



La revue

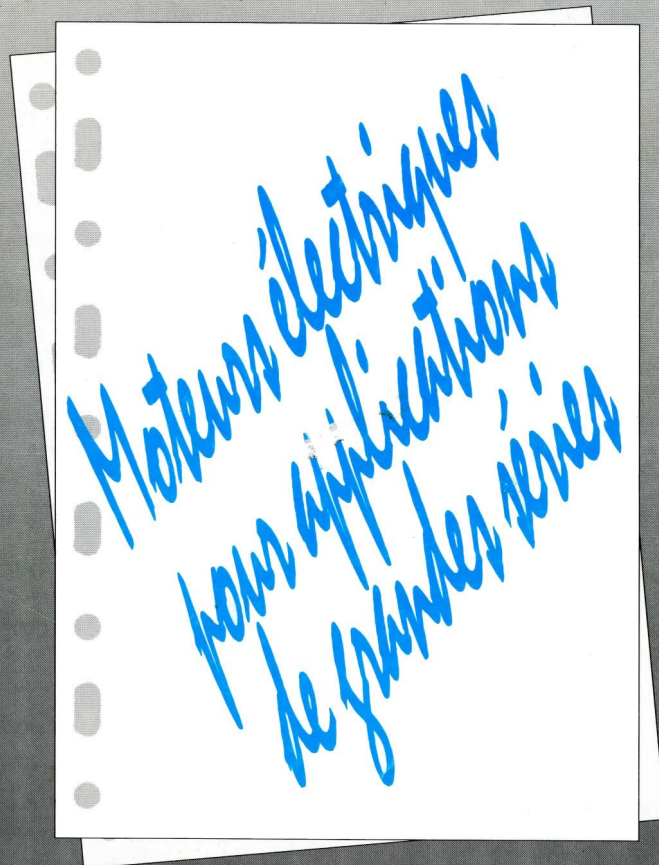
3 E.I

Publication trimestrielle du Cercle Thématique 13.01 de la SEE

ENSEIGNER L'ELECTROTECHNIQUE ET L'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE



*Société de l'Electricité, de l'Electronique
et des Technologies de l'Information
et de la Communication*



NUMÉRO 21 JUIN 2000

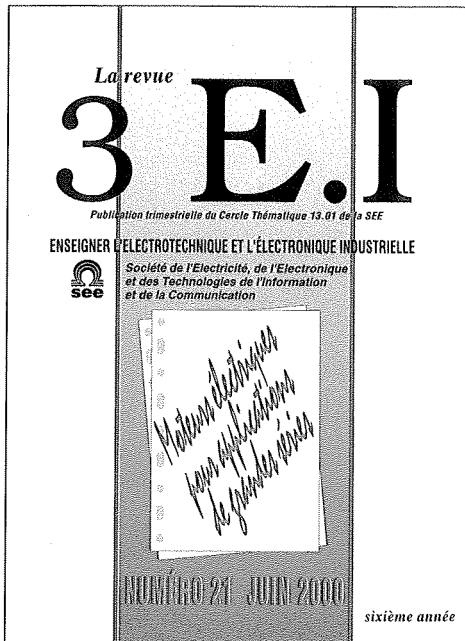
sixième année

3EI

Enseigner l'Electrotechnique et l'Electronique Industrielle

c'est

Une revue trimestrielle :



**Un site web pour partager
l'Enseignement du Génie
Electrotechnique :**
<http://www.lesite3EI.com>

abonnement annuel : 180 F TTC (seulement!)

Editions TECHNIP

27, rue Ginoux, 75737 Paris Cedex 15 • Tél. 01 45 78 33 80
Fax 01 45 75 37 11 • E-mail : info@editionstechnip.com
www.editionstechnip.com

Nouveauté

Systèmes électrotechniques Applications industrielles Problèmes et solutions

Douze problèmes relevant d'applications industrielles ou d'études avancées concernant le transport, la distribution et le conditionnement de l'énergie électrique. Un ouvrage clair et abondamment illustré. J.-P. Caron, J.-P. Hautier. *Broché*, 288 p. €33,54 / 220 FF

