il est nécessaire d'avoir un nombre de pôles suffisamment élevé (environ 6 à 8) pour pouvoir réaliser un tel rotor et ce nombre risquerait d'être incompatible avec les vitesses élevées de rotation requises ici.

5- CONCLUSION

Dans cet article, sur la base de modèles électromagnétiques simplifiés, nous avons calculé le couple moyen et les pertes Joule à basse vitesse du moteur à réluctance variable à double saillance (MRV) et du moteur synchrone à aimants permanents "tuiles" montés à la surface du rotor (MAP). Les aimants choisis étaient, d'une part, des ferrites économiques et, d'autre part, des samarium-cobalt (Sm-Co) ou encore des Fer-Néodyme-Bore dont les performances à température élevée (ici 150°C) sont légèrement inférieures. L'exemple d'un véhicule léger urbain a servi d'application à cette étude et les caractéristiques requises du moteur sont un couple maximal de 100 N.m de 0 à 2500 tr/mn et une plage de fonctionnement à puissance maximale constante de 2500 à 10000 tr/mn, avec une possibilité de survitesse à 12000 tr/mn. Des contraintes d'encombrement ont été imposées. Pour les MAP, l'épaisseur des aimants est conditionnée par la limite de démagnétisation, une frette est nécessaire pour assurer leur tenue mécanique à la vitesse maximale, celle-ci impose la valeur de l'entrefer magnétique. Quant au MRV, la valeur de son entrefer a été minimisée tout en respectant les contraintes liées à l'application. Compte tenu de la vitesse maximale relativement élevée, on a cherché à minimiser la fréquence électrique. Aussi une structure 6/4 a été retenue pour le MRV et les MAP ont été dotés de 2 paires de pôles. Nous avons montré l'influence de plusieurs paramètres importants comme le rayon d'entrefer ou encore la longueur de l'entrefer magnétique.

De cette comparaison, il ressort que le MRV a les pertes cuivre les plus faibles : 1240 W, alors que l'on obtient 1510 et 5260 W pour les MAP à aimants respectivement Sm-Co et ferrite. Les raisons essentielles des bonnes performances du MRV sont dues à ses courtes têtes de bobines et à son bon coefficient de remplissage d'encoche (0.6 au lieu de 0.35 pour les MAP à encoches semi-fermées). Nous avons aussi étudié l'influence d'un accroissement du nombre de pôles sur les pertes Joule, avec 4 paires de pôles, le MAP Sm-Co devient plus avantageux que le MRV. Le moteur à aimants ferrite conserve des performances très inférieures à celles du moteur à réluctance. Même à coefficient de remplissage d'encoche égal, ses pertes restent 2.5 fois plus élevées.

Nous n'avons malheureusement pas pu aborder la comparaison des pertes fer et de l'alimentation électronique. Au sujet des pertes fer, nous avons pris la précaution de comparer des structures dans lesquelles ces pertes sont du même ordre de grandeur. En ce qui concerne la puissance apparente silicium du convertisseur statique, celle du MRV est très légèrement supérieure à celle du MAP à f.e.m. trapézoïdales alimenté en quasi-créneaux de courant [16, 17]. En effet ces moteurs à réluctance bénéficient, grâce à leur structure à double saillance, d'un grand rapport d'inductances maximale sur minimale favorable à un bon "facteur de puissance".

Pour conclure, on peut résumer, comme suit, les avantages et inconvénients de chaque type de moteur :

Le moteur à aimants bénéficie d'une excitation gratuite qui lui confère de faibles pertes à faible couple à condition de disposer d'aimants performants, ses caractéristiques sont assez peu sensibles à la valeur de l'entrefer. Le couple instantané est relativement bien lissé et le fonctionnement est peu bruyant. En revanche, les aimants haute énergie ont un coût prohibitif dans des applications de grande diffusion et les aimants économiques, tels que les ferrites, conduisent à des performances médiocres. La démagnétisation des aimants limite le couple maximal. D'autre part, la tenue mécanique doit être assurée par une frette amagnétique qui augmente beaucoup la valeur de l'entrefer. Le rotor hétérogène nécessite un équilibrage plus difficile que celui du MRV. Le fonctionnement dans la zone à puissance maximale constante conduit à une forte dégradation du facteur de puissance et, ainsi, à un surdimensionnement du convertisseur. Des structures à aimants enterrés sont mieux adaptées à ce fonctionnement [19].

Le moteur à réluctance variable à double saillance est, sans doute, le moteur le plus économique grâce, aussi bien, aux matériaux utilisés, qu'à ses possibilités de fabrication automatique. Son convertisseur statique présente des avantages de simplicité et de sûreté de fonctionnement (demi-ponts asymétriques et phases indépendantes) [20]. Au-delà de la vitesse de base, la conversion statique peut s'opérer sans découpage. Les performances de ce moteur sont relativement sensibles à la valeur de l'entrefer mécanique qui doit être suffisamment faible : dans l'exemple, une valeur de 0.8 mm (pour un diamètre d'entrefer de 137 mm) permet d'obtenir des pertes Joule plus faibles que celles du moteur à aimants Sm-Co. En contre partie, le couple produit est naturellement pulsatoire. A basse vitesse, le problème peut être résolu par une commande appropriée [18] mais à vitesse élevée il subsiste. D'autre part, la structure et le principe de conversion rendent ce moteur plus bruyant que ses concurrents [21] surtout lorsque ses performances sont élevées. Des progrès restent à faire pour rendre le niveau de bruit acoustique compatible avec les exigences d'un véhicule électrique.

Il ressort de cette comparaison que le moteur à réluctance variable à double saillance mérite tout à fait d'être étudié dans le cadre du véhicule électrique alors que la plupart des efforts de recherche ne se portent actuellement que sur les moteurs asynchrone et synchrone [22].

6- BIBLIOGRAPHIE

[1] T.J.E. MILLER
"Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives"
Oxford Science Publications, (1989).

[2] P. LAURENT, M. GABSI, B. MULTON
"Sensorless Rotor Position Analysis Using Resonant Method for Switched Reluctance Motor",
IEEE Annual Meeting Industry Applications Society, Toronto, 1993.

[3] M. JUFER, M. CRIVII, K. HAFETI
"Switched Synchronous Motors"
SM 100, Zürich, 27-29 August 1991, Part.II, pp. 455-459.

[4] P.J. LAWRENSON, J.M. STEPHENSON, P.T. BLENKINSOP, J. CORDA, N.N. FULTON,
"Variable-Speed Switched Reluctance Motors",
Proceedings IEE, Vol. 127, Pt. B, No. 4, July 1980, pp.253-265.

[5] R.J. BLAKE, R.M. DAVIS, W.F. RAY, N.N. FULTON, P.J. LAWRENSON, J.M. STEPHENSON
"The Control of Switched Reluctance Motors for Battery Electric Road Vehicles",
IEE Power Electronics and Variable Speed Drives, May 84, pp.361-364

[6] P.J. LAWRENSON, J.M. STEPHENSON, N.N. FULTON, J. CORDA
"Switched Reluctance Motors for Traction Drives"
I.C.E.M. 1980, RM/7, pp.410-417.

[7] B. MULTON
"Principe et éléments de dimensionnement des machines à réluctance variable à double saillance autopilotées"
Journées électrotechniques du club EEA, 25 et 26 mars 1993, Belfort, 19 p.

[8] M. JUFER
"Electromécanique", traité de l'école polytechnique fédérale de Lausanne, Editions Georgi (1979).

[9] M. KANT
"Les actionneurs électriques pas à pas"
Traité des nouvelles technologies, série automatique, Hermès.

[10] D.P. TORMEY, D.A. TORREY, P.L. LEVIN
"Minimum Airgap-Permeance Data for the Doubly-Slotted Pole Structures Common in Variable-Reluctance-Motors",
Proc. IEEE, IAS annual meeting, Seattle Sept. 1990, pp.196-200.

[11] N. BOULES
"Two-Dimensional Field Analysis of Cylindrical Machines with Permanent Magnet Excitation",
IEEE Trans. on I.A., Vol. 20, N°5, September-October 1984, pp. 1267-1277.

[12] C. JACQUES
"Moteur synchrone autopiloté à fort couple et haute compacité",
Journées DRET électrotechnique avancée, octobre 1989, 13 p.

[13] N.A. DEMERDASH, R.H. MILLER, T.W. NEHL, B.P. OVERTON, C.J. FORD
"Comparison between Features and Performance Characteristics of Fifteen H.P. Samarium Cobalt and Ferrite Based Brushless DC Motors Operated by the Same Power Conditioner",
IEEE Trans. on PAS, Vol. 102, N°1, January 1983, pp. 104-112.

[14] M. LABRAGA, B. DAVAT, M. LAJOIE-MAZENC
"Conception d'un servomoteur à aimants permanents ferrites à entraînement direct",
5è Colloque sur les moteurs pas à pas, Nancy, juin 1988, pp. 125-134.

[15] B. MULTON, S. HASSINE, J.Y. LE CHENADEC
"Pole Arcs Optimization of Vernier Reluctance Motors Supplied with Square Wave Current".
"Electric Machines and Power Systems", Vol.21, N°6, 1993.

[16] B. MULTON, C. GLAIZE
"Optimisation du dimensionnement des alimentations des machines à réluctance variable",
Revue de physique appliquée, N° 22, Mai 1987, pp. 339 à 357.

[17] B. MULTON, C. GLAIZE
"Size Power Ratio Optimization for the Converters of Switched Reluctance Motors".,
IMACS TC1'90, Nancy, Septembre 1990.

[18] J.Y. LE CHENADEC, B. MULTON, S. HASSINE
"Current Feeding of Switched Reluctance Motor. Optimization of the Current Waveform to Minimize the Torque Ripple",
IMACS TC1'93, Montréal, 7-9 July 1993.

[19] T.M. JAHNS, G.B. KLIMAN, T.W. NEUMANN
"Interior Permanent Magnet Synchronous Motors For Adjustable-Speed Drives"
IAS Annual Meeting 1985, pp.814-823.

[20] Ch. M. STEPHENS
"Fault Detection and Management System for Fault-Tolerant Switched Reluctance Motor Drives",
IEEE Trans. Industry Applications, Vol.27, n°6, Nov/Dec. 1991, pp.1098-1102.

[21] D.E. CAMERON, J.H. LANG, S.D. UMANS
"The Origin and Reduction of Acoustic Noise in Doubly Salient Variable Reluctance Motors",
IEEE Trans. on IA, Vol.28, n°6, Nov/Dec. 1992, pp.1250-1255.

[22] M.J. RIEZENMAN
"Electric Vehicles (special report)"
IEEE Spectrum, Nov.1992, pp.18-24, 93-101.

3.6- CONCLUSION ET PERSPECTIVES

Pour une meilleure optimisation de la machine et de son alimentation (lois de commande), il est nécessaire d'avoir des modèles électromagnétiques relativement simples par rapport à ceux issus des calculs par éléments finis. Nous avons mis au point de tels modèles : ils sont basés sur une analyse de type circuit (loi d'Hopkinson) faisant appel aux éléments finis pour résoudre quelques problèmes ponctuels comme le calcul de la perméance d'opposition ou la prise en compte de la saturation locale des dents. Cependant, ces modèles ne sont pas suffisamment précis lorsqu'il s'agit d'effectuer des calculs fins comme ceux d'ondulation de couple. Dans ce cas, il peut même être nécessaire d'effectuer des calculs par éléments finis avec prise en compte des couplages entre phases (modèle de flux et couple à q+1 dimensions). Il devient alors quasiment exclu, pour optimiser la géométrie, de boucler des simulations de l'alimentation en tenant compte des couplages, même avec un modèle électromagnétique "hors éléments finis" car les temps de calculs sont prohibitifs. La montée en puissance des calculateurs permettra petit à petit d'aborber des problèmes encore non résolus. Ensuite, nous avons proposé une méthode de conception de la structure électromagnétique des machines à réluctance variable basée sur l'analyse séparée de l'influence des paramètres géométriques. Enfin, une comparaison de ces moteurs a été faite avec les autres moteurs à commutation électronique. Il en ressort qu'il s'agit d'une structure très économique et robuste, dont les performances sont bonnes (situées entre celles des moteurs asynchrones et celles des meilleurs moteurs synchrones), mais qui est intrinsèquement plus bruyante. Le rendement n'est cependant acceptable que si l'entrefer est suffisamment faible, ce qui exclut le MRVDS de très petites dimensions ; les valeurs d'entrefer requises sont toutefois sensiblement égales, voire supérieures, à celles requises dans les moteurs asynchrones.

La poursuite des travaux de conception s'effectue dans deux directions, l'une concernant les pertes magnétiques, la seconde le bruit acoustique.

Actuellement, E. Hoang, dans le cadre de sa thèse **[TH 5]**, effectue une modélisation des pertes magnétiques dans les MRVDS. En outre, nous avons démontré la possibilité d'utiliser une méthode d'opposition **[C17]** et nous avons réalisé un banc d'essai pour mettre en œuvre cette méthode et valider nos modèles de pertes. Nous allons donc enfin pouvoir prendre en compte ces pertes dans l'optimisation de la machine et des lois de commande. Nous pensons, en particulier, que la détermination de la valeur de l'épaisseur e_c de culasse (ou du coefficient kc) sera affectée par les pertes fer. En effet, cette partie du circuit magnétique représente l'essentiel du volume de fer et est la source de la majorité des pertes fer. Une augmentation de e_c réduira l'induction et donc ces pertes. La prise en compte des pertes fer permettra aussi de mieux sélectionner les nombres de pôles des structures en fonction de la vitesse maximale requise au couple maximal. En effet, l'accroissement de Nr, en particulier, conduit à des machines qui convertissent un plus grand couple, à pertes Joule données. Mais il faut une fréquence d'alimentation plus grande : donc les pertes fer peuvent devenir du même ordre de grandeur voire supérieures aux pertes cuivre. Cette prise en compte est indispensable pour la réalisation de moteurs à grande puissance massique. Les vitesses de rotation élevées donnent naissance à des pertes aérodynamiques qui deviennent vite prépondérantes, surtout avec des rotor dentés. Il devient alors nécessaire de savoir les estimer et les réduire grâce, par exemple, à un remplissage des encoches par un matériau amagnétique. Se pose alors un nouveau problème : la tenue mécanique de ces parties additionnelles. Le rotor homogène du moteur à réluctance variable qui semble particulièrement bien adapté mécaniquement aux grandes vitesses (vitesses périphériques supérieures à 150 m/s) présente, en contrepartie, des pertes élevées à ces mêmes vitesses. Il est important de savoir s'il existe des solutions

technologiques économiques et robustes, sans quoi ce moteur risquerait d'être inapte aux très grandes vitesses.

Enfin, l'étude des origines et des solutions de réduction du bruit acoustique **[TH8]** sera un complément indispensable dans la conception de ces moteurs, par nature, plus bruyants que les autres. Nous espérons trouver des solutions de réduction de bruit, aussi bien, en jouant sur la géométrie et la mécanique qu'en agissant sur la commande. Cependant, compte-tenu des études déjà faites et de nos propres analyses, il semble fort probable que toute diminution du bruit se fera aux dépens des performances.

3.7- BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 3

[1] D.E. CAMERON, J.H. LANG, D. BELANGER
"The Computer-Aided Design of Variable Reluctance Generators"
APEC'92, pp.114-120.

[2] A.A. ARKADAN, B.W. KIELGAS
"Effects of Force Fitting on the Inductance Profile of a Switched Reluctance Motor"
IEEE Trans. on Magnetics, Vol.29, n°2, March 1993, pp.2006-2009.

[3] D.P. TORMEY, D.A. TORREY, P.L. LEVIN
"Minimum Airgap-Permeance Data for the Doubly-Slotted Pole Structures Common in Variable-Reluctance-Motors". proc. IEEE, Seattle Sept. 1990, pp.196-200.

[4] J.C. MOREIRA, T.A. LIPO
"Simulation of a Four Phase Switched Reluctance Motor Including the Efeects of Mutual Coupling"
Electric Machines and Power Systems 16, 1989, pp.281-289.

[5] M. LIWSCHITZ, L. MARET
Calcul des machines électriques
Bibliothèque de l'Ingénieur, Editions SPES Lausanne 1967, 2 tomes.

[6] A. GUILBERT
Théorie, Fonctionnement et calcul des machines électriques
Dunod, 1951.

[7] LEVI
Polyphase Motors : A Direct Approach to their Design
Ed. J. WILEY, 1984.

[8] P. ROBERT
Matériaux de l'électrotechnique, Traité d'électricité, d'électronique et d'électrotechnique de l'école polytechnique fédérale de Lausanne, Ed. Dunod, 1979.

[9] M.F. ASHBY, D.R.H. JONES
Matériaux. 1- Propriétés et applications
Pergamon Press, 1980, Bordas, 1991.

[10] DE PISTOYE
Construction mécanique des machines électriques
Cours de l'école supérieure d'électricité 1932-33.

[11] A. WIART
"New High-Speed High Power Machines with Converter Power Supply".
MOTORCON 1982, pp.354-365.

[12] T.J.E. MILLER
Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives
Oxford Science Publications, (1989).

[13] V.B. HONSINGER
"Sizing Equations for Electrical Machinery".
IEEE Trans. on Energy Conv., Vol.EC.2, N°1, March 87, pp.116-121.

[14] R. KRISHNAN, A.S. BHARADWAJ, P.N. MATERU
"Computer-Aided Design of Electrical Machines for Variable Speed Applications".
IEEE Trans. on IE, Vol.35, N°4, Nov.88, pp.560-571.

[15] R. KRISHNAN, R. ARUMUGAM, J. LINDSAY
"Design Procedure for Switched-Reluctance Motors"
IEEE trans. on IA, Vol.27, N°2, 1991, pp.245-253.

[16] D.E. CAMERON, J.H. LANG, S.D. UMANS
"The Origin and Reduction of Acoustic Noise in Doubly Salient Variable Reluctance Motors"
IEEE Trans. on IA, Vol.28, n°6,Nov/Dec. 1992, pp.1250-1255.

[17] P.J. LAWRENSON, J.M. STEPHENSON, P.T. BLENKINSOP, J. CORDA, N.N. FULTON
"Variable-Speed Switched Reluctance Motors".
Proceedings IEE, Vol. 127, Pt. B, No. 4, July 1980, pp.253-265.

[18] S.A. NASAR, I. BOLDEA, L.E. UNNEWEHR
Permanent Magnet, Reluctance and Self-Synchronous Motors
CRC Press, 1993.

[19] I. BOLDEA, S.A. NASAR
"Emerging Electric Machines with Axially Laminated Anisotropic Rotors : A Review".
Electric Machines and Power Systems 19-1991, pp.673-703.

[20] A. FRATTA, A. VAGATI, F. VILLATA
"On the Evolution of AC Machines for Spindle Drives Applications"
Annual Meeting IAS 1989, pp.699-704.

[21] Ch. M. STEPHENS
"Fault Detection and Management System for Fault-Tolerant Switched Reluctance Motor Drives"
IEEE Trans. Industry Applications, Vol.27, n°6, Nov/Dec. 1991, pp.1098-1102.

[22] S.R. MACMINN, W.D. JONES
"A Very High Speed Switched Reluctance Starter-Generator for Aircraft Engine Applications"
IEEE IAS Conf., 1989, pp. 1158-1764.

[23] E. RICHTER
"Switched Reluctance Machines for High Performance Operations in Harsh Environment - A Review Paper". ICEM 1990, Vol. 1 pp.18 à 24.

[24] A.V. RADUN
"High Power Density Switched Reluctance Motor Drive for Aerospace Applications"
IEEE Trans.I.A. Vol.28, N°1, Jan./Feb. 1992, pp.113-119.

[25] D.E. CAMERON, J.H. LANG
"The Control of High Speed Variable Reluctance Generators in Electric Power Systems"
APEC'92, pp.121-125.

[26] C.A. FERREIRA, S.R. JONES, W.S. HEGLUND, W.D. JONES
"Detailed Design of a 30 kW Switched Reluctance Starter/Generator System for a Gas Turbine Engine Application"
Industry Applications Society Annual Meeting, Toronto, October 1993, Part I, pp.97-105.

[27] J.F. MAESTRE
"Construction des moteurs synchrones à aimants"
Journées électrotechniques du club EEA, Belfort, mars 1993, 9p.

[28] T.J.E. MILLER
"Synchronous and Switched Reluctance Motors"
PCIM Conf., April 1992, pp.172-178.

[29] J. HENRY-BAUDOT
"Petits moteurs électriques",
Techniques de l'Ingénieur, Traités de Génie Electrique, D545, 12-1975, 20 p.

[30] J. HENRY-BAUDOT, G. LACROUX
"Petits moteurs électriques" (mise à jour),
Techniques de l'Ingénieur, Traités de Génie Electrique, D545, 9-1980, 11 p.

[31] M. JUFER, M. CRIVII, K. HATEFI
"Switched Synchronous Motors"
SM 100, Part II, Zürich, 27-29 August 1991, pp.455-459.

[32] A. FRATTA, A. VAGATI
"Synchronous vs. DC Brushless Servomotor : the Machine Behaviour"
Symp. on Electrical Drives CAGLIARI, Sept.87, pp.53-60.

[33] M.R. HARRIS, T.J.E. MILLER
"Comparison of Design and Performance Parameters in Switched Reluctance and Induction Motors".
IEE, 4 Intern. Conf. on Elect. Machines and Drives, 1989, pp.303-307.

[34] P.J. LAWRENSON
"Switched Reluctance Drives with High Performances DC Drives"
MOTOR CON'89, 10 p.

[35] P.S.R. FRENCH

"Switched Reluctance Motor Drives for Rail Traction : Relative Assessment"
proc. IEE, Vol 131, Pt.B, n°5, September 1984, pp.209-219.

[36] W.F. RAY, R.M. DAVIS, P.J. LAWRENSON, J.M.STEPHENSON, N.N. FULTON and R.J. BLAKE
"Switched Reluctance Motor Drives for Rail Traction : a Second View"
proc. IEE, Vol 131, Pt.B, n°5, September 1984, pp.220-225.

[37] H. MOGHBELLI, G.E. ADAMS, R.G. HOFT
"Performance of a 10-HP Switched Reluctance Motor and Comparison with Induction Motors".
IEEE Trans. IA, Vol.27, N°3, May/June 91, pp.531-538.

[38] T.J.E. MILLER, A. HUTTON, C. COSSAR, D.A. STATON
"Design of a Synchronous Reluctance Motor Drive".
IEEE Trans. IA, Vol.27, N°4, July/Aug.1991, pp.741-749.

[39] H. VAN DER BROECK, D. GERLING, E. BOLTE
"Switched Reluctance Drives and PWM Induction Motor Drive Compared for Low Cost Applications"
EPE Conf., Brighton, 13-16 Sept. 1993, Vol.6, pp.71-76.

[40] S. NISHIKATA, W. TAKANAMI, T. KATAOKA, A. ISHIZAKI
"Consideration to the Operation Limit of a Field-Weakening Speed Control System for a Self-Controlled Synchronous Motor"
EPE'93 Conf., Brighton, 13-16 September 1993, Vol.5, pp.354-359.

[41] T. KUME, T. IWAKANE, T. SAWA, T. YOSHIDA, I. NAGAI
"A Wide Constant Power Range Vector-Controlled AC Motor Drive Using Winding Changeover Technique", IEEE Trans. on I.A., Vol. 27, N°5, Sept./Oct. 1991, pp.934-939.

[42] T.M. JAHNS, G.B. KLIMAN, T.W. NEUMANN
"Interior Permanent Magnet Synchronous Motors For Adjustable-Speed Drives"
IAS Conf.1985, pp.814-823.

[43] R.F. SCHIFFERL, T.A. LIPO
"Power Capability of Salient Pole Permanent Magnet Synchronous Motors in Variable Speed Drive Applications", IEEE Trans. on I.A., Vol.26, N°1, Jan./Feb. 1990, pp.115-123.

[44] L. XU, L. YE, A. EL-ANTABLY
"A New Design Concept of Permanent Magnet Machine for Flux Weakening Operation"
IEEE IAS'93 Conf., Toronto, October 1993, Vol.1, pp.3-8.

[45] R.E. BETZ, T.J.E. MILLER
"Aspects of the Control of Synchronous Reluctance Machines"
EPE Firenze 91, Vol.1, pp.380-385.

[46] T.A. LIPO
"Synchronous Reluctance machines ? A Viable Alternative for AC Drives ?"

Electric Machines & Power Systems, 19_1991, pp.659-671.

[47] A. FRATTA, A. VAGATI, F. VILLATA
"AC Spindle Drives : a Unified Approach to the Fiel Weakening Behaviour".
MOTORCON 1988 proc. pp.44-56.

[48] A. FRATTA, A. VAGATI, F. VILLATA
"Design Criteria of an I.P.M. Machine Suitable for Field Weakening".
I.C.E.M. 1990 BOSTON, pp.1059-1065.

[49] A. FRATTA, A. VAGATI, F. VILLATA
"Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Drives for Constant Power Applications, Comparative Analysis of Control Requirements", PCIM Conf., April 1992, proc. pp.187-195.

[50] J.V. BYRNE and M.F. MCMULLIN
"Design of a Reluctance Motor as a 10KW Spindle Drive"
MOTOR-CON. Genève (September 1982) pp.10-24.

[51] I. TAKAHASHI, T. KOGANEZAWA, G. SU, K. OYAMA
"A Super High Speed PM Motor Drive System by Quasi-Current Source Inverter"
IAS Annual Meeting, Toronto, October 1993, Part I, pp.657-662.

[52] T. FUKAO, A. CHIBA, M.MATSUI
"Test Results on a Super High Speed Amorphous-Iron Reluctance Motor"
IEEE Trans.on I.A. Vol.25, N°1, Jan./Feb. 1989, pp.119-125.

[53] S. NAKADA, M. HISATANI
"Experimental Study of Super High Speed Reluctance Motor Using Amorphous Iron Cores"
Revue Japonaise, en japonais, 1991.

[54] H. WEH
"Synchronous Machines with New Topologies"
SM 100, Zürich, August 91, Part 2, ppC1-C9.

[55] R. BELMANS, W. GEYSEN
"Vibrations and Audible Noise in Drives"
DMC Lecture 8, Birmingham, November 1988, pp.1-36.

[56] J. YANG
Low-Noise Electrical Motors
Oxford University Press, 1981.

[57] D.A. TORREY
"Variable-Reluctance Generators in Wind-Energy Systems"
PESC'93 Seatle, June 1993, pp.561-567.

4- CAPTEURS D'AUTOPILOTAGE

4.1- INTRODUCTION

La connaissance de la position du rotor est nécessaire pour l'alimentation de tous les moteurs de type synchrone. Qu'il soit alimenté en courant ou en tension, la position du rotor du MRVDS doit être connue avec une précision et une résolution suffisantes de l'ordre du degré électrique pour permettre un réglage optimal de ses caractéristiques. On peut cependant se satisfaire de résolutions moins bonnes d'environ 5 degrés électriques, à condition toutefois que le signal de position soit stable. En effet, des fluctuations des angles de commande produiraient des variations importantes des caractéristiques mécaniques, éventuellement inacceptables.

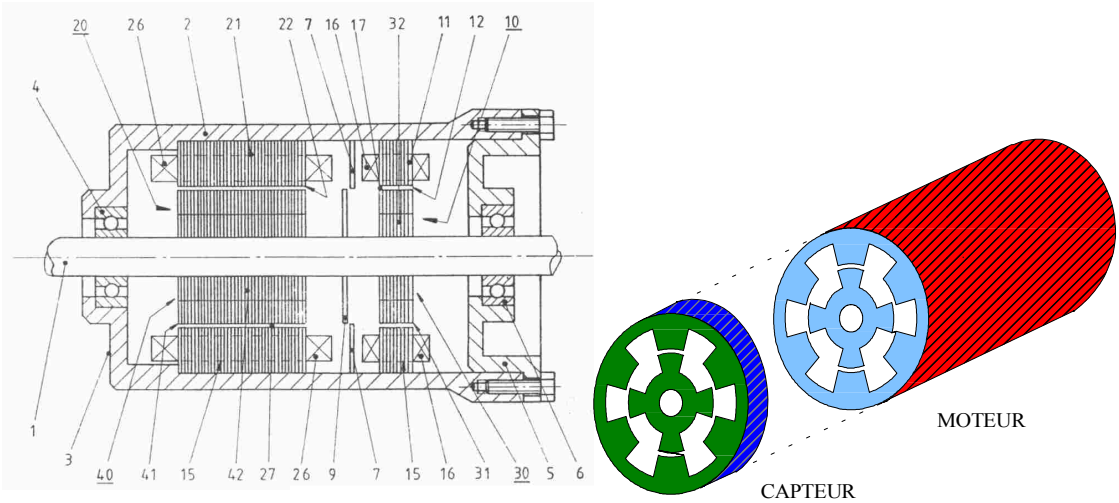
Plusieurs solutions sont envisageables pour obtenir l'information de position nécessaire à l'autopilotage. La première famille fait appel à des **capteurs (directs)** donnant la position de façon tout à fait indépendante du fonctionnement du moteur. La seconde famille, à base de **capteurs indirects** (systèmes dits «sans capteur» de position), détermine la position du rotor par des mesures électriques ou électromagnétiques faites sur le moteur lui-même ; il existe alors un couplage entre cette mesure de position et le fonctionnement de l'entraînement. Ce couplage complique évidemment la mesure et nécessite un temps de réponse accru, ce qui réduit la «raideur» de l'autopilotage. Aussi, à l'heure actuelle, un capteur indirect n'offre pas des performances aussi bonnes que celles d'un capteur direct.

Le capteur direct peut être réalisé à partir de nombreux principes physiques et les technologies sont nombreuses. Les principes optiques (capteurs numériques) et magnétiques sont les plus fréquents. Pour les capteurs optiques, cela peut aller de la simple fourche optique au capteur industriel. La résolution peut être excellente mais cette technologie reste incompatible avec les environnements difficiles : la température peut difficilement dépasser 100°C et, s'il y a de l'humidité, il peut se produire une condensation nuisible à la lecture optique ; enfin, pour résister aux poussières, il faut des boîtiers hermétiques. Les capteurs magnétiques industriels sont les «resolvers» ; ce sont de petites machines synchrones diphasées à rotor bobiné excité en haute fréquence. Les performances obtenues sont excellentes, aussi bien en précision qu'en résistance aux environnements les plus sévères, à condition toutefois que leur électronique soit déportée. Les signaux peuvent, en outre, être convertis en signaux numérique grâce à des circuits intégrés spéciaux. Le prix de ces capteurs munis de leur électronique est aussi le plus élevé. D'autres capteurs magnétiques existent pour des applications plus économiques : par exemple, les dispositifs à effet Hall mettant en œuvre des circuits intégrant le capteur proprement dit et son électronique de traitement. Ils doivent être associés à un «générateur» de champ magnétique variable avec la position comme, par exemple, un aimant multipolaire. Tous ces capteurs peuvent être réalisés sans aucun contact entre les parties tournante et fixe. Ils sont soit trop chers (applications de petite puissance ou/et de grande diffusion) soit vulnérables aux conditions d'environnement difficile. Dans le cadre de ce travail, nous avons réalisé un autopilotage à partir d'un capteur extrêmement simple puisqu'il ne donnait qu'une seule impulsion par tour (travail de diplôme d'ingénieur de M. Klages **[ING 1]**). Le démarrage du moteur s'effectuait donc en mode pas à pas, puis un multiplicateur de fréquence à boucle à verrouillage de phase permettait d'obtenir la plus grande résolution nécessaire. Mais tous ces capteurs, aussi simples et robustes soient-ils, requièrent un montage souvent délicat pour assurer un calage et un alignement (des axes) corrects, enfin, leur encombrement peut être inacceptable.

C'est pour toutes ces raisons que nous avons étudié et développé un capteur à réluctance variable «intégré» dans la structure mécanique, c'est-à-dire que le rotor du capteur se trouve sur le même arbre que le rotor du moteur (pas d'accouplement) et que son stator se trouve à l'intérieur de la même carcasse que le stator du moteur. En outre, la technologie à réluctance variable rend l'ensemble homogène et apte aux environnements les plus difficiles. Enfin, pour les petits moteurs, le capteur est réalisé avec les mêmes tôles que celles du moteur, ce qui est un gage d'économie. Sa faible épaisseur réduit beaucoup l'encombrement par rapport à celui des resolvers traditionnels sans balais. Ce capteur fera l'objet du chapitre 4.2, les travaux concernant le conditionnement et le traitement des signaux ont été effectués dans le cadre du stage de DEA de P. Bourges **[DEA 5]**.

Les capteurs indirects, quant à eux, peuvent être réalisés de nombreuses façons. La solution la plus triviale est de mesurer systématiquement le courant et le flux dans chaque phase. Connaissant (stockage en mémoire) les caractéristiques électromagnétiques, d'ailleurs peu sensibles à la température, on peut retrouver la position du rotor, en rotation comme à l'arrêt. Dans ce dernier cas, il est nécessaire d'injecter des impulsions de diagnostic. On peut se contenter de versions dégradées basées sur l'observation des courants seuls (vitesse de croissance ou de décroissance, par exemple). On vient de voir brièvement les solutions d'observation des grandeurs d'alimentation du moteur mais on peut aussi injecter des signaux d'excitation pour tester les caractéristiques électromagnétiques. Ces signaux doivent cependant être injectés dans les phases non alimentées, ce qui impose de disposer d'une «fenêtre» (plage angulaire) minimale d'observation. Ceci est possible dans les MRVDS où les phases sont alimentées successivement ; cependant, à haute vitesse, si l'on veut exploiter au maximum la puissance apparente de l'onduleur, la présence du courant «dure» pendant la quasi-totalité de la période électrique, faisant disparaître la fenêtre nécessaire. Dans ces solutions à injection de porteuse, on utilise la variation d'inductance en fonction de la position. C'est cette dernière voie que nous avons explorée dans le travail de P. Laurent **[DEA 4, TH 6]**. Nous avons apporté une amélioration importante de la sensibilité de cette méthode grâce à l'utilisation d'une résonance. Le chapitre 4.3 décrira le système étudié et mis en œuvre pour une application dans un environnement difficile.

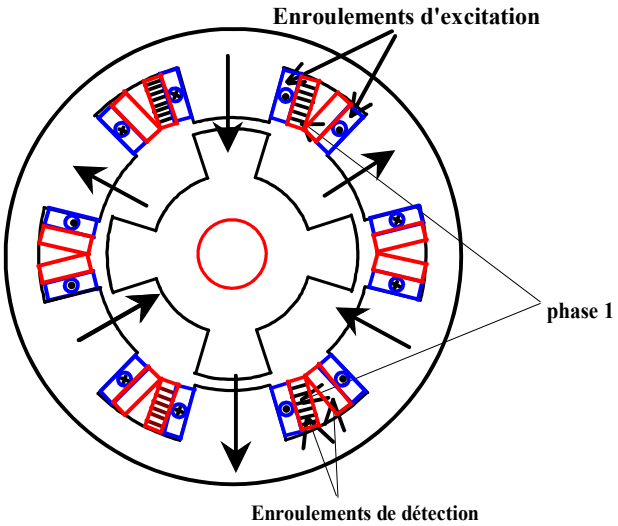
4.2- CAPTEUR À RÉLUCTANCE VARIABLE



Capteur à réluctance variable intégré au moteur [DEA 5]
Figure -4.2.1-

Comme nous l'avons dit au chapitre précédent, ce capteur a été réalisé pour réduire le coût (tôles identiques à celles du moteur et technique d'assemblage similaire), pour minimiser l'encombrement, éliminer les problèmes d'alignement et d'accouplement mécanique et, enfin, pour assurer une résistance élevée de l'ensemble aux environnements les plus sévères. Le capteur associé à son système électronique a fait l'objet d'un dépôt de brevet **[B5]** pour le compte de la société LPMI. La figure 4.2.1 montre schématiquement le rotor et le stator du capteur alignés avec les éléments du moteur, sur le même arbre et dans la même carcasse.

Dans le cas de la structure 6/4 pour laquelle il a été réalisé, le capteur comprend un enroulement d'excitation alimenté par une source «haute fréquence» (*conditionnement*) et des bobinages de détection aux bornes desquels on mesure des signaux qui sont ensuite traités pour être exploités comme signaux d'autopilotage (*traitement*). Les particularités sont les suivantes : l'enroulement d'excitation est constitué de bobinages entourant chaque pôle statorique et mis en série, les enroulements de détection sont composés, pour chaque phase, de deux bobines montées sur des pôles diamétralement opposés (comme dans le moteur) de manière à créer des pôles alternés (nord, sud...) comme l'indique la figure 4.2.2. De cette façon, la réluctance totale, vue par le générateur du circuit de conditionnement, ne varie quasiment pas.

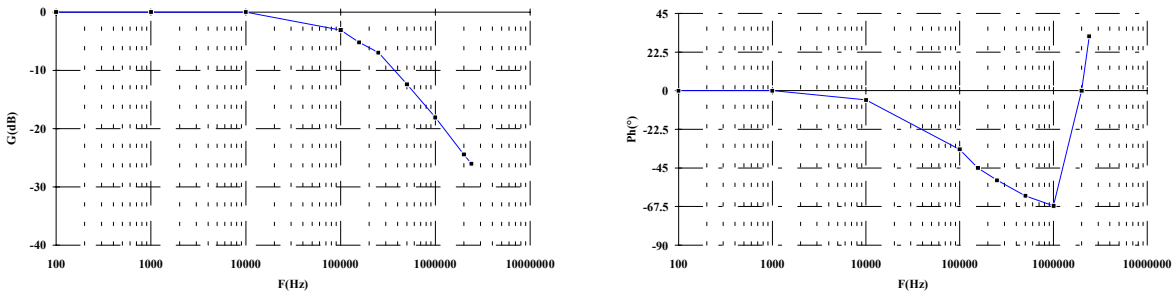


Capteur 6/4. Enroulements d'excitation (pôles alternés) et de détection (3 phases)
Figure -4.2.2-

Comme il est plus intéressant d'effectuer une attaque en courant, l'asservissement se trouve facilité par l'absence de tension induite de mouvement. Aux bornes des bobinages de détection, on mesure une tension induite modulée en amplitude à la fois par la position et par la vitesse. Une démodulation synchrone permet de conserver le terme de position. Les équations et le principe sont décrits dans l'article **[C7]** donné à la fin de ce chapitre. La variation de l'amplitude de la tension démodulée doit être proportionnelle à la variation de perméance du circuit magnétique de la structure, variation bien connue dans les moteurs du même type. Lors de la réalisation du premier prototype, nous nous sommes aperçus que cette variation était beaucoup plus faible que ce que nous avions calculé, à basse comme à haute fréquence d'excitation. La raison essentielle de cette baisse s'est révélée être due à la faible perméabilité du fer-silicium aux très faibles valeurs de champ magnétique auxquelles un tel

capteur travaille. Au lieu d'une perméabilité relative d'environ 5000 (pour du fer non saturé), nous bénéficions d'une valeur d'environ 500 (perméabilité initiale) à ces niveaux de champ. La perméance d'opposition n'est pas affectée mais celle de conjonction se trouve considérablement réduite à cause du long trajet du champ dans le fer. En outre, toujours à cause de cette faible perméabilité relative, les couplages entre phases, habituellement négligés, prennent des proportions importantes et contribuent à la distorsion de la «perméance cyclique» (c'est ainsi que l'on peut qualifier la nouvelle perméance à laquelle est proportionnelle la tension induite). Ces phénomènes ont été étudiés dans la thèse de M. Geoffroy **[TH 3]** et décrits dans l'article **[C7]**.

Nous avons ensuite exploré les possibilités de ce capteur en fréquence car il est nécessaire d'avoir une fréquence d'excitation suffisante si l'on souhaite un fonctionnement à vitesse élevée : à 10 000 tr/mn, la période électrique, avec un moteur 6/4, vaut 1,5 ms ; pour avoir au moins 100 périodes d'excitation (100 ou 200 points en démodulation échantillonnée) par période électrique moteur, il faut une fréquence de porteuse de 67 kHz. Le travail du stage de DEA de P. Bourges **[DEA 5]** a consisté à déterminer les caractéristiques du capteur à ces valeurs de fréquence et à réaliser les circuits électroniques de conditionnement et de traitement de ce capteur ainsi que l'adaptation à l'autopilotage de MRVDS, afin d'étudier, en particulier, son comportement en milieu perturbé. La figure 4.2.3, issue du rapport de DEA 5, montre les caractéristiques fréquencielles du système composé de l'enroulement d'excitation en série avec une résistance de mesure (100 Ω) de valeur très supérieure à celle du bobinage (0,6 Ω) alimenté par une source de tension alternative. Les diagrammes de gain et de fréquence correspondent au rapport de la tension aux bornes de la résistance de mesure sur la tension d'excitation. On remarquera l'influence des capacités parasites, principalement dues aux câbles d'excitation, au-delà de 10 kHz. Pour asservir correctement le courant jusqu'à une fréquence de plusieurs centaines de kHz, il s'est avéré nécessaire de bien déterminer les éléments du schéma équivalent afin d'éviter tout risque futur de dérive voire d'instabilité de la régulation de l'amplitude I_M du courant. En effet, il est important que cette amplitude reste parfaitement constante car l'amplitude des signaux démodulés est directement proportionnelle à I_M. Le déphasage du courant par rapport à la référence est, quant à lui, moins gênant car la démodulation est synchrone et elle est pilotée par le courant lui-même.