Traitement du signal pour géologues et géophysiciens

Notions fondamentales, compréhension des algorithmes et modélisation. J.-L. Mari, F. Glangeaud, F. Coppens. *Broché*, 480 p. €73,18 / 480 F

Convertisseurs statiques Méthodologie causale de modélisation et de commande

Enfin une méthode structurée pour le contrôle électronique du transfert de l'énergie électrique. J.-P. Hautier, J.-P. Caron. *Relié*, 320 p. €44,21 / 290 FF

De la diode au microprocesseur

Un ouvrage essentiel à la compréhension et à la mise en œuvre des microprocesseurs. P. Demirdjian. (Avec disquette simulateur de code 68000). *Broché*, 320 p. €42,69 / 280 FF

Nouveauté

C.E.M. et électronique de puissance

Pour mieux comprendre les implications de la compatibilité électromagnétique en électronique et électrotechnique. J.-L. Cocquerelle. *Broché*, 240 p. €33,54 / 220 FF

Dictionnaire d'automatique, de génie électrique et de productique

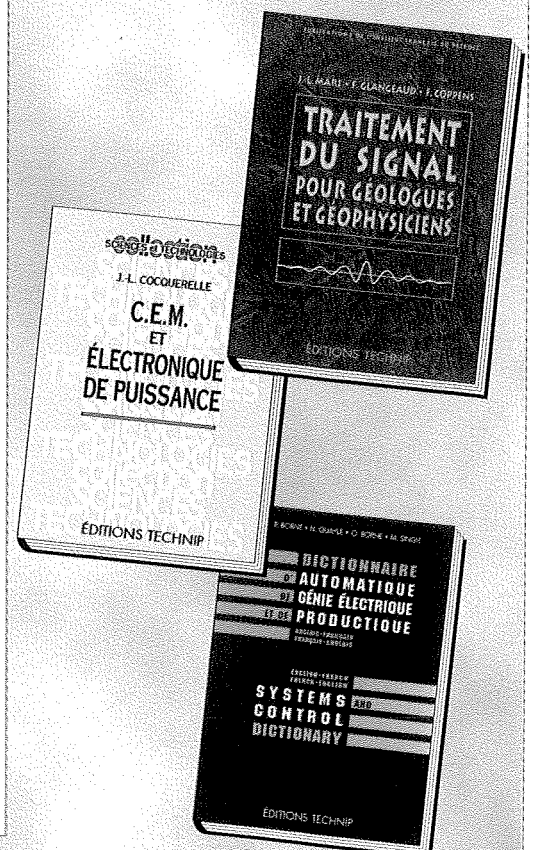
Anglais-Français/Français-Anglais
Un dictionnaire original qui associe la rigueur des termes et expressions scientifiques à la richesse du jargon professionnel. P. Borne, N. Quayle, O. Borne, M. G. Singh. *Relié*, 530 p. €129,58 / 850 FF

Régulation industrielle Problèmes résolus

Formulation et résolution de quarante problèmes et cas concrets posés dans l'industrie. M. Ksouri, P. Borne. *Broché*, 248 p. €36,59 / 240 FF

La conduite de projet

De la conception à l'exploitation des réalisations industrielles. H. Provost. *Broché*, 336 p. €42,69 / 280 FF





SOCIÉTÉ de l'ELECTRICITÉ, de l'ELECTRONIQUE et des TECHNOLOGIES de l'INFORMATION et de la COMMUNICATION.

48, rue de la Procession 75 724 PARIS CEDEX 15

Tel : 01 44 49 60 00 fax : 01 44 49 60 49

SEE, association reconnue d'utilité publique par le décret du 7 décembre 1886
Siret 785 393 232 00026, APE 731 Z, n° d'identification FR 44 785 393 232

La REVUE 3EI publication trimestrielle du **Cercle Thématique 13-01 de la SEE :**
Enseignement de l'Electrotechnique et de l'Electronique Industrielle.