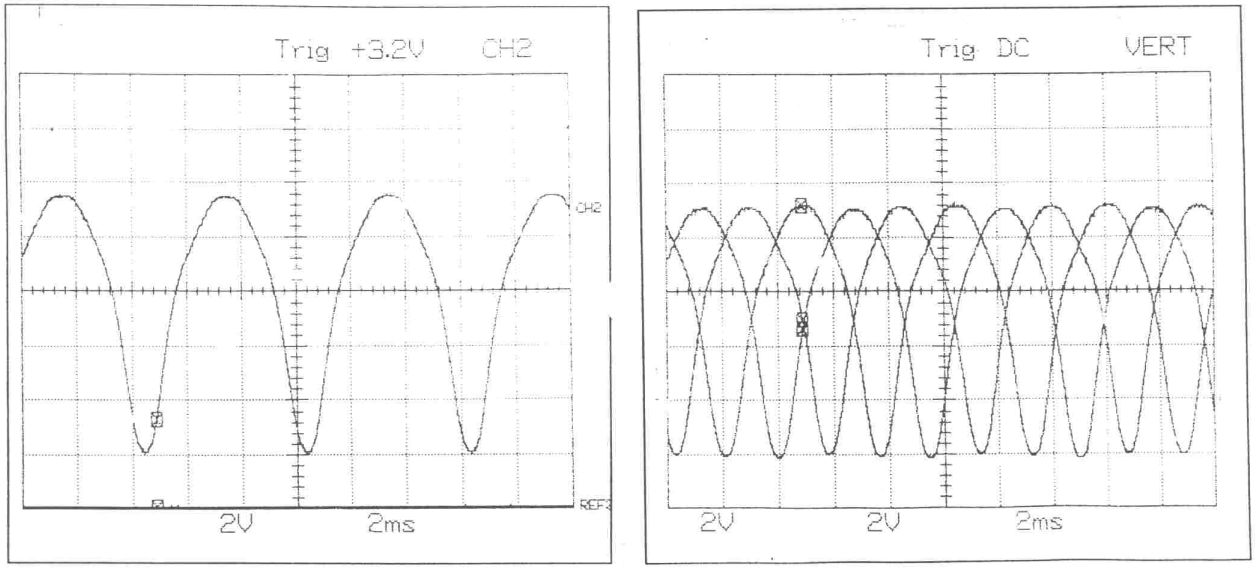
Caractéristiques fréquencielles pour l'asservissement en courant de l'enroulement d'excitation du capteur [DEA 5]
Figure 4.2.3

L'utilisation de câbles blindés a permis de minimiser les problèmes dus aux capacités des câbles. L'asservissement en courant a pu être réalisé avec une bande passante d'environ 800 kHz, ce qui nous permet de travailler tout à fait convenablement à 100 kHz.

La démodulation synchrone est effectuée par échantillonnage de la tension aux bornes de chaque enroulement de détection au passage par zéro du courant d'excitation. La figure 4.2.4 montre les signaux démodulés des 3 phases.

Ensuite, les signaux démodulés sont comparés à des tensions de référence pour constituer les signaux de commande de phases définissant les angles de montée et de descente du courant ou du flux. Le montage réalisé permet d'obtenir les signaux de commande dès l'arrêt et un réglage des angles est effectué en fonction des paramètres de commande. Les signaux sont traités pour permettre un fonctionnement dans les 4 quadrants à partir d'une information sur le signe de la référence de couple.

A la fréquence de 100 kHz, ce capteur fonctionne encore sur le principe de la réluctance variable, au-delà, les courants de Foucault modifient sensiblement les formes d'onde. Ce dernier mode de fonctionnement en capteur à courants de Foucault pourrait être retenu pour des plus hautes fréquences d'excitation mais nous ne l'avons pas abordé ici.



Signaux démodulés images des perméances «cycliques» des trois phases du capteur
Figure -4.2.4-

ARTICLE [C7]

"Variable Reluctance Rotating Shaft Sensor for DC Brushless Vernier Reluctance Motor"
1st Japanese-French Congress of Mecatronics, Besançon, Oct. 1992, 6 p.

VARIABLE RELUCTANCE ROTATING SHAFT SENSOR FOR D.C. BRUSHLESS VERNIER RELUCTANCE MOTOR

B.MULTON, M.GEOFFROY, P.F. DESESQUELLES
Laboratoire d'Electricité Signaux et Robotique (L.E.Si.R.) URA CNRS D1375
Ecole Normale Supérieure de Cachan 61 , avenue du président WILSON
F 94 235 CACHAN Cédex

1-INTRODUCTION

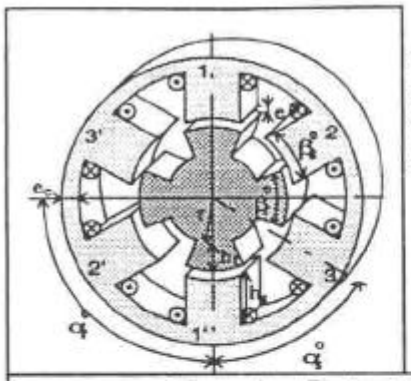
Today switched reluctance motors have a growing number of applications, which go from mass-production low-cost drives [2,3] (domestic appliances, car industry ...) to high efficiency drives [4,5,6] (aeronautics). The main reasons for this growth are that those electromagnetic structures are easy to build, which gives them great robustness, and also that since the supply is done through unidirectional current, the running safety is increased [6]. As those motors are brushless and self-commutated, the position of the rotor has to be known. It can be given by a direct sensor or an indirect sensor [7,8]. Direct sensors of optoelectronic technology or of Hall effect can be used for low-cost applications sensors of the resolver type are used for high efficiency applications but their cost is excessive compared to the motor's price, especially for low powers (<1kW). Regarding indirect sensors, they allow cost reduction and the suppression of shaft mechanical coupling, but there are still drawbacks in return, for instance at the start, at high speed, or again according to the king of control used (P.W.M or full wave modulation). In this paper, we suggest a third solution which consists in integrating the sensor into the motor. The structure of the motor is used to make a specific position sensor : a short pile of laminations similar to those of the motor's is put at the end of the active electromagnetic structure. The motor's and the sensor's stators are then assembled and put in a crank case, and both rotors are put on the same shaft. That constitutes an "integrated" sensor, which prevents the problem of mechanical coupling and its numerous consequences. Note that this solution is worthwhile for small motors only, because it seems inconceivable to build huge sensors for larger motors. Variable reluctance integrated sensors have already been built but their designers tried to reproduce the functioning of two-phase sine resolvers [9]. The main constraint is then to optimize the toothing shape in order to get sinusoidal permeance waves that permitted the use of "Resolver to Digital Converter" integrated circuits. In that case, the toothing of the sensor's magnetic circuit has to be different from the motor's. In this article, we suggest to determine the characteristics of the motor's magnetic circuit that permit to get signals required for self commutation. We will in particular show the great influence iron permeability can have on these characteristics.

2-PRINCIPLE OF THE VERNIER RELUCTANCE POSITION SENSOR

Figure 1 shows the electromagnetic structure of a motor and of its Vernier reluctance sensor.The structure represented is of the 6-4 type (6 poles for the stator and 3 phases, 4 poles for the rotor). The figure defines the main size parameters of the structure [10]. With the directions of the excitation ampere-turns of each phase that are indicated in figure 1, the flux equations for each phase can be written as follows :

$$\begin{aligned} \varphi_1 &= P_1(\theta).ni_1 + M_{21}(\theta)ni_2 + M_{31}(\theta).ni_3 \\ \varphi_2 &= P_2(\theta).ni_1 + M_{12}(\theta)ni_1 + M_{32}(\theta).ni_3 \\ \varphi_3 &= P_2(\theta).ni_1 + M_{13}(\theta)ni_1 + M_{23}(\theta).ni_2 \end{aligned} \qquad (2.1)$$

ni_i are the excitation ampere-turns for each phase (i =1 to 3). P_i are the self permeances and M_{ij} the mutual permeances.Both $P_i$and M_{ij} are functions of the electrical angle θ, which is linked to the mechanical angle θ_m by : $\theta = N_r \cdot \theta_m$



In our example, the working principle of the three-phase sensor consists in supplying all the phases connected in series with the same middle-frequency (around 10 kHz) alternating current. In these conditions, when the ampere-turns of the three phases equal n_i, the previous equation system (2.1) can be written as follows :

$$\begin{aligned} \varphi_1 &= (P_1(\theta) + M_{21}(\theta) + M_{31}(\theta)) .ni = P_{11}(\theta).ni \\ \varphi_2 &= (P_2(\theta) + M_{12}(\theta) + M_{32}(\theta)) .ni = P_{22}(\theta).ni \\ \varphi_3 &= (P_2(\theta) + M_{13}(\theta) + M_{23}(\theta)) .ni = P_{33}(\theta).ni \end{aligned} \qquad (2.2)$$

Figure -1- : Electromagnetic structure of the sensor (6-4 type)Main size parameters

Each self permeance is dephased of $2\pi/3$ in relation to the others and the mutual permeances respect a certain symmetry in order that : $M_{31}(\theta) = M_{21}(2\pi-\theta)$ (2.3)

Therefore, it is impossible that the three permeances P_{11}, P_{22} and P_{33} are made to be identical functions dephased of $2\pi/3$ in relation to one another. That phenomenon of dissymetry is a typical feature of certainVernier structures. However, the low values of the mutual permeances in comparison with the self permeances (see §3), as well as adequate current directions for the three phases, allow the reduction of dissymetry, which then goes unnoticed. This assumption will be justified by finite element field computation in Chapter 3 and by experiments in Chapter 4.

Figure 2 describes the principle of excitation and of electronic processing of the sensor's signals. Each phase winding is made up of two coils without dispersion. One of them is supplied with a sine excitation current while the other is used for detection and gives an induced voltage at the excitation frequency. The voltage amplitude is modulated by the position as well as by the speed. Indeed the induced voltage equation is composed of two terms whose amplitudes are respectively proportional to the permeance Pii(θ) (image of the position) and to the rotation speed (formula 2.7):

- let the excitation current be : $i = I_M \sin(\Omega_0 t)$ (2.4)

- the induced voltage at the terminals of the phase 1 is : $u_1 = n_2 . \dfrac{d(P_{11}(\theta) . n_1 i_1)}{d\theta} . \omega$ (2.5)

- the electric angular frequency equals : $\omega = N_R . \Omega$ (2.6)

in which N_R is the number of rotor teeth (4 in this case) and Ω is the rotation speed.

At steady state, equation (2.5) can be written as follows :

$$u_1 = n_2.n_1\, I_M \sin(\Omega_0 t).\omega.\frac{d(P_{11}(\theta))}{d\theta} + n_2.n_1 P_{11}(\theta).\Omega_0.I_M.\cos(\Omega_0.t) \qquad (2.7)$$

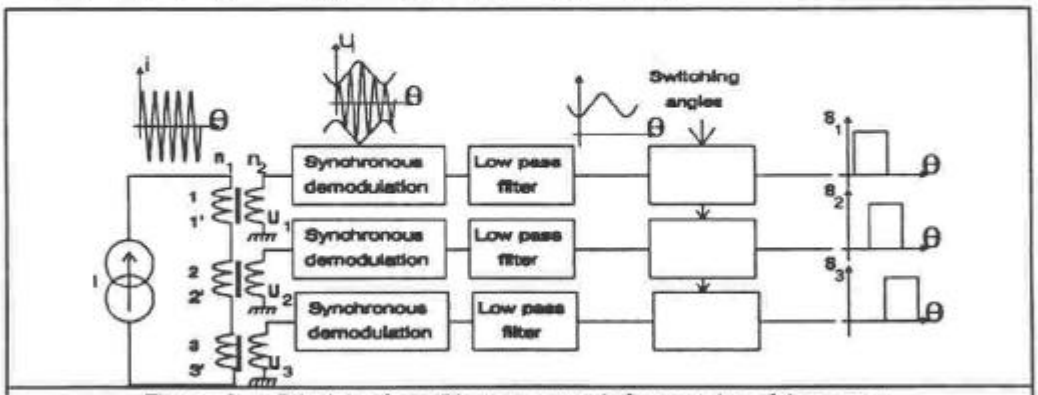


Figure -2- : Principle of conditionnement and of processing of the sensor.

The speed term can be left out if the speed remains under a certain limit that depends on the excitation frequency and the shape of the permeance wave according to (2.7).

In that case, a simple envelop detection can be enough to demodulate the induced voltage. In order to be free from the speed effect, a synchronous detection can turn out to be necessary. Beside, a second synchronous detection permits speed detection but that is not of interest in this article.

3 . ELECTROMAGNETIC STUDY OF THE SENSOR

We suggest to study the sensor by using a two-dimensional analytical calculation, which will be then compared with finite element numerical computation.Under the assumption that no saturation affects the sensor's magnetic circuit and that, self-permeances can be calculated. Mechanical angles are represented with the * exponent so that electrical angles are given by $\theta = N_R \cdot \theta^*$.

For each phase, the permeance linearly increases with the overlapping angle of the stator's and the rotor's teeth. Its minimum value P_0 is obtained at the unalined position and its maximum value P_c at the alined position. Since the field distribution obtained for the unalined position is rather complex, the value of P_0 has to be obtained by a finite element method. [11] showed that there are very few influential parameters : they are the $\frac{h_r}{S_r}$ and the $\frac{S_r}{W_s}$ ratios, in which W_s is the rotor booth's width, S_r the peak-to-peak rotor width at the air-gap level, and h_r the rotor tooth's height. As for the value of P_c, it can easily be calculated from the precise knowledge of the flux course if the air-gap is small. In this structure the flux path inside iron is long, moreover, at that low magnetic excitation level, the amplitude of iron permeability is rather small (μ_r=1000 or so for 4% silicon iron). For these reasons, the magnetic drop in the laminations has to be taken into account and the expression of P_c becomes :

$$P_c = \left(\frac{2.e}{\mu_0 . W_s . l} + R_{FE} \right)^{-1} \tag{3.1}$$

R_{FE} is the total iron reluctance when the flux course in the stator's and rotor's teeth and in the yokes is taken into account :

$$R_{FE} = \frac{1}{\mu_0 . \mu_r l} \left(\frac{\pi.(2.R_{ext} - e_c)}{4.e_c} + \frac{2.h_s}{W_s} + \frac{2.r}{W_r} \right) \tag{3.2}$$

where R_{ext} is the exterior radius and w_r is the rotor pole width.

In order to validate this study, we have designed and built a prototype, whose size characteristics are as follows (see Figure 1) : r=16mm; h_s=11mm; h_r=5.9mm; e_c=4mm ; e=0.01mm; β_r=0.5; β_s=0.75

where $\beta_s = \frac{\beta_s^*}{\alpha_s^*}$ and $\beta_r = \frac{\beta_r^*}{\alpha_r^*}$ are the reduced pole angles.

With a magnetic circuit made of silicon iron (laminations 0.1mm ; μ_r = 1000), we obtained

P_0 = 36nH and P_c = 0.21μH

With a value of 1000 for μ_r (which corresponds to high excitation fields before saturation) the calculated value of P_c would have been 0.38 μH, and if the field circulation in iron had been left out, P_c would have equalled 0.48μH. The value of μ_r is consequently influential and cannot be omitted, although it is often done [9].

The idealized shape of the permeance wave is represented by a tapezoidal form. According to our analytical model, we suppose that, between the two extreme values of the permeance, the function P(θ) remains constant at the unalined position as long as a rotor tooth is not facing a stator tooth, that is during an electrical angle equal to :

$$\theta_{po} = 2\pi . \left((1-\beta_r) - \beta_s . \frac{N_r}{N_s} \right) \tag{3.3}$$

Then the permeance linearly increases from P_0 to P_c during an electrical angle $D\theta_p$:

$$D\theta_p = 2\pi . \beta_s . \frac{N_r}{N_s} \tag{3.4}$$

Finally, if the stator tooth angle β_s^* is inferior to the rotor tooth angle β_r^*, which is usually the case in switched reluctance motors [1], the permeance remains constant as long as the opposite surface is continuous, that is during an electrical angle θ_{pc} equal to :

$$\theta_{pc} = 2\pi . \left(\beta_r - \beta_s . \frac{N_r}{N_s} \right) \tag{3.5}$$

A two-dimensional finite element computation allows to accurately calculate the mutual permeances M_{ij} and to underscore the great importance of the relative permeability μ_r. Indeed for a rather high value of μ_r (4000),

interphase coupling effects are nearly insignificant. On the contrary, if μ_r equals 1000 (that is about for a low excitation level), coupling effects are considerable, and in particular they modify the shape of the total permeance P_{ii} (which includes the mutual permeances) and its peak-to-peak amplitude (see figures 3 and 5). The values of P_0 and P_c obtained thought finite element computation are respectively equal to 44nH (for any value of μr), and 0.38μH (μ_r=4000), 0.24μH (μ_r=1000), which is very close to what has been obtained with the previous method. Figure 3 shows a comparison between the two calculation methods of P_i in the particular case when the permeance wave has a triangular shape (θ_{po}=0, θ_{pc}=0, $D\theta_p=\pi$). This figure also shows the great influence the relative permeability can have on the shape of the self permeance wave and of the mutual permeance wave.

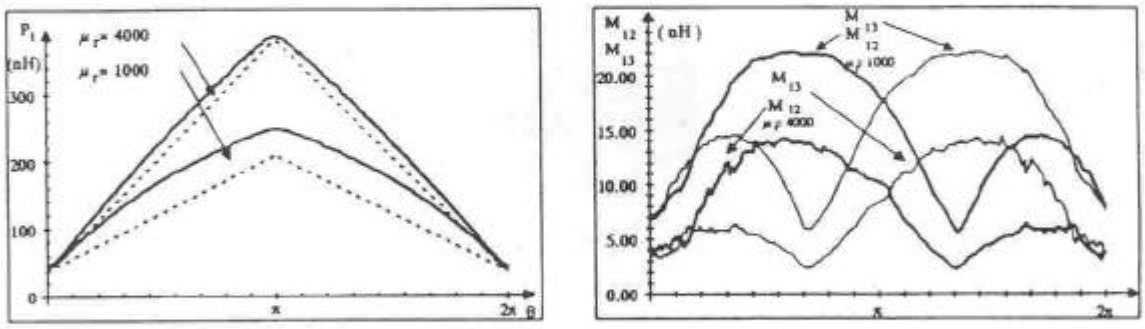


Figure -3- : Calculated wave shapes of the self permeance P_1
(dotted line for the analytical computation; continous line for the finite element method)
and (on the right) the mutual permeances M_{12} and M_{13} for μ_r=1000 and μ_r=4000

In practice, it was previously said that the three phases were connected in series and supplied with a unique current. Consequently the effective permeances are the P_{ii} defined by (2.2). The permeances have been calculated with the finite element method in the running conditions and figure 4 compares two field distributions, one obtained with single-phase supply, the other with a three-phase unique current.