| | |
|---|--|
| <p>Edition SEE, 48 Rue de la Procession 75 724 PARIS CEDEX 15</p> <p>Directeur de la publication Bernard DUBUISSON Président de la SEE</p> <p>Rédacteur en Chef François BOUCHER</p> <p>Equipe de Rédaction Animateurs : Marie-Michèle LE BIHAN Gérard DELAVIER</p> <p>Yasmine FAJOLE Gilles FELD Brigitte GRELAUD Jean-Philippe ILARY Pascal LOOS Philippe NEVEU Michel THION</p> <p>Site WEB (lesite3EI.com) Responsable : Philippe LE BRUN</p> <p>Fabrice BAUDOIN Jean-Pierre TAREL Jean-Philippe ILARY</p> <p>Comité de lecture Jean-Pierre CARON (ENSAM Lille) Jean FAUCHER (ENSEEIH) François FOREST (Univ. de MontpellierII) Michel LAVABRE (ENS Cachan) Michel MEUNIER (SUPELEC) Bernard MULTON (ENS Cachan, Antenne de Bretagne) Jean-Marie PETER (SEE)</p> <p>Abonnement annuel Année scolaire 1999/2000 180 F TTC les 4 numéros (France et CEE) 240 F TTC pays hors CEE</p> <p>Réalisation et impression (1000 ex) Repro-Systemes 23, rue de Verdun 77 181 Le Pin</p> <p>Routage et Expédition Départ Presse ZI les Richardets 93 966 Noisy le Grand</p> <p>Dépôt Légal : juin 2000 Commission Paritaire 1202 G 78028 ISSN 1252-770X</p> | <p style="text-align: right;">Sommaire du n°21</p> <p>Thème : les moteurs électriques de grandes séries.</p> <p>p. 1 Sommaire. p. 2 Editorial, abonnement. p. 3 Publications.</p> <hr/> <p style="text-align: right;">Thème.</p> <p>p.5 Les moteurs électriques pour applications de grandes séries. Bernard MULTON, Hamid BEN AHMED, Nicolas BERNARD, Pierre-Emmanuel CAVAREC Antenne de Bretagne de l'École Normale Supérieure de Cachan.</p> <p>p.19 Actionneurs tubulaires pour le bâtiment. Christian VANDERSCHAEGHE SOMFY 74307 CLUSES</p> <p>p.26 Le moteur universel dans le petit électroménager. Hervé ACHTEN*, Laurent CHAPELLIER**, Jean-Pierre LEKEUX**, Michel GUINET*** Groupe MOULINEX, *Laboratoire CEM, ** C. G. M. E (Compagnie Générale des Moteurs Electriques), *** Centre de Recherche</p> <p>p.33 Un actionneur d'avenir pour la grande diffusion : le moteur piézo-électrique à ondes progressives. Marc BUDINGER, Bertrand NOGAREDE LEEI-ENSEEIH</p> <p>p.40 Les moteurs pas à pas : structures, alimentation, commande et applications. Franck BETIN, Centre de Robotique, d'Electrotechnique et d'Automatique, IUT de l'Aisne, Les terrasses du Mail, 02880 Cuffies</p> <hr/> <p style="text-align: right;">Recherche et développements</p> <p>p.48 Actionneur linéaire intégré pour application domotique H. BEN AHMED, B. MULTON, L. PREVOND (*), J. LUCIDARME (*) Lésir, ENS de Cachan, Antenne de Bretagne, Campus de Ker Lann 35170 BRUZ, (*) Campus de Cachan, 94235 Cachan</p> <p>p.61 Commande vectorielle d'une machine asynchrone diphasée dissymétrique J.P. HAUTIER, J.P. CARON, F. VANDECASTEELE, Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance de Lille L2EP - CER ENSAM de Lille 59046 Lille</p> <p>p.71 Informations sur l'alternateur</p> <hr/> <p style="text-align: right;">Pratiques pédagogiques</p> <p>p.72 Etudes sur la limitation de la sortie d'un correcteur PI Renaud MORMESSE, Lycée Léonard de Vinci, Saint Germain en Laye</p> <p>p.77 Internet et le génie électrique Philippe MISSIRLIU, Lycée Newton-ENREA 92110 Clichy</p> <hr/> <p style="text-align: right;">Ré-édition partielle du n°20</p> <p>p.79 Eoliennes et vitesse variable. p.85 Captage de l'énergie solaire dans l'espace et transmission par micro-ondes.</p> <hr/> <p style="text-align: right;">Congrès</p> <p>p.93 Congrès et journées d'études</p> |
|---|--|