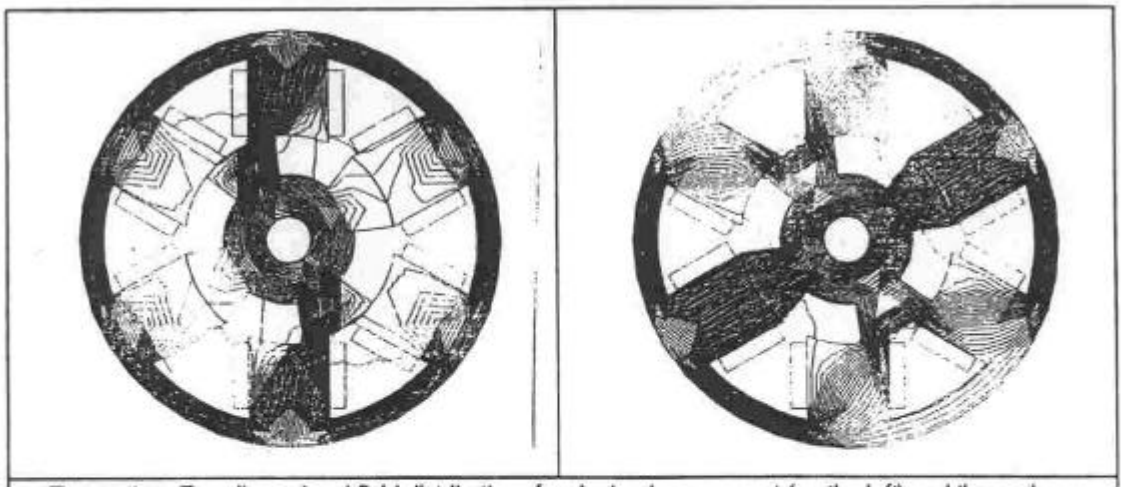


Figure -4- : Two dimensional field distributions for single-phase current (on the left) and three-phase series circuit (on the right)

We have compared the function $P_{11}(\theta)$ with the sum ($P_1(\theta)$ +$M_{21}(\theta)$ +$M_{31}(\theta)$) and noticed that the mutual permeances have an insignificant influence on the shape of the permeance wave only if the permeability is high enough (>4000). On the contrary, for smaller values of μ_r (1000 or less), the total permeance wave is very twisted and has a reduced amplitude . Figure 5 shows a comparison between the P_{ii} waveform calculated (with μ_r=500) and the P_{ii} measured. The latter have been calculated with the induced voltage values measured after synchronous demodulation (with 46 turns per phase (excitation and detection windings), an excitation current of 20 mA of

amplitude I_m at a frequency of 10 kHz). From the extreme values of the induced voltage amplitude , the values of the total permeances P_0 and P_C at unalined and alined positions have been calculated. They respectively equal 0,194 μH and 80 nH. Considering the unaccurate knowledge on the value of μ_r, the value of P_C has been rather well determined. On the contrary, the value of P_0, which has been calculated with the two-dimensional finite element method, has been underestimated with an error of -45% in comparison with the measurement.
A difference in amplitude at the alined position has been noticed for one of the three total permeances. It may be explained by the difference in lamination permeability according to the flux direction compared to the lamination direction.

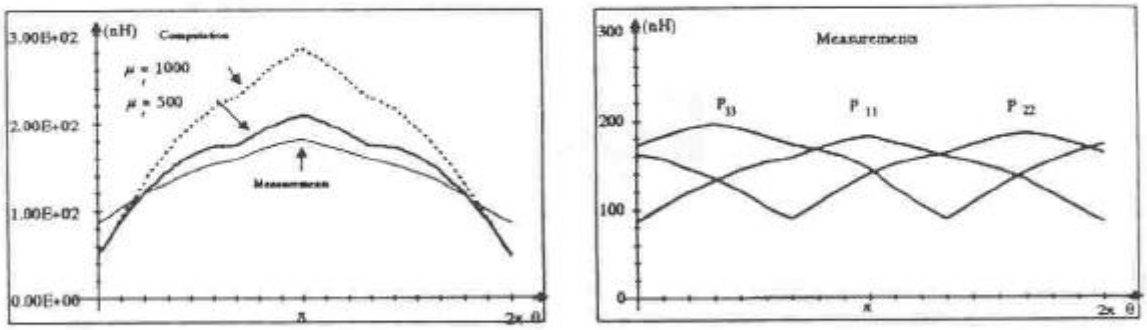


Figure 5 : Comparison between the functions $P_{ii}(\theta)$ measured and calculated (with μ_r=1000 and μ_r = 500).

4) THREE-DIMENSIONAL ANALYSIS

A three-dimensional finite element computation of the structure has been carried out and figure 7 shows the results of these calculations. The resulting inductance matrix gives the permeance of phase 1 (opposition) as : $P_o=\Sigma L_{1i}$=120nH.

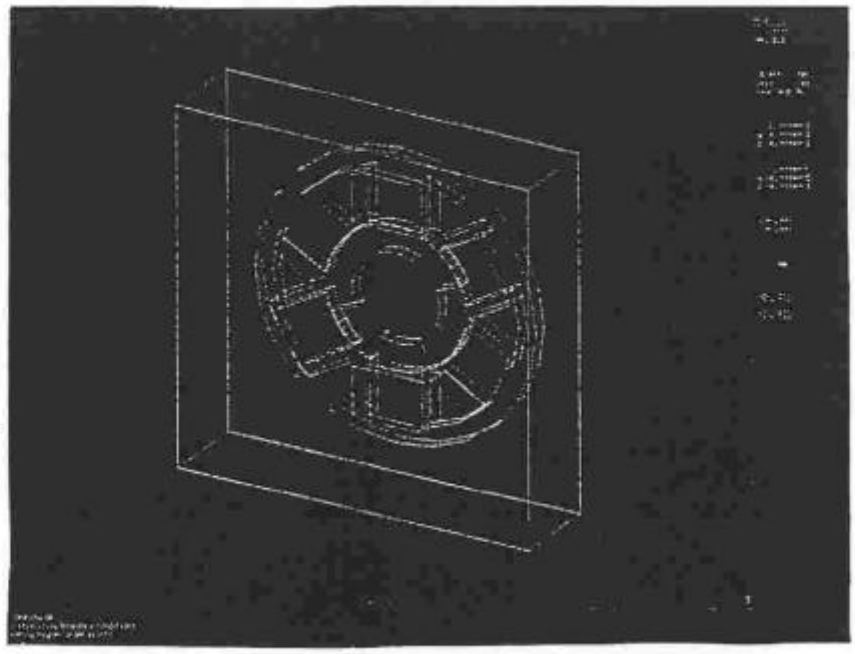


Figure 6 : 3-dimensional computation of the sensor's structure

inductance matrix

	b1	b1a	b2	b2a	b3	b3a
b1	9.09e-08	2.62e-09	-1.21e-08	2.58e-08	-1.21e-08	2.58e-08
b1a	2.62e-09	9.18e-08	2.61e-08	-1.22e-08	2.61e-08	-1.22e-08
b2	-1.21e-08	2.61e-08	2.27e-07	3.83e-08	-4.99e-08	7.99e-08
b2a	2.58e-08	-1.22e-08	3.83e-08	2.26e-07	7.99e-08	-4.99e-08
b3	-1.21e-08	2.61e-08	-4.99e-08	7.99e-08	2.27e-07	3.83e-08
b3a	2.58e-08	-1.22e-08	7.99e-08	-4.99e-08	3.83e-08	2.27e-07

3D calculation is not quite as reliable as 2D calculation. So we do not pay much attention to the exact value (120nH calculated versus 85 mesured); but this shows that end effects can not be neglected in the opposition position.

5) CONCLUSION

In this article, we have presented a low-cost position sensor aimed at the self-communation of small variable reluctance motors which uses the electromagnetic structure of the motor itself on a small width. A two-dimensional magnetic study has shown that the relative permeability of the magnetic amplitude had a considerable importance on the amplitude of the permeance wave (even for high values of μ_r), and on its shape if μ_r is small (lower 1000), which is the case when the excitation field is low. Moreover, interphase coupling effects cannot be left out as it has often been done before. The value of μ_r can absolutely not be supposed to be infinite and the main consequence is that the permeance wave is defined by the whole structure and not only by toothing shape.

Finally, the experiment of the prototype of a sensor has enabled us to verify our calculations. Differences between measurement and 2-dimensional calculations have been explained by end-effects that cannot be omitted for a short device and three-dimensional calculations have confirmed this assumption. Therefore, accurate predetermination of the characteristics of this very simple sensor requires precise electromagnetic computation and a good knowledge of the laminations permeability at low excitation level.

We thank the society L.P.M.I for the building and experiments of the sensor.

6) BIBLIOGRAPHY

[1] P.J. LAWRENSON, J.M. STEPHENSON, P.T. BLENKINSOP, J. CORDA N.N. FULTON "Variable- Speed Switched Reluctance Motors". Proceedings IEE, Vol. 127, Pt. B, No. 4, pp.253-265, July 1980.

[2] A. WELLER, P. TRAWINSKI, "Design and Control of Low Power Switched Reluctance Motors (< 1 KW)". EPE Firenze, 1991, pp. 4-001 to 4-006.

[3] B. MULTON, M. GABSI, "Influence de l'entrefer sur les performances et le dimensionnement d'un moteur à réluctance variable à double saillance et de son onduleur", 7éme colloque internat. sur les moteurs pas à pas, Nancy 1-3 juillet 1992.

[4] E. RICHTER, "Switched Reluctance Machines for High Performance Operations in Harsh Environment - A Review Paper". ICEM 1990, Vol. 1 pp. 18 à 24.

[5] D.A. TORREY, "A Comparison Between a Bifilar and a Monofilar High - Power Variable Reluctance Motor Drive", ICEM 1990, Vol. 1 pp. 60 à 65.

[6] A.V. RADUN, "High Power Density Switched Reluctance Motor Drive for Aerospace Applications", IEEE Trans.I.A. Vol.28, N°1, Jan./Feb. 1992, pp.113-119.

[7] N.H. MVUNGI, M.A. LAHOUD, J.M. STEPHENSON, "A new sensorless position detector for SR drives", Proc.IEE, 4 Int. Conf. on Power Elect. and Var. Sp. Dr., july 90, pp.249-252.

[8] S.K. PANDA, G.A.J. AMARATUNGA, "Switched Reluctance Motor Drive Without Direct Rotor Position Sensing", Annual meeting IAS-IEEE 1990, pp.525-530.

[9] D.C. HANSELMAN, R.E. THIBODEAU, D.J. SMITH, "Variable Reluctance Resolver Design Guidelines", proc. IE - CON'89, (Philadelphia) pp.203-208.

[10] B. MULTON, D. BONOT, J.M. HUBE, "Conception d'un moteur à réluctance autocommuté alimenté en courant", Congrès MOPP, EPFL Lausane 4/5 Juillet 1990,12p.

[11] D.P. TORMEY, D.A. TORREY, P.L. LEVIN, "Minimum Airgap-Permeance Data for the Doubly-Slotted Pole Structures Common in Variable-Reluctance-Motors". proc. IEEE IAS, Seattle Sept. 1990, pp. 196-200.

4.3- CAPTEUR INDIRECT À RÉSONANCE

ÉTAT DE L'ART

Les premiers autopilotages par capteurs indirects sont probablement apparus dans le cadre des commandes de moteurs pas à pas [1, Kenjo 92] dans lesquelles ils ne fallait absolument pas manquer de pas. Ces dispositifs étaient qualifiés d'«autosynchronisants». Plusieurs niveaux peuvent être distingués, de la simple vérification de pas franchi à la mesure de position permettant de choisir les angles de commutation de l'alimentation du moteur. C'est cette mesure de position qui est nécessaire et que nous mettons en œuvre pour l'autopilotage de nos moteurs.

Dans les moteurs à aimants permanents, l'exploitation des tensions induites de mouvement est aujourd'hui fréquemment utilisée. Cependant, cette méthode n'est pas viable à l'arrêt et il faut avoir recours à d'autres solutions comme celle proposée dans [2, 3, Cardoletti, Jufer 92]. Dans ce cas de moteur sans variation de réluctance, on utilise le fait que, selon la position du rotor par rapport à la phase considérée, la polarisation du circuit magnétique par les aimants modifie son inductance incrémentale. Une mesure de la pente de croissance du courant peut alors être suffisante pour choisir la bonne phase au démarrage.

Dans les MRVDS, on bénéficie de la variation naturelle de l'inductance avec la position et c'est elle qui va être exploitée sous diverses formes.

Dans [5, 6, Bass..., USA], une méthode de commande sans capteur optimisant la durée angulaire de magnétisation («dwell angle») est proposée. Cette méthode est appliquée à un petit moteur pas à pas 6/4 de 2,5 W à 1500 tr/mn. Le principe, original, est basé sur une commande en fréquence du moteur alimenté en créneaux de tension. La fréquence et l'angle de magnétisation sont ajustés en fonction de la puissance absorbée par l'onduleur (par mesure du courant moyen côté continu). L'influence de ces deux paramètres de commande a été analysée dans ces conditions de commande et leurs valeurs optimales ont été déterminées pour maximiser le rendement. La méthode ne semble cependant applicable qu'à des petits moteurs que l'on peut alimenter en tension dès le démarrage car leur résistance de bobinage limite le courant à des valeurs acceptables. On remarquera que la position n'est pas identifiée et que cette commande est proche de la boucle ouverte ; il est difficile de parler de moteur autopiloté lorsqu'il est commandé en fréquence, il s'agit plutôt d'un fonctionnement «autosynchronisé».

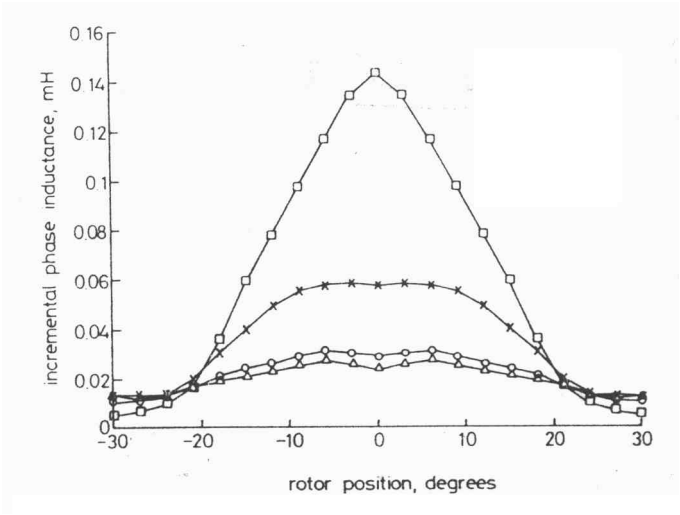
La méthode la plus traditionnelle, appliquée aussi bien pour les moteurs pas à pas que pour les moteurs autocommutés, consiste à mesurer le temps de montée ou de descente du courant lorsqu'il est régulé par découpage [4, Acarnley 85]. Rappelons que la pente de variation du courant est donnée par l'expression :

$$\frac{di}{dt} = \frac{V - R.i - \frac{d\theta}{dt}.\frac{\partial\phi}{\partial\theta}}{\frac{\partial\phi}{\partial i}}$$

où V est la tension appliquée positive (magnétisation), nulle (roue libre) ou négative (démagnétisation) selon la phase de découpage, $\frac{d\theta}{dt}.\frac{\partial\phi}{\partial\theta}$ est la tension induite de mouvement (f.e.m.) et $\frac{\partial\phi}{\partial i}$ est l'inductance incrémentale. Généralement la chute de tension résistive est négligée, alors la pente d'évolution du courant dépend de la tension appliquée, de la vitesse (f.e.m.) et de l'inductance incrémentale (elle-même dépendante du niveau de courant : voir figure 1.2.1 du chapitre 1.2). Si la vitesse est relativement faible et si le circuit magnétique est peu saturé, cette pente ne dépend approximativement que de la position. Notons toutefois que

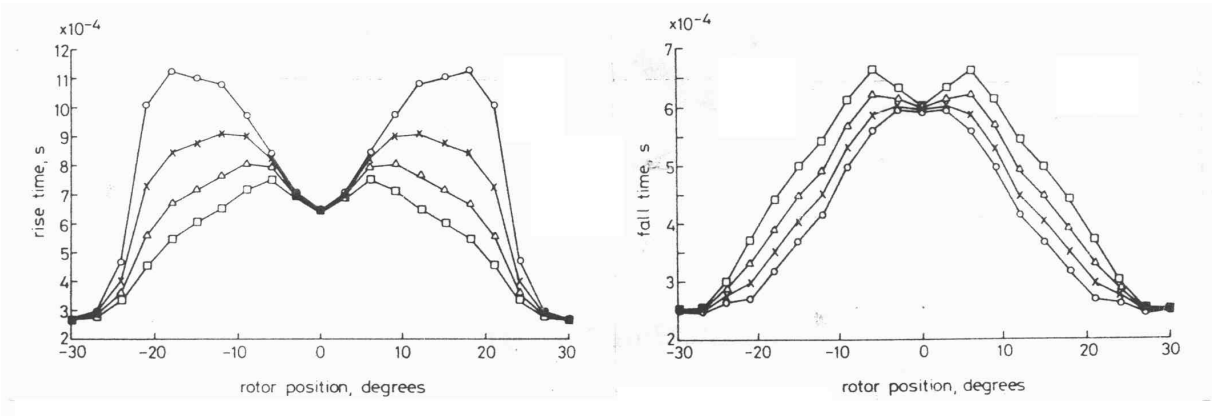
les angles de commutation recherchés, pour ces petits moteurs, sont voisins de l'angle d'opposition et de l'angle de conjonction et que, dans ces zones, la f.e.m. est justement nulle ! Aussi, avec une modulation en fourchette de courant d'amplitude Δi, le temps de montée t_r est sensiblement proportionnel à l'inductance. C'est sur ce principe de mesure de t_r que fonctionne l'autopilotage présenté dans [4]. Ce système est, malgré tout, sensible à la vitesse et la tension d'alimentation doit être stable. En outre, les angles de commutation sont figés au voisinage de l'opposition (montée) et de la conjonction (descente), ceci pénalise le rendement qui, pour être optimal, nécessite justement le réglage de ces angles (avance et durée angulaire de magnétisation).

Dans [7, Panda 90], les auteurs donnent les résultats d'une application de la méthode précédente sur un moteur Oulton 4 phases de 4 kW. La détection de position fonctionne à partir de la mesure numérique du temps de montée du courant sur la base d'un comptage sur 12 bits. Les mêmes auteurs comparent, dans [8], le rendement d'un entraînement par un moteur 8/6 de 0,1 N.m environ autopiloté indirectement par deux méthodes dites «WD» (Waveform Detection) et «PWM» (Pulse Width Modulation). Contrairement à ce que les dénominations pourraient laisser penser, la méthode WD nécessite un découpage «haute fréquence» car elle est fondée sur la mesure du temps de montée du courant (voir paragraphes précédents), alors que la méthode PWM réside dans le réglage de la durée angulaire de l'unique impulsion de magnétisation (méthode décrite précédemment dans [5, 6]]. Evidemment, la méthode WD permet de mieux optimiser le rendement car les angles de commande sont imposés ; nous avons vu, en effet, que la méthode PWM était en fait une commande en fréquence. Cependant, la solution WD atteint ses limites aux vitesses élevées pour deux raisons : la première est due au fait que la f.e.m. des phases n'entre pas en compte dans la prédétermination de tr, la seconde est liée à l'impossibilité de découper dès que la f.e.m. devient plus grande que la tension. Or nous avons vu au chapitre 2 que, pour exploiter au maximum la puissance apparente de l'onduleur, il était très intéressant d'alimenter les enroulements en pleine onde de tension c'est-à-dire sans découpage. Dans [9, 10], les auteurs précédents présentent, dans la revue IEE, la synthèse de ces études théoriques [9] puis expérimentales [10]. La figure 4.3.1 montre l'influence du niveau de courant sur l'évolution de l'inductance incrémentale en fonction de la position dans le cas d'un moteur de 4 kW dont le circuit magnétique sature.



Influence du courant sur l'inductance incrémentale. Moteur Oulton 4kW [9]
Figure -4.3.1-

La figure 4.3.2 met en évidence les effets de la vitesse sur les temps de montée et de descente du courant pour une valeur moyenne de 10 A et une bande d'hystérésis de 6 A. Notons que le convertisseur utilisé est à diviseur capacitif à un seul interrupteur par phase (voir chapitre 1.3) ; pendant la descente du courant, la tension appliquée est négative et égale à la moitié de la tension continue d'alimentation (500 V). On remarque l'effet nul de la vitesse aux positions d'opposition et de conjonction. Bien que le temps de descente soit moins sensible que celui de montée, les auteurs préfèrent utiliser la mesure de ce dernier car sa variation, en fonction de la position, au voisinage de la conjonction est plus grande et permet un réglage plus précis de l'angle de coupure.



Influence de la vitesse sur les temps de montée et de descente avec la méthode WD [9]
Figure -4.3.2-

Pour réduire les effets de la saturation (variation de l'inductance incrémentale) et de la vitesse, les auteurs proposent d'effectuer une alimentation en courant haché faible niveau dans les phases inactives mais cette possibilité n'est pas utilisée. L'expérimentation montre que le principe d'autopilotage donne des résultats satisfaisants même en alimentation pleine onde où l'on continue à mesurer le temps de montée du courant.

Dans [11, Egan 91], une amélioration de la méthode précédente a été proposée dans le but d'éliminer les effets des variations de la tension continue d'alimentation, des couplages entre phases et des bruits de commutation. Le courant d'alimentation et la tension appliquée sont filtrés. La tension est intégrée pour obtenir le flux. Le courant et le flux subissent une démodulation synchrone à la fréquence de découpage (le signal de démodulation est le flux lui-même). Ensuite, le flux est divisé par le courant, ce qui permet de déterminer l'inductance en fonction de la position. Ceci présuppose que le circuit magnétique n'est pas saturé. Pour réduire les effets de couplage entre phases, il est suggéré de découper à des fréquences différentes sur chaque phase.

En 1988 au congrès IEEE IAS, une méthode de détection par injection, par l'onduleur, d'impulsions de diagnostic dans les phases non alimentées a été montrée [12, MacMinn 92]. Avec de courtes impulsions de tension (durée ΔT), les valeurs de courant (amplitude Δi) atteintes sont inversement proportionnelles à la valeur de l'inductance :

$$V \approx L(\theta).\frac{\Delta i}{\Delta T}$$

Les valeurs mesurées du courant sont comparées à des seuils qui permettent de définir des signaux logiques. Un diagramme de tous les états et des transitions possibles est établi pour définir la stratégie de démarrage et le séquencement en rotation. En outre, les mesures de courant sont réalisées avec des transistors MOS à miroir de courant, ce qui permet de dire que le système n'utilise aucun capteur.

Dans [13, 14, Mvungi 90], est présentée une méthode proche de la précédente dans le sens où elle consiste à injecter des impulsions de tension dans les phases inactives par le biais de l'onduleur lui-même. La différence essentielle réside dans le fait qu'à chaque impulsion, en plus du courant, la tension est mesurée et intégrée pour déterminer le flux (à la chute ohmique près). La connaissance du flux et du courant permet d'obtenir la position du rotor en adressant une table mémorisée contenant les caractéristiques du moteur concerné. On s'affranchit ainsi des variations de la tension d'alimentation, des chutes de tension dans les semi-conducteurs ; en outre, les effets de la saturation magnétique et de la vitesse sont implicitement pris en compte. La méthode est appliquée à un moteur 4 phases, de 1 kW, alimenté par 4 demi-ponts asymétriques. Les mesures de tension aux bornes des phases sont effectuées en mode différentiel. Au démarrage, des impulsions sont générées dans deux phases afin de connaître la position absolue. La fréquence des impulsions est de 3,3 kHz ; ceci donne une résolution satisfaisante de la mesure angulaire à basse vitesse. Aux moyennes vitesses, le nombre d'impulsions étant insuffisant, une interpolation est effectuée en tenant compte de la vitesse. La méthode ne peut être appliquée à vitesse élevée et les auteurs changent de stratégie : ils mesurent, cette fois, le courant dans la phase excitée ; ceci permet de travailler sans «fenêtre» d'observation. Notons que, pour ne pas perturber le fonctionnement (couple frein), l'amplitude maximale du courant de diagnostic vaut 1,3% du courant nominal. Le principal problème rencontré est dû aux couplages magnétiques entre phases : en effet, même si ceux-ci sont faibles, les valeurs du flux mutuel produit par la phase alimentée ne sont plus négligeables devant les faibles valeurs du flux de diagnostic.

Dans [15], les auteurs du M.I.T. mettent en œuvre une méthode par observateur d'état pour déterminer la position, la vitesse et le flux dans un moteur Vernier triphasé à grand nombre de dents (Nr = 141). La tension et le courant sont mesurés dans chacune des phases et sont «injectés» dans un modèle d'état nécessitant la connaissance des paramètres du moteur (résistance et inductance en fonction de la position angulaire) et des paramètres mécaniques (amortissement visqueux et moment d'inertie). Le circuit magnétique est supposé non saturable, ce qui simplifie le problème. Le courant calculé par le modèle est comparé au courant mesuré et l'on régule les sorties du modèle (position, vitesse et flux) pour annuler l'erreur sur l'estimation du courant. Les calculs sont effectués sur un processeur 68000 et la fréquence d'échantillonage vaut 1500 Hz. Les temps de réponse semblent relativement longs et la puissance de calcul, nécessaire pour résoudre le problème avec un modèle réaliste de caractéristiques magnétiques, est encore prohibitive. Seuls des résultats d'estimation, avec autopilotage par capteur direct de position, sont présentés.

Enfin, la dernière famille de capteurs indirects est basée sur l'injection d'une porteuse haute fréquence dans les enroulements non alimentés. Comme la phase analysée n'est pas alimentée, le niveau d'excitation est faible et il y a peu d'effet de saturation. Les auteurs de [16, Eshani 92] utilisent une modulation de fréquence. Dans le montage proposé, l'enroulement testé fait partie d'un oscillateur dont la période est sensiblement proportionnelle à la valeur de l'inductance. La variation de fréquence est exploitée pour mesurer la position angulaire grâce à un microcontrôleur 8748. Le convertisseur est en demi-ponts asymétriques

alimentés sous 300 V : aussi la connection aux circuits électroniques de mesure pose-t-elle un problème. Celui-ci est résolu grâce à l'emploi de commutateurs analogiques haute tension à commande optique (BOSFET de International Rectifier). La principale limitation rencontrée est liée à la disparition de la fenêtre d'observation à haute vitesse. Dans [17, Eshani92], différentes techniques de modulation sont présentées : modulations de fréquence, de phase et d'amplitude, modulations, bien sûr, liées à la variation d'inductance du bobinage testé. Pour l'étude, le modèle électrique de la phase est constitué d'une résistance en série avec une inductance variable. Les auteurs analysent, plus particulièrement, la modulation de phase. L'excitation est à fréquence fixe, ici 5 kHz, et est distribuée successivement dans les phases par l'intermédiaire d'un multiplexeur analogique. Pour réduire les perturbations dues au découpage, les signaux sont filtrés ; cela limite ainsi la fréquence d'excitation à une valeur inférieure à la fréquence de découpage. Notons que, dans une modulation à fréquence fixe, la résolution maximale sur la mesure de position est directement liée à cette fréquence.

Enfin dans [18], les auteurs précédents mettent à profit les couplages entre phases pour identifier la position dans le cas d'un moteur tétraphasé 8/6. La tension induite est mesurée aux bornes de l'enroulement de la phase en quadrature avec celle alimentée, tandis que le courant est mesuré dans cette dernière. On utilise alors la relation de couplage pour déterminer la position. La mesure étant faite à la fréquence de découpage, on obtient une très bonne immunité contre les perturbations de commutation. Les problèmes posés par la saturation du circuit magnétique (voir chapitre 1.2.1) ne sont pas évoqués, pas plus que ceux liés au fonctionnement haute vitesse sans découpage et sans fenêtre d'observation.

TRAVAUX DU LÉSiR

Le problème de l'autopilotage par capteur indirect d'un MRVDS s'est posé pour nous, dans le cadre du contrat **CTR 6**. Il s'agissait alors d'une application de faible puissance alimentée en très basse tension dans un environnement difficile.

Partant des contraintes de l'application (assez forte variation de la tension continue), de nos connaissances sur le capteur à réluctance variable (chapitre précédent) ainsi que sur l'état de l'art, nous avons choisi une méthode de détection indirecte de position par injection de signaux bas niveau et haute fréquence. Le dimensionnement de l'alimentation électronique permettait de conserver une plage angulaire sans courant suffisante (fenêtre d'observation) pour appliquer une méthode d'injection. Pour des raisons de simplicité de traitement, nous avons choisi une modulation d'amplitude. Cependant, la variation d'inductance de ce moteur non saturé est assez faible (environ de 1 à 4) ; en outre, l'excitation à faible niveau et haute fréquence réduit encore cette variation (diminution de la perméabilité du fer : voir chapitre précédent). Afin d'avoir une variation suffisante de la tension (pour une excitation en courant), nous avons mis au point une méthode résonnante **[B7]** qui nous a permis d'accroître considérablement la sensibilité de la détection. L'article **[C12]**, reproduit à la fin de ce chapitre, montre le principe de la méthode et ses avantages. Dans le chapitre 2, le modèle équivalent d'une phase du moteur est montré : on peut remarquer l'influence très importante du niveau d'excitation de la porteuse, comparativement avec le niveau "normal" d'excitation d'alimentation, ainsi que l'influence de la fréquence. Nous évoquons ici un problème complètement ignoré par les auteurs précédents et, pourtant, fondamental pour la bonne prévision du fonctionnement. Nous montrons ensuite l'influence de la fréquence sur la résistance série équivalente qui croît à cause des effets magnétiques (courants induits et modification de la répartition du courant dans les conducteurs). Selon le type de démodulation effectuée (amplitude, synchrone en phase ou en quadrature), la variation de signal est proportionnelle à la variation d'impédance, d'inductance ou de résistance. Nous remarquons que la variation d'inductance est très faible mais, par souci de stabilité en température, c'est

elle que nous exploitons. Nous nous réservons l'étude et l'utilisation des effets résistifs pour plus tard. Afin d'amplifier la faible variation d'inductance à la fréquence d'excitation (30 kHz) choisie pour avoir une résolution satisfaisante à la vitesse maximale, nous avons connecté, en série avec le bobinage, un condensateur. Celui-ci permet d'annuler sensiblement la réactance pour une position particulière, en l'occurrence, l'opposition. Le système d'autopilotage fonctionne bien mais il requiert une bonne immunisation contre les perturbations de découpage sur laquelle P. Laurent travaille encore dans le cadre de sa thèse **[TH 6]**. En outre, il étudie d'autres possibilités pour permettre la mesure de position en l'absence de fenêtre d'observation.

ARTICLE [C12]

"Sensorless Rotor Position Analysis Using Resonant Method for Switched Reluctance Motor"
IEEE Annual Meeting Industry Appl. Society, Toronto, 2-8 Oct. 1993, Vol. 1, pp.687-694.

SENSORLESS ROTOR POSITION ANALYSIS USING RESONANT METHOD FOR SWITCHED RELUCTANCE MOTOR

1993 IEEE Industry Application Society Annual Meeting

P. LAURENT, M. GABSI, B. MULTON
L.E.S.I.R URA CNRS D1375
ENS Cachan 61, Avenue du Pdt Wilson 94235 CACHAN CEDEX FRANCE

ABSTRACT

Discrete position sensors are undesirable in our automotive applications. We are looking for a sensitive, simple, robust and low cost sensing method for the positioning of a rotor in a doubly salient motor.

This paper describes an experimental modeling of the stator phase with regards to the frequency and amplitude of a sinusoidal carrier and an original method based on the principle of inductance measurement in the unenergized phase.

A series resonant circuit R L(θ) C is used . L(θ) is the phase inductance varying with the rotor position. The capacitor value is determined by $L_o.C.\omega^2_{carrier} = 1$ **(Lo is the minimum phase inductance).**

The resonant circuit is supplied by a high frequency sinusoidal current generator. A synchronous demodulation technique, based on the extraction of the maximal amplitude, gives us a voltage signal. This component is a direct measure of the angle linked to the phase inductance.

The advantages of this method are its simplicity, low cost and robustness. But above all it is the fact that it amplifies the phenomenon of inductance variation, thereby enhancing the accuracy in the measurement of the position angles.

I. INTRODUCTION

The SRM torque is developed by controlling the magneto motive force in accordance with the reluctance variation. The energizing of phase windings must be synchronized with the rotor position. So it requires an angular position sensor.

Physical position sensors are undesirable in our automotive application because of hard environment, assembly problem and cost requirement. We are looking for sensitive, simple, robust and low cost technique to determine the rotor position for a doubly salient motor.

Several methods already studied can be divided into two principal families: one that computes the power converter signal such as induced voltage and intensity and the other that use low level high frequency wave signal.

For the first family we can find:

- The detection of the rotor position by monitoring the current waveforms [1] : difficulties are due to the influence of motor speed, Ohmic and electromagnetic losses, switching noise and converter voltage ripples.

- The generation of a negative torque by injecting a diagnostic pulse in the unenergized phase [8] and limited resolution with speed increasing.

- A sophisticated method based on a state observer. A fast powerful processor is needed to do real time computation [6]

- Methods based on measuring the mutually induced voltages [4]. This method requires significant interphase coupling variation versus the rotor position. The second disadvantage is the magnetic saturation influence.

In the second family:

- Methods based on modulation techniques: phase, amplitude, or frequency modulations [2],[3]. Usually, a sinusoidal current is applied to the phase coil and we note the phase and amplitude variations of the corresponding voltage due to the varying inductance. The main advantage of these methods lies in the nonsensitivity with regard to the speed effect upon the corresponding demodulated signal.

But the relative sensitivity of the method is directly dependant on the amplitude variation of the phase inductance between the two main positions of the machine (aligned position=maximun inductance; unaligned position=minimum inductance). This problem is critical in our application because of the large airgap of the machine. In this paper we will show how to increase the accuracy of these methods by a resonant application.

0-7803-1462-x/93$03.00 ©1993IEEE

II. MODELING

In most modulation and demodulation techniques the position information will be dependant either on the modulus, the resistance or the reactance parts of complex stator phase expression (in our case we use an amplitude demodulation by measuring the impedance modulus).

Then, a simple comparison with a reference voltage allows for the determination of a particular position (here the unaligned one). In this part we will show the influence of the amplitude and the frequency test carrier upon the phase model parameters. In order to simplify the study we have chosen a serial R-L model for the stator phase. (in low frequency measurement R corresponds to the Ohmic resistance of the coil and L the phase inductance). At first we will compare the value of these parameters under high frequency and power feeding conditions.

II.A. Inductive parameter

A first identification is provided by means of an alternating current source at 50 Hz, 3A rms and a second one with a high frequency carrier (5kHz and 30kHz 20 mA rms.). The result of this identification is indicated in figure 1. The two model parameters are computed thanks to a KAPP triangle method.

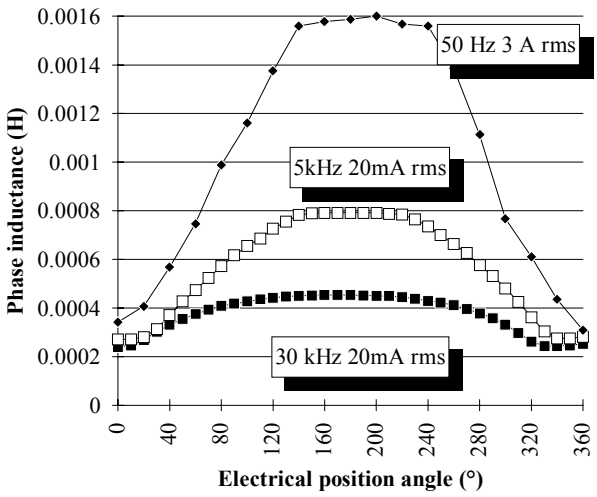


figure 1 : influence of frequency and current level upon the serial inductive parameter L.

We see in figure 1 that the variation of the inductive parameter decreases under high frequency and low level current measurement conditions. The reason for the inductance decrease with a low level current is probably the diminution of magnetic material permeability [10]. So this problem is less important at unaligned position because of the low magnetic flux level (machine fed with a high frequency current generator 20 mA rms.).

So we have studied the frequency influence upon the serial model inductance for the two main rotor positions:

- the unaligned position (rotor angle=0 °)
- the aligned position (rotor angle =180°)

Under high frequency conditions (figure 2) the reactance parameter decreases because of the influence of the winding capacitor. This limits the range of the test signal used for the modulation and induces a limitation upon the angular resolution (the reactance becomes capacitive from 100kHz).

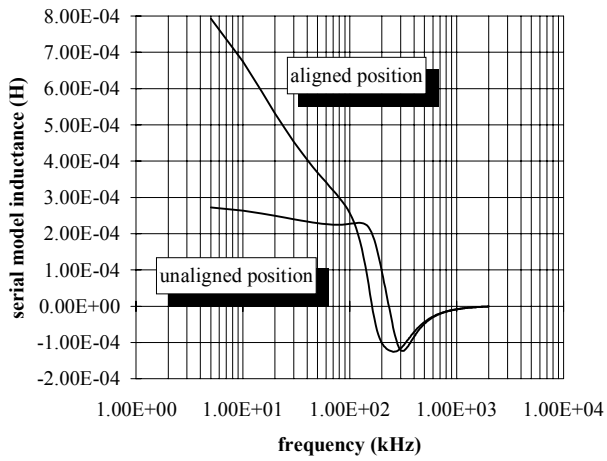


figure 2 : Influence of frequency upon the serial inductive parameter :condition 20mA rms.

II.B. Resistive parameter

The resistive parameter of our R-L model is also dependant on these measurement conditions. This is shown in figure 3.

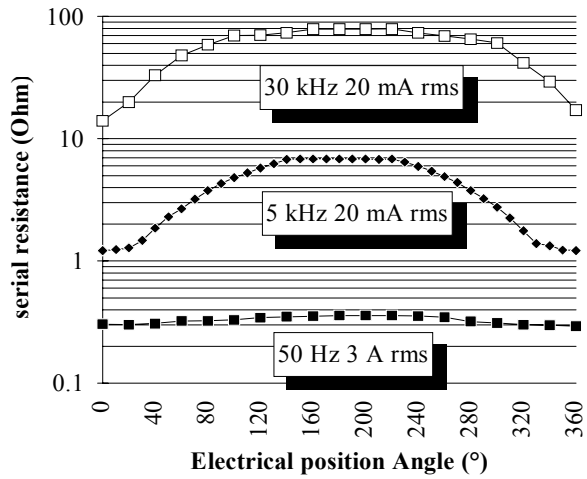


figure 3: influence of frequency and current level upon the serial resistive parameter R.

Here we can see that the resistive parameter will increase with the frequency identification signal either at the aligned

or the unaligned position. We can explain this phenomenon with the magnetic losses and the closeness between wires.

In figure 4 we have also studied the frequency influence upon the serial resistor parameter for the two main rotor positions.

We can notice that the measurement of the resistive parameter gives information about the rotor position up to 100kHz.

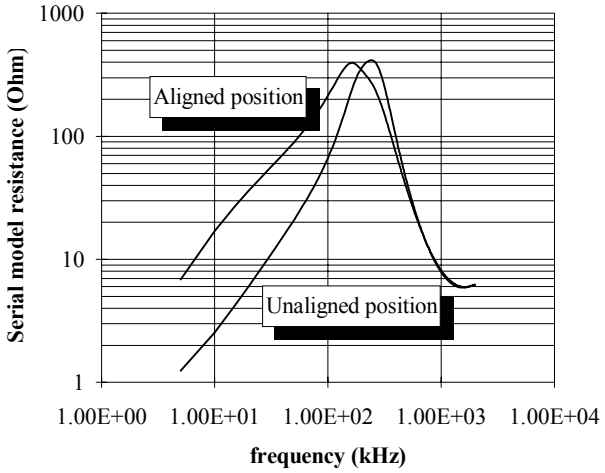


figure 4: influence of carrier frequency upon serial resistive parameter.

In figure 5 we compare the relative variation of the modulus of the phase impedance, the resistive and the reactive parameter models between aligned and unaligned position versus the carrier frequency choice. We notice that the most sensitive measurement is obtained by using the resistive parameter variation instead of the inductive one (maximum variation of R aligned/R unaligned≈6.8 for the best carrier condition:10kHz).

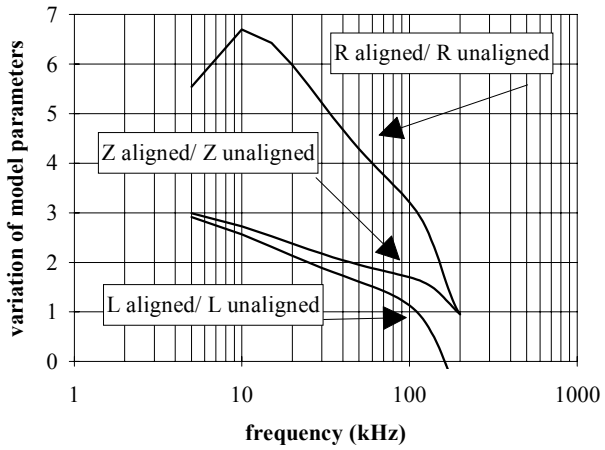


figure 5: relative variation of the three model parameters between aligned and unaligned position versus carrier frequency (condition: 20 mA rms.)

We can conclude that a good choice of the carrier frequency will magnify the amplitude of the demodulated voltage finally obtained.

Besides, the frequency value of the carrier determines the position measurement resolution. So a sufficient frequency value is required in accordance with the maximum speed..

If Ω describes the mechanical rotor speed (rpm) and N_r the number of the rotor poles (Nr=4 in our application) the electrical frequency is F_e:

$$F_e = \frac{\Omega . N_r}{60} \quad \text{(ex: 200Hz at 3000 rpm)} \qquad (1)$$

$$\omega_e = 2.\pi.F_e \text{ electrical pulsation}$$

In the case of a q phase machine, the duration of each scanning window is Tscan (s):

$$T_{scan} = \frac{1}{q.F_e} \quad \text{(ex:1.66 ms for 3 phases and 3000 rpm)}$$

Then, each period of the high frequency injected carrier provides one point of position measurement so the global resolution Np (number of points per supply window) is:

$$N_p = F_{carrier}.T_{scan} = \frac{F_{carrier}.60}{q.\Omega.N_r} \quad (2)$$

So the resolution of the measurement will linearly increase with the carrier frequency. There is a contradiction between the position resolution and the maximum demodulated voltage variation regardless of aligned and unaligned rotor position.

III. INDIRECT RESONANT ROTOR POSITION SENSING PRINCIPLE

The main disadvantage of this method is the low variation of the measuring signal as a function of the rotor position. In order to increase this variation (ex. Laligned/Lunaligned=2,3 at 30 kHz) we propose to virtually increase this variation by the local adjunction of a negative reactive term in the unaligned position. This can be carried out by using a RLC resonant circuit. It gives us a measuring signal which varies significantly with the rotor position and thereby enhances the accuracy resolution in the measurement of the position angles.

A series resonant circuit RL(θ)C is used [5].

L(θ) is the phase inductance value varying with the rotor position.

The resonant capacitor value is determined in order to obtain : $L_o.C.\omega_{carrier}^2 = 1$ (3)

Lo: the minimum inductance (unaligned position);

$$\omega_{carrier} = 2.\pi.F_{carrier}$$

By measuring the voltage Ulc (figure 6), we can detect a particular position. In our machine the inductance variation versus the rotor position can be modeled by a trapezoidal shape (see figure 1). So, we decided to adjust the resonant circuit on the unaligned position which appears very clearly. The resonant circuit is supplied with a high frequency sinusoidal current generator.

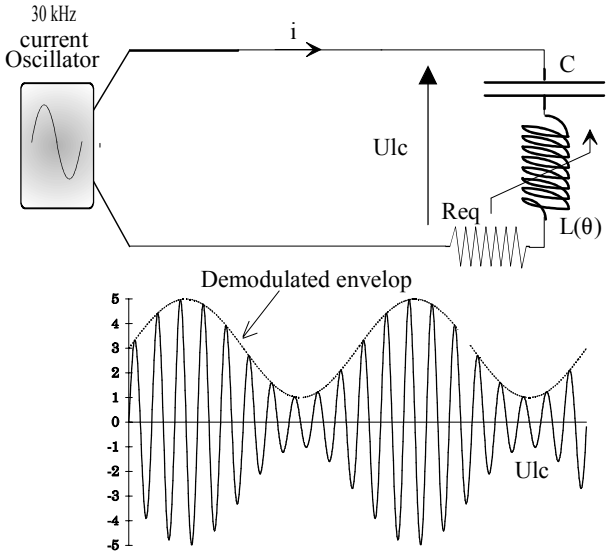


Figure 6: Basic scheme of the measure method

Udemodulated is obtained by a synchronous demodulation technique based on the extraction of the Ulc maximal amplitude. This component is a direct measure of the angle linked to the phase modulus parameter. The minimum of Udemodulated corresponds to the unaligned position

$$(L_o.C.\omega_{carrier}^2 = 1).$$

We will compare two modulation methods with or without use of the resonant circuit.

With this R-L classic method:

The impedance of the serial circuit is determined by:

$$Z(s) = Req(\theta) + L(\theta).s$$

where s is Laplace's operator.

At aligned position:

$$|Z| = Z_{max} = \sqrt{R_{max}^2 + (L_{max}.\omega_{carrier})^2}$$

At unaligned position:

$$|Z| = Z_0 = \sqrt{R_o^2 + (L_o.\omega_{carrier})^2}$$

So the maximum relative variation of the impedance is :

$$\frac{Z_{max}}{Z_o} = \sqrt{\frac{R_{max}^2 + (L_{max}.\omega_{carrier})^2}{R_o^2 + (L_o.\omega_{carrier})^2}} \approx 2.2 \text{ (cf fig 7, 30kHz)} \quad (4)$$

With our R-L-C method:

The impedance of the resonant circuit is determined by:

$$Z(s) = \frac{1}{Cs} + L(\theta).s + Req(\theta) = \frac{1 + L(\theta).C.s^2}{Cs} + Req(\theta)$$

At resonant frequency⇔unaligned position:

(L(θ)=Lo and $L_o.C.\omega_{carrier}^2 = 1$): Zo=Ro

At aligned position

(L(θ)=Lmax=Lo+ΔL)

$$Z_{max} = \sqrt{R_{max}^2 + (\Delta L.\omega_{carrier})^2}$$

So the relative variation of the impedance is:

$$\frac{Z_{max}}{Zo} \approx \sqrt{\frac{R_{max}^2 + (\Delta L.\omega_{carrier})^2}{R_o^2}} \approx 6.8 \text{ (cf fig 7, 30kHz)} \quad (5)$$

III.A. Choice of the carrier frequency

We have already noticed that there was a compromize between sensitivity and resolution in the choice of the carrier frequency. On figure 7 we show the influence of the frequency upon the sensitivity of position measurement for the two main positions between the RL and the RLC method.

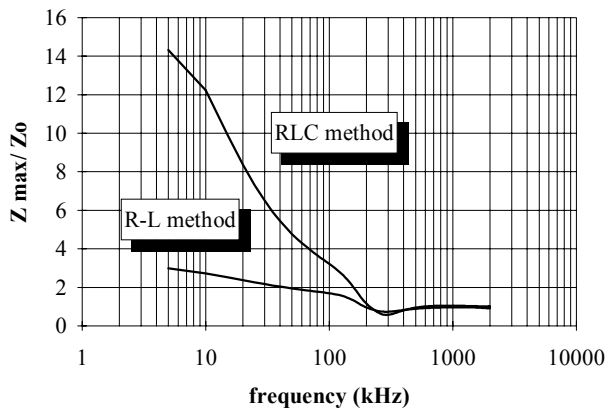


Figure 7: Influence of carrier frequency upon measurement sensitivity.

We have chosen a 30 kHz carrier signal. The corresponding demodulated voltage variation is about 2.3 (figure 7) for the R-L method and 6.8 for the RLC one and the minimum resolution is 50 points per scanning window at the highest speed (3000 rpm) (highest speed is the worst case for the position resolution). This gives us a numerical position resolution of 2.4 electrical degrees per point at this highest speed.

The RL(θ)C method amplifies the equivalent inductance variations and improves the measurement resolution .In figure

8, we present the $\frac{|Z|}{Zo}$ theoretical variation in the case of the resonant method and (R,L) classic method [2] without resonance.

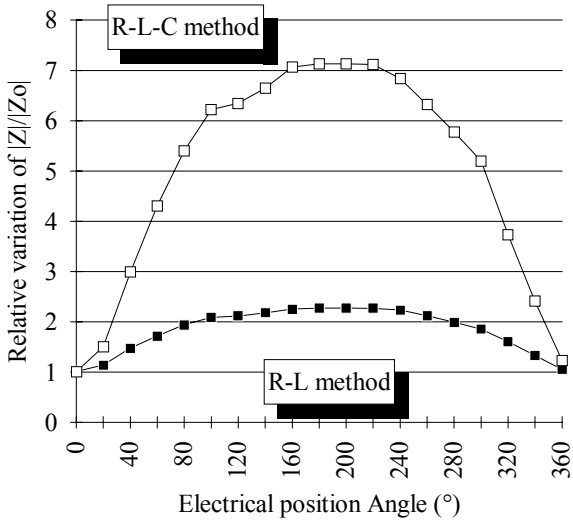


Figure 8: Theoretical |Z|/Zo variation for a R-L and R-L-C method (30kHz).

However, the damping coefficient is still limited by the unaligned resistive parameter which corresponds to the magnetic losses.

III.B. Speed influence

The influence of speed effects is reduced because of this serial model resistor containing magnetic losses (iron and copper). The magnetic loss effect is higher than the Ohmic coil and the speed equivalent ones.

The magnetizing equation is described as follows:

$$U_{lc} = (R_{dc} + R_{magnet}).i + i.\omega_e.\frac{dL}{d\theta} + L(\theta).\frac{di}{dt} + \frac{1}{C}.\int i.dt \quad (6)$$

i designates the carrier current, R_{dc} the coil resistor and θ the electrical angle;

we put: $R_{eq} = R_{dc} + R_{magnet} + \omega_e.\frac{dL}{d\theta}$

R_{magnet} represents the sum of electromagnetic losses.

In this equation, the speed influence term is given by :

$$\omega_e.\frac{dL}{d\theta}$$

w_e is the electrical pulsation. If we adopt a trapezoidal model for the parameter inductance :

$$\frac{dL}{d\theta} \approx \frac{\Delta L}{\Delta\theta} = \frac{L_{aligned} - L_{unaligned}}{\frac{2.\pi}{3}}$$

The $\omega_e.\frac{dL}{d\theta}$ term can be compared with a serial resistor parameter. In the worst case of the application (Ω=3000 rpm) this parameter value is 0.2 Ohm. So we can reasonably not take it into account with regard to the minimum model resistor value (14Ω at 30kHz: figure 3).(same results for experimentation.)

III.C. Shifting of the resonant point

When using a SRM in large ranges of speeds it may be useful to advance the ignition angle of the phase before the total unaligned position. We can also shift the minimum of the demodulated voltage by changing the carrier frequency (it modifies the resolution) or the serial capacitor value. We present on figure 9 and figure 10 an example of this technique for a 30kHz and 100kHz carrier.

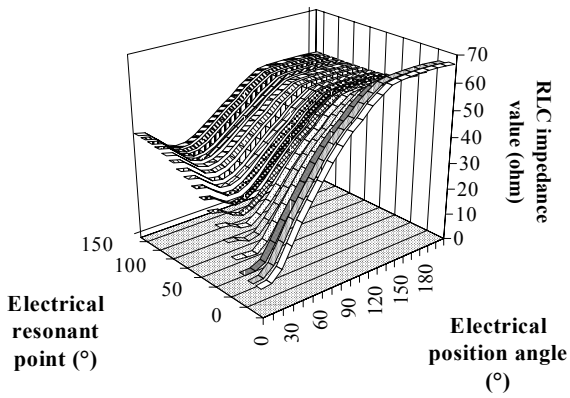


Figure 9: Influence of the resonant point position upon the RLC model impedance (frequency carrier=30kHz).

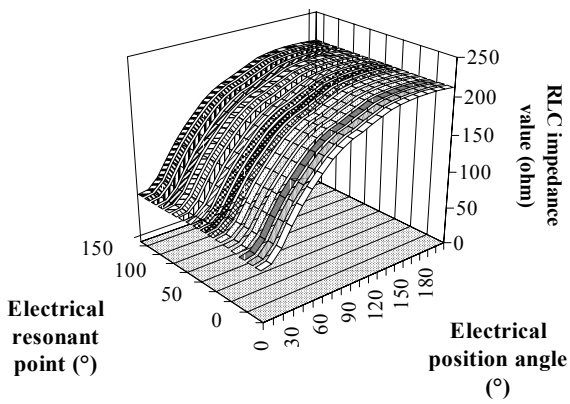


figure 10: Influence of the resonant point position upon the RLC model impedance (frequency carrier=100 kHz).

We can notice in figure 10 that the shifting method has no influence upon the RLC impedance in this case. This means that the relative variation of the model impedance is no longer dependant on the inductive parameter variation but depends on the resistive parameter only.

IV. EXPERIMENTAL RESULTS

IV.A. Position measurement

This method was tested with a 3 phase SRM (6/4, 0.1N.m, 3000 rpm) with bifilar windings.

Without feeding the SRM (rotation is provided by a DC motor), the indirect position signal is available as shown in figure 11.

To determine the rotor position and so synchronize the power feeding in the stator phase we scan the phase which is about to be energized.This can be done by means of the HF carrier through the analog demutiplexer and multiplexer. As soon as the unaligned position is found (voltage comparator) the 3 state counter provides the phases drive signal toward the power the converter to supply the actual scanned phase. At the same time, the next phase is also scanned.

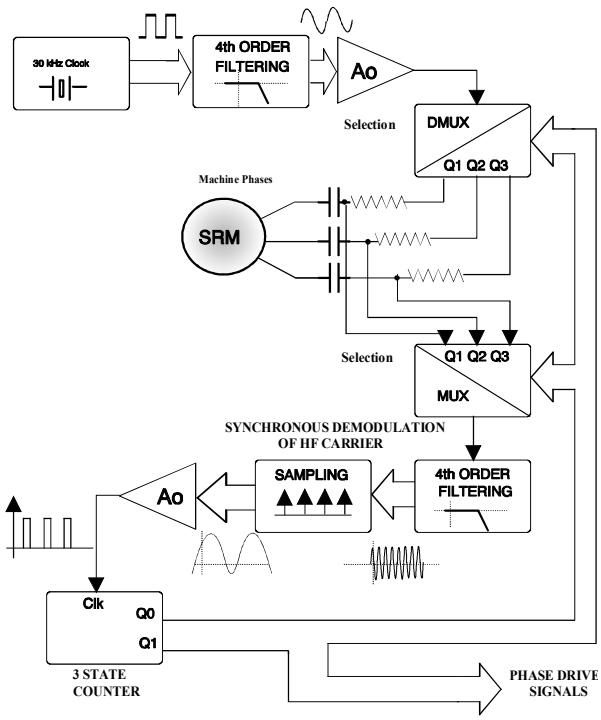


Figure 11: Block diagram of position control

We can also compare the two corresponding modulated carrier voltages for each method. This is shown in figure 12 for the R-L and RLC method (for a 30kHz carrier).

With the RL method the maximum relative variation is about 2.2. This is not sensitive enough for a correct determination of the rotor position because the unaligned position is not defined well enough.

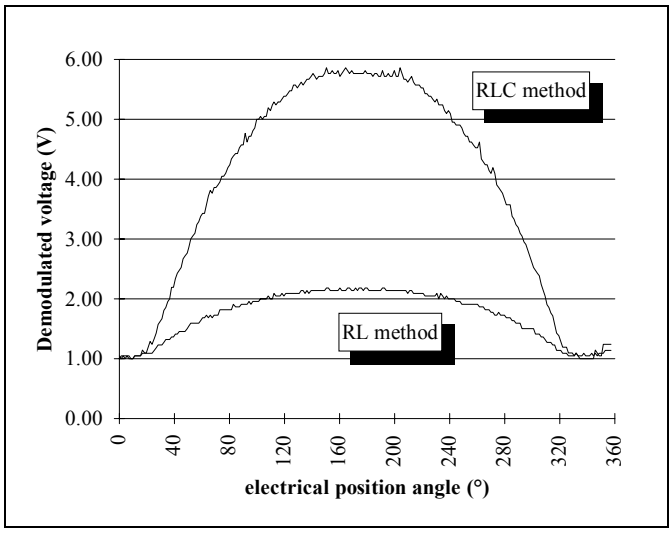


figure 12: example of demodulated carrier voltage for a R-L and a RLC method (carrier=20kHz , 20 mA rms., 3000rpm)

Thanks to the resonant circuit, the maximum relative variation is about 6.5. It becomes sensitive enough especially at the unaligned position. So the accuracy is locally increased.

IV.B. Electrical perturbations

When the phases are supplied in pulse width modulation mode or with self switching control [12], converter switching noise appears in the demodulated voltage and the signal becomes polluted (in figure 13).

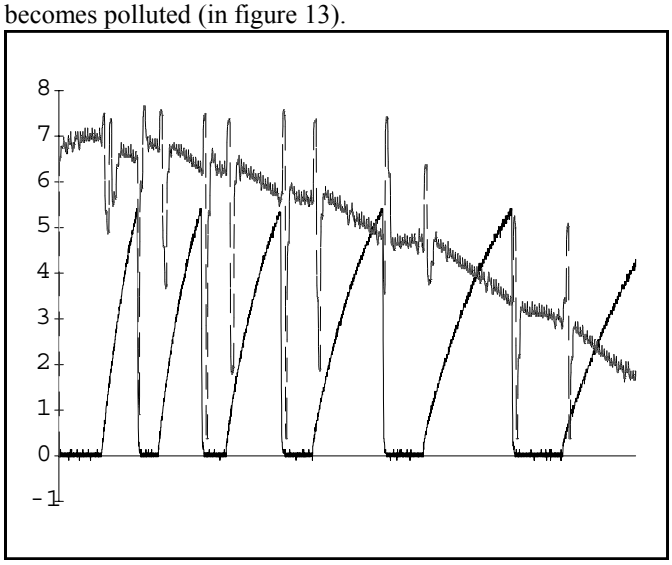


figure 13: demodulated signal before locking of the sampling circuit and shape of the current in the magnetizing coil.

We can synchronize the carrier feeding with the converter commutation or we can lock the sampling circuit (synchronous demodulation section figure 10) at each switching time instant.

These switching times can be determined by observing the demagnetizing diode voltage and a simple logic controls the sampling circuit (figure 14)

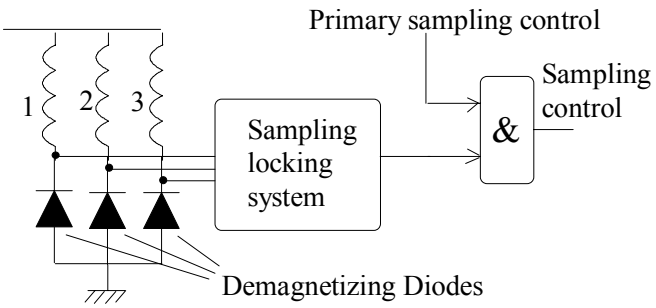


Figure 14 : Description of the logic control for the noise elimination.

This enables us to avoid the use of a classic filtering circuit fed with the demodulated voltage which limits the dynamic response of the position measurement (position error due to phase shift of the filtering unit).

The demodulated signal is also locked during the switch commutation (about 5µs) and then there are no more errors transmitted to the position comparator (Ao in figure 10).

Figure 15 shows the demodulated signal after locking the sampling circuit.

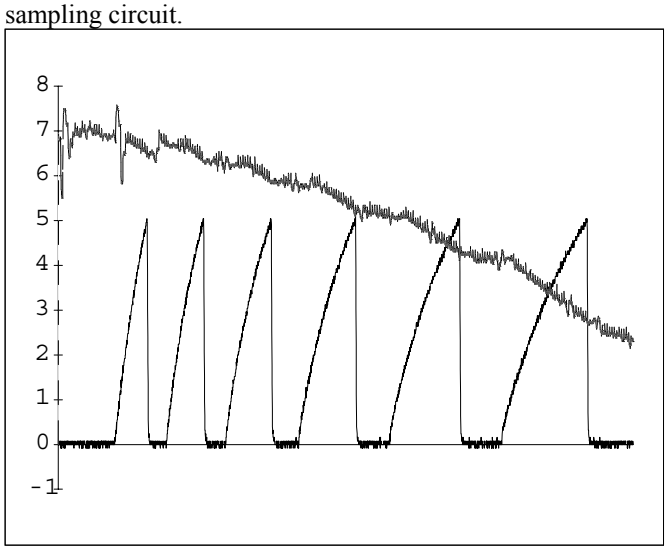


Figure 15: demodulated signal after locking of the sampling circuit and shape of the current in the magnetizing coil.

We can see that with this locking method the switching noise has relatively no influence upon the demodulated signal.

V. FUTURE RESEARCH

One problem of the method lies in the fact that we need a scanning window to determine the position. We will try to apply the process even if all phases are fed at the same time.

At the moment we are studying

- the position measurement by mains of the only resistive parameter (very high frequency carrier).
- the influence of temperature upon this last parameter and the induced effect upon the final demodulated voltage.
- the influence of the phase turn number on the resistor and the capacitor values and the suitable carrier frequency.

VI. CONCLUSION

The main disadvantage of the classical method using carrier injection lies in the low variation of the measuring signal with the rotor position especially under high frequency and low magnetic field level.

We have seen in the first part that an experimental identification was necessary to choose the best parameter model in the position measurement.

This allows for the optimal choice of the frequency which gives us a reasonable compromize between sensitivity and resolution. If high speed is required, carrier frequency has to be increased, however, coil impedance becomes capacitive. So it is no longer possible to exploit inductive variations of our model.

Finally, shifting the resonant point gives results as long as the reactive parameter remains a preponderant term in the impedance model.

In that case, we can consider to use equivalent resistor variation (Rmagnet mainly) versus the rotor (figure 5).

ACKNOWLEDGMENT

The authors wish to thanks Mr J. PARATGE for building the SRM prototype machine.

REFERENCES

[1] P.P. ACARNLEY, R.J. HILL, C.W. HOOPER
"Detection of Rotor Position in Stepping and Switched Motors by Monitoring of Current Waveforms", IEEE IE-32, N°3, august 1985, pp.215-222.

[2] M. EHSANI, I. HUSAIN, A.B. KULKARNI
"Elimination of Discrete Position Sensor and Current Sensor in Switched Reluctance Motor Drives" IEEE Trans.I.A., Vol.28, N°1, Jan./Feb.1992, pp.128-135.

[3] M. EHSANI, S. MAHAJAN, K.R. RAMANI, HUSAIN
"New modulation encoding techniques for indirect rotor position sensing in switched reluctance motors"IEEE IAS Conf., october 1992, Vol.1, pp.430-438.

[4] M. EHSANI, I. HUSAIN
"Rotor position sensing in switched reluctance motor drives by measuring mutually induced voltage"IEEE IAS Conf., Houston, october 1992, pp.422-429.

[5] P. LAURENT, B. MULTON, M. GABSI,
"Procédé pour autopiloter sans capteur direct de position un moteur à réluctance variable et dispositif pour sa mise en oeuvre"Patent pending n° 92 13235, November 4th 1992. Sté déposant VALEO.

[6] A. LUMSDAINE, J. H. LANG
"State observers for variable - reluctance motors"
IEEE Trans. IE, Vol.37, N°2, april 90, pp.133-142.

[7] B. MULTON, M. GABSI
"Influence de l'entrefer sur les performances et le dimensionnement d'un moteur à réluctance variable à double saillance et de son onduleur"7éme colloque internat. sur les moteurs pas à pas, Nancy 1-3 juillet 1992, pp.134-150.

[8] N.H. MVUNGI, J.M. STEPHENSON
"Accurate Sensorless Rotor Position Detection Detection in an S.R. Motor".
E.P.E. FIRENZE 1991, pp.1/390-393.

[9] S.K. PANDA, G.A.J. AMARATUNGA
"Comparison of two Techniques for Closed-Loop Drive of V.R. Step Motors without Direct Rotor Position Sensing". IEEE Trans. on I.E., Vol.38, N°2, april 1991, pp.95-101.

[10] B. MULTON, M. GEOFFROY, P.F. DESESQUELLES
"Variable reluctance rotating shaft sensor for DC brushless vernier reluctance motor"
1st congres Japanese-French of MECATRONICS, Besançon, oct. 1992, 6 p.

[11] W.D. HARRIS, J.H. LANG
"A simple motion estimator for variable reluctance motors"
IEEE trans.I.A, Vol.28, N°2, Mar./Apr. 1990 pp.237-243.

[12] P. LAURENT, B. MULTON, M. GABSI
"Comparison of electromagnetic perturbations between self-switching and PWM mode for current control of a switched reluctance motor"PCIM-93 conference, Nûrmberg 23/06/93.

4.4- CONCLUSION. PERSPECTIVES

Dans ce chapitre, nous avons montré les principaux résultats de nos travaux sur la mesure de position angulaire des MRVDS en vue de leur autopilotage. Deux méthodes originales ont été présentées, toutes deux ont fait l'objet de dépôts de brevet. La première met en œuvre un capteur direct à réluctance variable construit à partir de tôles identiques à celles du moteur et intégré à sa structure mécanique. La seconde méthode est indirecte et repose sur le principe d'injection d'une porteuse haute fréquence dans la phase non alimentée.

Dans l'étude du capteur à réluctance variable, nous avons remarqué qu'il était important de disposer des caractéristiques du matériau magnétique (perméabilité) aux faibles niveaux et hautes fréquences d'excitation et de prendre en compte les couplages magnétiques entre phases. Ceci est en effet nécessaire pour prédéterminer les caractéristiques du capteur. Dans le cas d'applications à des petits moteurs (contrat **CTR 9**), un compromis peut être à rechercher pour la définition des dimensions des tôles, plus particulièrement des arcs polaires, entre l'optimisation du moteur et celle du capteur. Ce capteur peut être intéressant pour de plus gros moteurs car il est de construction économique mais dans ce cas il ne semble pas intéressant d'utiliser les tôles du moteur ; alors une optimisation spécifique de la forme des tôles peut être effectuée. En ce qui concerne le traitement des signaux, nous pensons qu'un traitement numérique pourrait simplifier l'exploitation des signaux, ceci pourrait faire l'objet de travaux futurs.

Au sujet de la mesure indirecte de position, nous avons pu aborder le problème sur un cas particulier. Une modulation d'amplitude par la variation de l'inductance de la phase a été mise en œuvre. Pour accroître la sensibilité de la mesure, nous avons utilisé une capacité de résonance série. En outre, nous avons remarqué qu'il était envisageable d'utiliser la variation des pertes magnétiques (courants de Foucault...) en fonction de la position pour des excitations à plus haute fréquence. Nous avons vu qu'il n'y avait pas de solution idéale et qu'il était difficile de faire une mesure indépendante des variations de tension d'alimentation, de la vitesse, du niveau de saturation... qui, de surcroît, soit économique. Aussi, P. Laurent, dans le cadre de sa thèse, travaille sur d'autres solutions permettant un autopilotage sur une large plage de vitesses en l'absence de fenêtre d'observation. Le domaine de l'autopilotage indirect des MRVDS reste encore à explorer et nous espérons trouver de nouvelles solutions, en particulier dans le cas des alimentations en moyenne tension (réseau redressé). L'autopilotage par capteur indirect de position induit des contraintes sur le mode d'alimentation et sur la conception de l'entraînement qui nécessitent de traiter le problème dans son ensemble. Par exemple, le maintien d'une fenêtre d'observation conduit à un surdimensionnement sensible de l'onduleur.

Enfin, dans la modélisation dynamique des entraînements à MRVDS, il nous semble que la prise en compte des caractéristiques de l'autopilotage, surtout s'il est indirect, est indispensable pour effectuer une analyse correcte et obtenir une commande stable. Des modèles sont alors à construire pour la représentation du comportement des capteurs indirects.

4.5- BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 4

[1] T. KENJO
Stepping Motors and their Microprocessor Controls
Oxford Science Publications 1984-1992.

[2] L. CARDOLETTI, A. CASSAT, M. JUFER
"Sensorless Position and Speed Control of a Brushless DC Motor from Start-Up to Nominal Speed"
EPE Journal, Vol.2, n°1, March 1992, pp.25-34.

[3] L. CARDOLETTI, M. JUFER
"Brushless DC Motor Standstill Indirect Position Sensor"
PCIM Conf., April 1992, pp.99-109.

[4] P.P. ACARNLEY, R.J. HILL, C.W. HOOPER
"Detection of Rotor Position in Stepping and Switched Motors by Monitoring of Current Waveforms", IEEE Trans. on I.E. Vol.32, N°3, August 1985, pp.215-222.

[5] J.T. BASS, M. ESHANI, T.J.E. MILLER
"Robust Torque Control of Switched-Reluctance Motors Without a Shaft Position Sensor".
IEEE Trans.on I.E.-33, Aug.1986, pp.212-216.

[6] J.T. BASS, M. ESHANI, T.J.E. MILLER
"Simplified Electronics for Torque Control of Sensorless Switched-Reluctance Motor".
IEEE Trans. on I.E.-34, May 1987, pp.234-239.

[7] S.K. PANDA, G.A.J. AMARATUNGA
"Switched Reluctance Motor Drive Without Direct Rotor Position Sensing".
Annual meeting IAS-IEEE 1990, pp.525-530.

[8] S.K. PANDA, G.A.J. AMARATUNGA
"Comparison of two Techniques for Closed-Loop Drive of V.R. Step Motors without Direct Rotor Position Sensing". IEEE Trans. on I.E., Vol.38, N°2, April 1991, pp.95-101.

[9] S.K. PANDA, G.A.J. AMARATUNGA
"Waveform Detection Technique for Indirect Rotor-Position Sensing of Switched-Reluctance Motor Drives. Part 1 : Analysis"
IEE Proceedings-B, Vol. 140, N°.1, January 1993, pp.80-88.

[10] S.K. PANDA, G.A.J. AMARATUNGA
"Waveform Detection Technique for Indirect Rotor-Position Sensing of Switched-Reluctance Motor Drives. Part 2 : Experimental Results"
IEE Proceedings-B, Vol. 140, N°.1, January 1993, pp.89-96.

[11] M.G. EGAN, M.B. HARRINGTON, J.M.D. MURPHY
"P.W.M. Based Position Sensorless Control of Variable Reluctance Motor Drives"
EPE 91, pp.4/024-029.

[12] S.R. MACMINN, W.J. RZESOS, P.M. SZCZESNY, T.M. JAHNS
"Application of Sensor Integration Techniques to Switched Reluctance Motor Drives"
IEEE Trans. on I.A., Vol.28, n°6, Nov./Dec. 1992, pp.1339-1344.

[13] N.H. MVUNGI, M.A. LAHOUD, J.M. STEPHENSON
"A New Sensorless Position Detector for SR Drives".
Proc.IEE, 4 Int. Conf. on Power Electronics and Variable Speed Drives, July 90, pp.249-252.

[14] N.H. MVUNGI, J.M. STEPHENSON
"Accurate Sensorless Rotor Position Detection Detection in a S.R. Motor".
E.P.E. FIRENZE 1991, pp.1/390-393.

[15] A. LUMSDAINE, J. H. LANG
"State Observers for Variable - Reluctance Motors"
IEEE Trans. IE, Vol.37, N°2, April 90, pp.133-142.

[16] M. EHSANI, I. HUSAIN, A.B. KULKARNI
"Elimination of Discrete Position Sensor and Current Sensor in Switched Reluctance Motor Drives" IEEE Trans.I.A., Vol.28, N°1, Jan./Feb.1992, pp.128-135.

[17] M. ESHANI, S. MAHAJAN, K.R. RAMANI, HUSAIN
"New Modulation Encoding Techniques for Indirect Rotor Position Sensing in Switched Reluctance Motors"
IEEE IAS Conf., October 1992, Vol.1, pp.430-438.

[18] M. ESHANI, I. HUSAIN
"Rotor Position Sensing in Switched Reluctance Motor Drives by Measuring Mutually Induced Voltage"
IEEE IAS Conf., Houston, October 1992, pp.422-429.

5- CONCLUSION GÉNÉRALE

Dans ce rapport de synthèse, nous avons présenté notre contribution à l'optimisation des machines à réluctance variable à double saillance à commutation électronique. Ces travaux concernent aussi bien les lois de commande que la structure électromagnétique ou les capteurs d'autopilotage direct et indirect. Les nombreux contrats industriels, qui ont servi de support à ces travaux, nous ont apporté les éléments de réalisme indispensables à toute recherche appliquée. Enfin, nous avons abouti à la réalisation de prototypes préindustriels dont certains sont en voie d'industrialisation. La société LPMI, notre première contractante, a d'ailleurs remporté le prix 1993 de l'entreprise technologique décerné par le Conseil Général d'Ile de France pour sa collaboration avec le LÉSiR qui nous a permis de réaliser une gamme de moteurs à réluctance variable à commutation électronique et à capteur à réluctance intégré.

Nous avons tenté de situer nos travaux dans le contexte international. Toutefois, nous ne pouvons garantir que rien n'a été omis.

Le premier chapitre était destiné à présenter les connaissances actuelles concernant les machines à réluctance à double saillance, leurs caractéristiques, leurs onduleurs et les évolutions de leur structure électromagnétique. Le deuxième chapitre traitait de nos travaux dans le domaine de l'optimisation de l'alimentation, le troisième portait sur la structure électromagnétique. Enfin, dans le dernier chapitre, nous avons traité des solutions originales de mesure de position pour l'autopilotage, l'une par capteur à réluctance variable, l'autre par capteur indirect. Ces deux méthodes ont répondu à des objectifs d'économie et de robustesse de l'entraînement auxquels le moteur semble lui-même répondre.

Le fort couplage existant entre les caractéristiques de la machine et son alimentation nécessite le traitement du problème dans son ensemble. Ainsi nous avons analysé l'impact des caractéristiques du moteur sur l'alimentation (puissance apparente de l'onduleur) et l'optimisation des lois de commande en régime permanent ainsi que sur les possibilités de fonctionnement à ondulation de couple réduite. Nous avons étudié l'influence des paramètres géométriques de la structure sur les caractéristiques électromagnétiques. Pour résoudre le problème dans son ensemble, nous avons fait appel à des méthodes analytiques couplées à des calculs par éléments finis de façon très ponctuelle afin d'exploiter au mieux la puissance de calcul des ordinateurs actuels. Cependant, nous avons pu remarquer l'insuffisance, dans certains cas, des hypothèses d'absence de couplage entre phases. Alors, en régime saturé, nous avons pour seule solution les calculs par éléments finis afin de résoudre le problème précisément. Cela nécessiterait des calculateurs extrêmement rapides dont nous ne disposons pas actuellement.

À travers un exemple particulier, nous avons pu mettre en œuvre un mode spécial d'alimentation (auto-oscillant) pour satisfaire à des exigences d'économie, de faibles pertes et de faible pollution électromagnétique. Nous avons pu aborder ainsi un nouveau champ d'étude sur les entraînements à vitesse variable où apparaissent de nouvelles contraintes (compatibilité électromagnétique, forme des courants absorbés...).

Suite des travaux sur les machines à réluctance variable

Pour compléter ces travaux, de nouveaux axes d'étude ont été définis, sur les moteurs et leur alimentation, en collaboration avec ***Mohamed Gabsi*** et, sur la commande de ces machines à réluctance, avec l'équipe "commande numérique" (***Jean-Paul Louis*** et ***Bruno Le Pioufle***).

La **prédétermination et la mesure des pertes magnétiques** des MRVDS sont traitées dans la thèse d'***Emmanuel Hoang*** **[TH 5, CTR7]**. Leur prise en compte devrait faire évoluer

le choix des structures, l'optimisation des dimensions de la machine ainsi que la détermination des lois de commande. Une méthode d'opposition, originale pour ce type de moteur, a été mise au point sur banc d'essai **[C17]**. Dans la thèse de ***Philippe Laurent*** **[TH 6]**, les recherches sur les capteurs indirects de position se poursuivent, notamment avec l'objectif d'obtenir un système simple ne nécessitant pas de fenêtre d'observation. Un des freins incontestable au développement des MRVDS est leur bruit acoustique sensiblement supérieur à celui des autres machines ; aussi le travail de thèse de ***François Camus*** porte-t-il sur **l'étude de l'origine du bruit et les solutions de réduction**. Enfin, nous travaillons (thèse de ***Patrick Bourges*** **[TH 10]**) sur une **nouvelle technologie de collecteur** que nous qualifions d'**hybride** puisqu'elle met en œuvre un collecteur mécanique imbriqué dans un onduleur à semi-conducteurs. Cette méthode devrait permettre de réduire sensiblement le coût des moteurs à commutation électronique dont le développement est entravé par la présence d'une électronique beaucoup plus complexe que celle des moteurs à courant continu. En outre, le collecteur mécanique est utilisé pour la mesure de position angulaire.

L'équipe "commande numérique" travaille maintenant, d'une part, sur la **commande non linéaire** (thèse d'***Hélène Cailleux*** **[TH 4]**) pour l'alimentation à faible ondulation de couple et, d'autre part, sur la **modélisation dynamique échantillonnée** de l'ensemble convertisseur-machine (collaboration J.P. Louis, thèse de ***Damien Flieller*** **[TH 7]**). Nous attendons, de la commande non-linéaire, un meilleur asservissement des formes d'onde du courant pour l'alimentation à ondulation minimale de couple. En effet, les travaux menés par J.Y. Le Chenadec ont montré que les commandes classiques ne permettaient pas d'atteindre les limites intrinsèques (énergétiques) d'ondulation minimale du couple. Par ailleurs, nous espérons obtenir, grâce aux recherches menées par D. Flieller, des modèles mieux adaptés à la classique commande en créneaux de tension. Cela permettrait de réaliser des régulations plus performantes et d'obtenir une meilleure continuité des lois de commande optimales dans ce mode d'alimentation.

Compte tenu des travaux d'autres équipes et des nôtres, nous pouvons dégager les domaines d'application potentiels des moteurs à réluctance variable à double saillance. Le chapitre 3.5, dans lequel nous avons effectué une comparaison des moteurs électromagnétiques les plus courants, nous a permis de faire apparaître les principaux défauts et qualités du MRVDS. Ses défauts, bien connus aujourd'hui, sont son couple pulsatoire intrinsèquement élevé à grande vitesse et son bruit acoustique sensiblement plus fort que celui produit par les moteurs à champ tournant. Ses qualités essentielles sont : sa grande simplicité de construction, son faible coût ainsi que sa robustesse (hautes températures, tenue mécanique) et sa tolérance de panne de l'entraînement complet.

Ses performances limites (électromagnétiques) sont moins élevées que celles des moteurs synchrones et asynchrones et il nous semble que cela constitue une barrière dans les fortes puissances (supérieures au mégawatt). A l'opposé, en très petite puissance (moins de la dizaine de watts environ), la nécessité d'un faible entrefer pour garantir des performances acceptables est rédhibitoire. Ainsi, le domaine d'application semble-t-il borné.

Bien qu'il reste à accomplir un travail important et complexe, il semble difficile d'échapper à une baisse de performances. Dans ces conditions, on peut se demander si ce moteur peut trouver une place dans les domaines où un très faible niveau de bruit est requis conjointement à de bonnes performances (rendement, compacité). En revanche, à chaque fois que le niveau de bruit acoustique n'est pas une contrainte de première importance et que le couple pulsatoire est acceptable, c'est une solution qui mérite d'être analysée. Nous travaillons donc pour étendre le domaine d'application potentiel en tentant de réduire encore le coût de l'entraînement complet, ainsi que le bruit. Quant au couple pulsatoire, il peut être diminué par

accroissement du nombre de phases. C'est une solution probablement attrayante si le convertisseur statique et sa commande sont complètement intégrés sur silicium car la puissance de dimensionnement dépend très peu du nombre de phases. Pour des raisons technologiques, liées, entre autres, à la dissipation thermique, cette intégration n'est aujourd'hui possible qu'en faible puissance.

Perspectives

En ce qui me concerne, ces travaux correspondent à l'expérience que je souhaitais aquérir pour aborder le domaine de la conception des machines électriques. C'est d'ailleurs la raison qui m'a conduit à choisir ce type de moteurs suffisamment innovants pour susciter un intérêt, à la fois scientifique (optimisation commande/convertisseur-statique/machine) et industriel (coût, robustesse), et d'une technologie relativement éprouvée (matériaux et structure classiques) pour limiter la prise de risques.

Que peut-on encore faire dans le domaine des machines électriques ?

Les principes des machines électromagnétiques sont, après plus de 150 ans d'expériences, bien connus ! Cependant, l'évolution des matériaux et, surtout, l'électronique de puissance ont permis de concevoir des machines plus performantes. L'électronique a aussi contribué à cette évolution à travers les systèmes de commande et les calculateurs pour la simulation. Malgré tout, l'optimisation de ces ensembles "Fer-Cuivre-Silicium" reste, à ce jour, un problème difficile qui n'est que partiellement résolu dans nombre de cas. La machine à réluctance variable à double saillance en fait partie et j'espère que grâce à ces travaux, nous avons contribué à son optimisation. En outre, il semble qu'il reste encore un champ d'investigation pour la recherche de nouvelles structures électromagnétiques bien adaptées à des applications spéciales.

J'ai commencé à chercher dans le secteur des entraînements électriques spéciaux dans le cadre de ma collaboration aux travaux de ***Jean Lucidarme*** et je souhaite continuer dans cette voie. J'ai pu ainsi travailler sur des structures électromagnétiques originales proches de celles à réluctance variable, aussi bien linéaires (***Laurent Prévond*** **[CNAM 3]**) que tournantes. J'ai pu constater que de nombreuses structures électromagnétiques n'avaient pas été explorées.

Je suis particulièrement attiré par le problème de **l'optimisation et de l'intégration de l'entraînement à sa fonction**. En effet, les contraintes spécifiques conduisent à trouver des solutions nouvelles (électromagnétiques et électroniques) que l'on aurait eu du mal à imaginer sans la pression industrielle. Tous ces cas particuliers permettent d'acquérir une vision des possibilités des entraînements électriques bien plus étendue.

La recherche de **solutions toujours plus économiques** attire toute mon attention car elle requiert la prise en compte de très nombreux éléments technologiques (semi-conducteurs, matériaux magnétiques, condensateurs...). Outre la minimisation des coûts, de nouvelles contraintes comme, par exemple, l'absorption de "courants propres", nous entraînent vers des solutions nouvelles. Dans ce type de problème, il faut arriver à formaliser, dès le départ de la conception, les coûts (en termes d'optimisation) des principaux éléments énergétiques comme, par exemple, les semi-conducteurs, les condensateurs de puissance, les pertes...

Enfin, l'étude des **moteurs haute fréquence** (grandes vitesses ou efforts spécifiques élevés) pour des applications hautes performances permettrait la mise en œuvre de nouvelles structures et de matériaux magnétiques émergeants. L'optimisation de ces moteurs nécessite, en outre, la prise en compte des diverses pertes d'origine magnétique et aérodynamique, problème encore souvent mal maîtrisé aujourd'hui.

Parmi les nombreux travaux généraux restant à faire en conversion électromécanique de l'énergie, on peut citer entre autres et sans classement :

- l'**optimisation et la comparaison des nouvelles structures** et des ensembles convertisseurs-machines correspondants, aussi bien dans les entraînements que dans la génération d'énergie électrique (automobile, aéronautique, éolienne...) ;
- la **prise en compte des pertes magnétiques dans la commande et lors de la conception**, pour la maximisation du rendement en régime permanent comme pour le fonctionnement dynamique, par exemple, en ce qui concerne les ondulations de couple ;
- la recherche de **matériaux** mieux adaptés aux machines dans lesquelles le flux doit suivre des trajets dans diverses directions. Des poudres de fer frittées à haute perméabilité, à grande induction à saturation et à faibles pertes magnétiques présenteraient, dans ce contexte, un intérêt certain. Les supraconducteurs à haute température pourraient, bien entendu, apporter un nouveau souffle à nos machines et susciter de nouvelles études ;
- la **conception et l'amélioration de logiciels** couplant les calculs électromagnétiques (incluant divers phénomènes comme les pertes magnétiques), mécaniques, thermiques et, bien sûr, électriques voire électroniques.

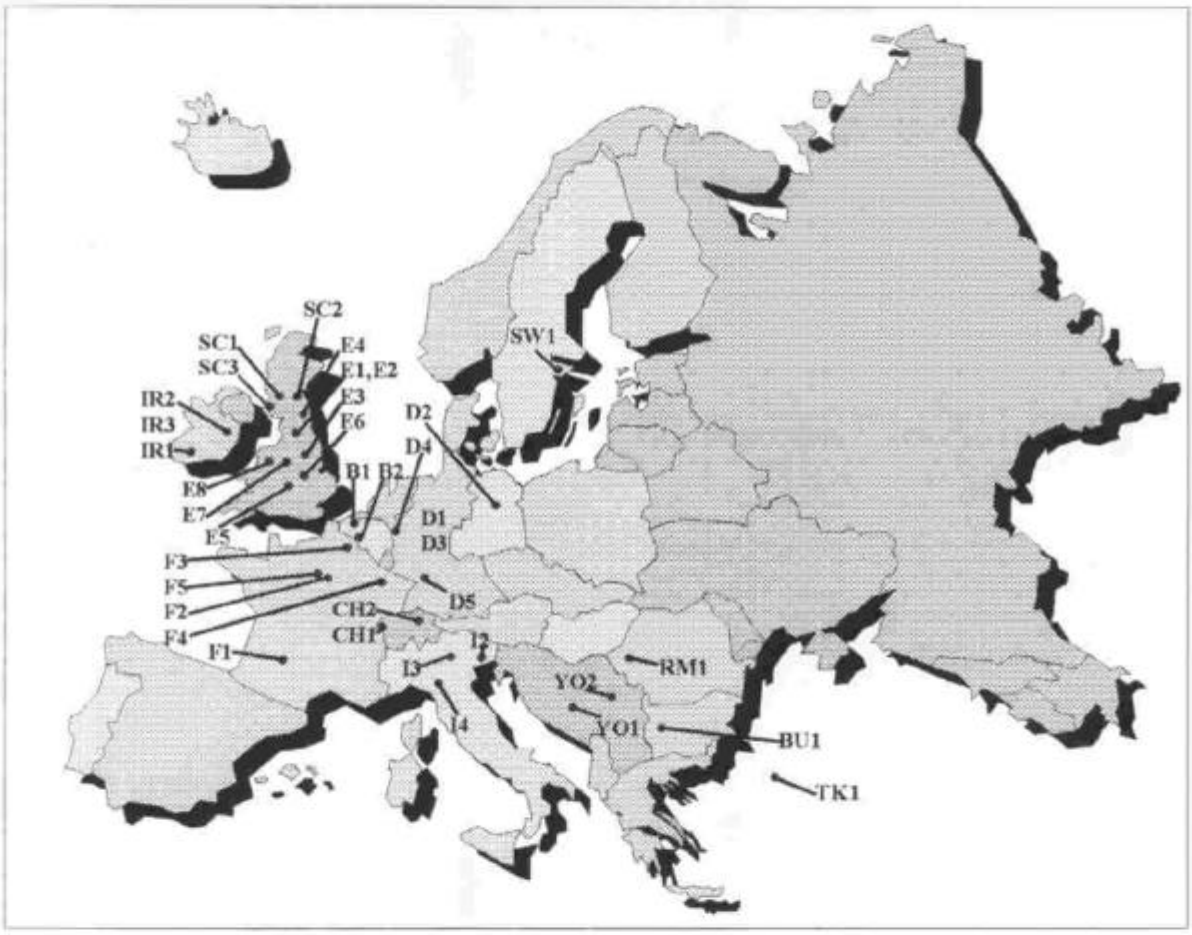
ANNEXE

PRINCIPAUX SITES DE RECHERCHE TRAVAILLANT OU AYANT TRAVAILLÉ SUR LES MACHINES À RÉLUCTANCE VARIABLE SPÉCIALES OU À DOUBLE SAILLANCE

Il est important de pouvoir se situer par rapport aux autres laboratoires, aussi ai-je tenté de répertorier les principaux sites d'étude et de recherche sur les machines à réluctance variable à double saillance. Il s'agit des laboratoires où sont étudiés aussi bien les machines elles mêmes que leurs convertisseurs statiques ou leurs commandes. C'est essentiellement à l'aide des publications scientifiques que la liste de ces sites a été établie, elle n'est donc pas exhaustive.

Des cartes géographiques de l'Europe, de l'Amérique et du Japon montrent les villes identifiées.

EUROPE



ANGLETERRE

E1 Switched Reluctance Drives Ltd., Springfiel House, Hyde Terrace, LEEDS, LS29LN.

E2 Department of Electrical and Electronic Engineering, University of Leeds, LEEDS LS2 9JT.

E3 Department of Electrical and Electronic Engineering, Nottingham University, NOTTINGHAM, NG72RD.

E4 University of Newcastle-upon-Tyne, Department of Electrical and Electronic Engineering, NEWCASTLE-UPON-TYNE, NE1 7RU.

E5 Imperial College, LONDON.

E6 Department of Electrical Engineering, Trumpington Street, CAMBRIDGE, CB2 1PZ.

E7 Department of Engineering, University of Warwick, COVENTRY, CV4 7AL.

E8 School of Electronics and Electrical Engineering, University of Birmingham, P.O.BOX 363, BIRMINGHAM B15 2TT.

ÉCOSSE

SC1 Department of Electronics and Electrical Engineering, University of Glasgow, GLASGOW G12 8QQ.

SC2 Department of Electrical and Electronics Engineering, Heriot-Watt University, EDINBURGH, EH1 2HT.

SC3 ALLENWEST Electrical Ltd., Allenwest House, Heathfield Road, Ayr KA8 9SR.

IRLANDE

IR1 Department of Electrical Engineering and Microelectronics, University College CORK.

IR2 Electrical Engineering Department, University College DUBLIN.

IR3 INLAND KOLLMORGEN Ltd., ENNIS. (1982)

ITALIE

I1 Electronics Speed Control Division of EMERSON Electric Co. Peterlongo, Via Carducci, 24, 21040 GERENZANO, VA.

I2 Department of Electrotechnics, Electronics and Informatics, University of TRIESTE, Via Valerio 10, 34127 TRIESTE.

I3 Department of Electrical Engineering, University of Padova, Via Gradenigo 6/a, 35131 PADOVA.

I4 Facolta di Ingegneria, Universita di Bologna, BOLOGNA.

ALLEMAGNE

D1 BRAUN AG, Frankfurter Str.145, D-6242 KRONBERG.

D2 Technische Universität BERLIN.

D3 DAIMLER-BENZ AG.

D4 PHILIPS Forschungslaboratorien Aachen, 5100 AACHEN, Weißhausstraße.

D5 Elektrotechnisches Institut, Universität Karlsruhe, Kaiserstraße 12, 76131 KARLSRUHE.

SUISSE

CH1 Laboratoire d'Electromécanique de l'Ecole Polytechnique Fédérale de LAUSANNE, ELG-Ecublens, 1015 LAUSANNE.

CH2 Institut für Elecktriche Maschinen, ETH-Zentrum, 8092 ZURICH.

BELGIQUE

B1 Laboratory for Industrial Electricity, State University of Gent, Sint-Pietersnieuwstraat 41, B-9000 GENT.

B2 Laboratoire d'Electrotechnique, Faculté Polytechnique de Mons, 31, Boulevard Dolez, B-7000 MONS.

SUÈDE

SW1 Royal Institute of Technology, STOCKHOLM.

YOUGOSLAVIE (BOSNIE-HERZÉGOVINE, SERBIE...)

YO1 Electrical Engineering Faculty, University of SARAJEVO and Electric Power Institute, IRCE- Energoinvest, Toplicka, 71113 SARAJEVO

YO2 Institute Nikola Tesla, Viktora Igoa 3, 11000 BELGRAD.

ROUMANIE

RM1 Polytechnical Institute, TIMISOARA.

BULGARIE

BU1 Higher Institute for Mechanical and Electrical Engineering, "V.I. LENIN", Tolbouhin n°2, SOFIA 1000.

TURQUIE

TK1 Electrical and Electronic Engineering Department, Middle East Technical University, 06531, ANKARA.

FRANCE

F1 LEEI, Institut National Polytechnique de TOULOUSE.

F2 Laboratoire d'Électrotechnique Paris VI et XI, ORSAY (avant 1985).

F3 Institut Industriel du Nord, VILLENEUVE D'ASCQ.

F4 GREEN/ENSEM NANCY.

F5 LÉSiR, École Normale Supérieure de CACHAN.

AFRIQUE / MOYEN-ORIENT

IRAN

IRN1 Tabriz University, TABRIZ. (collaboration avec l'Univ. de Newcastle)

IRN2 Isfahan University of Technology, ISFAHAN. (Collaboration avec l'Université Purdue, West Lafayette, USA)

ÉGYPTE

EG1 ZAGAZIG University. (collaboration avec l'Univ. de Newcastle)

EG2 TANTA University. (collaboration avec l'Univ. de Leeds)

TANZANIE

TZ1 University of DAR ES SALAAM. (collaboration avec LEEDS)

AMÉRIQUE

USA

US1 University of Kentucky, LEXINGTON, Kentucky 40506.

US2 General Electric, Aircraft Engines, CINCINNATI, OH.

US3 Power Electronics Laboratory, Department of Electrical Engineering, Texas A&M University, COLLEGE STATION, TX 77843-3128.

US4 WESTINGHOUSE R&D Center, PITTSBURG, Pensylvania 15235.

US5 School of Electrical Engineering, Purdue University, WEST LAFAYETTE, IN 47907.

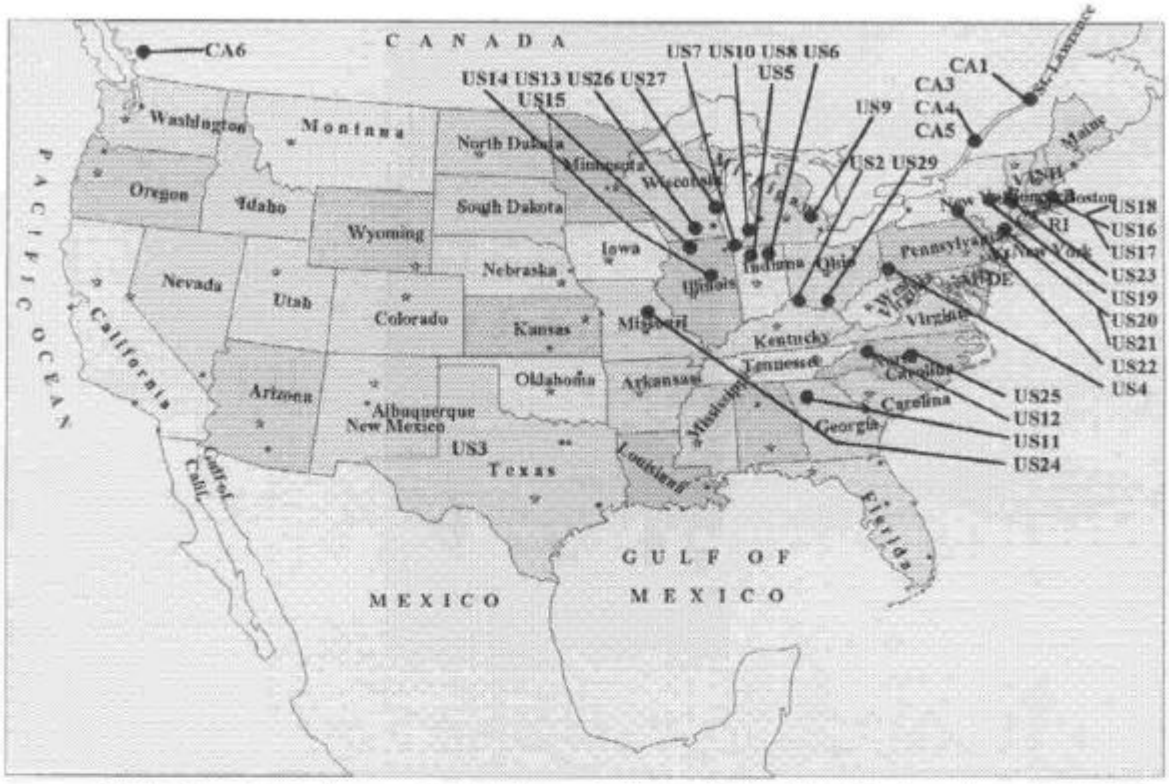
US6 Engineering Department, Indiana University-Purdue University, FORT WAYNE, IN46805.

US7 Department of Electrical Engineering Technology, Purdue University Calumet, HAMMOND, IN 46323.

US8 SULLAIR Corporation, MICHIGAN CITY, IN 46360.

US9 Scientific Research Staff, FORD Motor Company, DEARBORN, Michigan 45121. (1973/74)

US10 WHIRLPOOL Corporate R & D, Monte Road, BENTON HARBOR, Michigan 49022.



US11 Georgia Institute of Technology, School of Electrical Engineering, ATLANTA, Georgia 30332-0250.

US12 Bradley Department of Electrical Engineering, Virginia Polytechnic Institute and State University, BLACKSBURG, VA 24061-0111.

US13 Pacific Scientific, ROCKFORD, Illinois.

US14 Department of Electrical and Computer Engineering, University of Illinois, URBANA, IL 61801-2991.

US15 SUNSTRAND AEROSPACE, ROCKFORD, IL 61125.

US16 Department of Electrical Engineering and Computer Science, Laboratory for Electromagnetic and Electronic Systems, Massachusetts Institute of Technology, CAMBRIDGE, MA 02139.

US17 Electrical Engineering Department, Worcester Polytechnic Institute, WORCESTER, MA 01609.

US18 General Electric Aircraft Engines, LYNN, MA.

US19 General Electric Company, Corporate Research and Development, P.O. BOX 8, SCHENECTADY, NY 12301.

US20 IBM Thomas J. WATSON Research Center, Yorktown Heights, NEW YORK 10598.

US21 Department of Electrical Engineering,, Clarkson University, POSTDAM, NY 13676.

US22 School of Electrical Engineering, Cornell University, ITHACA, NY 14853.

US23 Department of Electric Power Engineering, Rensselaer Polytechnic Institute, TROY, NY 12180-3590.

US24 Department of Electrical Engineering, University of Missouri-Columbia, COLUMBIA, MISS 65211.

US25 Department of Electrical and Computer Engineering, North Carolina State University RALEIGH, North Carolina 27695.

US26 University of Wisconsin-Madison, Department of Electrical and Computer Engineering, 1415 Johnson Drive, MADISON, WI 53706.

US27 Electrical and Computer Engineering Department, Marquette University, MILWAUKEE, WI 53233.

US28 OTIS Elevator Company, FARMINGTON, CT 06032.

US29 MAGNA PHYSICS Corp. (A Division of TRIDELTA INDUSTRIES Inc.) 100, Homestead Avenue. HILLSBORO, OH 45133.

CANADA

CA1 Department of Electrical Engineering, Université Laval, QUEBEC, PQ, CANADA G1K 7P4.

CA2 Department of Electrical Engineering. Queen's University, KINGSTON, Ontario, K7L 3N6.

CA3 Department of Electrical Engineering, Concordia University, 1455 de Maisonneuve Boulevard West, MONTREAL, PQ, H3G 1M8.

CA4 Ecole Polytechnique de Montréal, C.P.6079, Succursale A, MONTREAL (Québec) H3C 2C8.

CA5 Ecole de Technologie Supérieure, 4750, Av. Henri Julien, MONTREAL (Québec), H2T 2C8.

CA6 Department of Mechanical Engineering, University of British Columbia, VANCOUVER, BC.

ARGENTINE

AG1 Laboratory of Industrial Electronics, Control and Instrumentation, Engineering Faculty, National University of La Plata, C.C. 91,1900 LA PLATA.

AUSTRALIE

AUS1 Department of Electrical Engineering, University College, The University of New South Wales, Australian Defence Force Academy, CAMPBELL, ACT, Australia 2600.

ASIE

CHINE

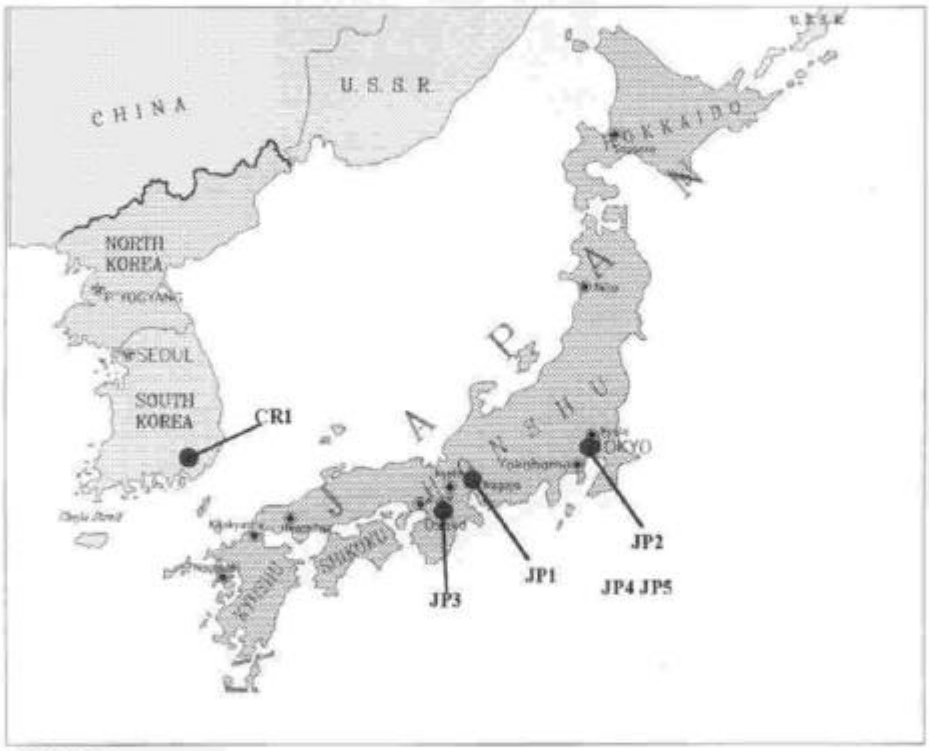
CHN1 Department of Electrical Engineering, Tsinghua University, BEIJING, 100084.

HONG-KONG

HK1 Department of Electrical Engineering, University of HONG-KONG.

CORÉE

CR1 Department of Electrical Engeering, Pusan National University, PUSAN, 609-735



JAPON

JP1 Department of Electrical and Computer Engineering, Nagoya Institute of Technology, NAGOYA.

JP2 Department of Electrical and Electronic Engineering, Tokyo Institute of Technology, O-okayama 2-12-1, TOKYO, JAPAN 152.

JP3 University of Osaka Prefecture, OSAKA.

JP4 KOMATSU Ltd.

JP5 MITSUBISHI Heavy Industries, Ltd.