Toute reproduction ou représentation intégrale ou partielle, par quelque procédé que ce soit, des pages publiées dans la présente édition, faite sans l'autorisation de l'éditeur est illicite et constitue une contrefaçon. Seules sont autorisées, d'une part, les reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective et, d'autre part, les analyses et courtes citations justifiées par le caractère scientifique ou d'information de l'œuvre dans laquelle elles sont incorporées. Toutefois des copies peuvent être utilisées avec l'autorisation de l'éditeur. Celle-ci pourra être obtenue auprès du Centre Français du Droit de Copie, 20, rue des Grands Augustins, 75006 Paris, auquel la Revue 3EI a donné mandat pour la représenter auprès des utilisateurs. (loi du 11 mars 1957, art.40 et 41 et Code Pénal art. 425).

Lorsque la qualité n'est pas ce qu'elle était !

Vous n'avez pas pu ne pas vous en rendre compte; la qualité de réalisation du numéro 20 de la Revue 3EI consacrée aux "énergies renouvelables" n'a pas été satisfaisante, en particulier pour ce qui concerne certains graphes et figures. L'équipe de rédaction demande aux abonnés mais aussi, à nouveau, aux auteurs d'articles de l'excuser et doit des explications sur la cause de ce défaut de qualité.

Il y a quelques mois, nous avons décidé d'harmoniser la mise en page et la présentation de chacun des articles afin de donner à notre publication une présentation plus homogène et aussi plus "aérée"; cette modification est apparue dès le numéro 19 (décembre 1999). Nous demandons aux auteurs de respecter un certain cadre pour la rédaction de leur article; il demeure néanmoins nécessaire d'apporter certaines modifications au moment de la réalisation définitive pour satisfaire une certaine harmonie dans la présentation. Chaque auteur adresse une version numérique (sur disquette, CD-ROM, ou courrier électronique) nous permettant de retravailler la présentation à partir de celle-ci. Je pense que chacun comprendra, que cette tâche nécessite quelques heures d'occupation par revue.

Pour réduire le temps total de réalisation, nous avons opté sur un traitement numérique de l'impression, et c'est là qu'il y a eu problème du fait des différents formats utilisés. Pour que le numéro 20 paraisse à temps, nous avons donc eu recours à des moyens qui ne permettaient pas d'obtenir la qualité que l'on pouvait espérer des techniques actuelles, et cela vous l'avez constaté.

Une fois encore, nous vous prions de nous excuser de ce mauvais résultat.

Rédition des articles présentant les défauts les plus importants.

Nous avons décidé de reproduire dans ce numéro et le suivant (n° 22 en septembre) les pages comportant les graphes et schémas présentant le plus de défauts (en supplément de la pagination normale). Mais aussi, chacune des figures défectueuses pourra être téléchargée en format PDF depuis le site 3EI (www.lesite3EI.com). Nous essayons de cette manière, non pas de supprimer les erreurs mais tout du moins d'en atténuer les conséquences et donner aux lecteurs de la Revue 3EI la possibilité d'apprécier et d'exploiter la totalité des informations contenues dans chacun des articles.

Ces défauts de réalisation ne devront plus se reproduire; il nous appartient d'exploiter correctement les outils que la technologie actuelle nous propose afin de continuer à fournir à nos lecteurs une revue de qualité comme ils sont en droit de l'exiger.

L'équipe de rédaction espère que ces problèmes seront vite oubliés par les abonnés à la Revue 3EI et que ces derniers continueront à soutenir le travail collectif de ce petit groupe de professeurs passionnés, ayant pour humble et unique ambition de favoriser les échanges d'informations et de connaissances pour l'enseignement de leur discipline.

Abonnement 1999-2000, à la Revue 3EI.

(n° 19 (décembre 1999), n°s 20 (mars), 21 (juin) et 22 (septembre) 2000)
Adresser votre demande, accompagnée d'un chèque ou bon de commande

libellé à l'ordre de :SEE - Revue 3EI

d'un montant de **180 F TTC** pour la France et pays de la CEE, **240 F TTC** pour les pays hors CEE,

à l'adresse suivante :

SEE - Revue 3EI

48, rue de la Procession 75 724 PARIS CEDEX 15

En indiquant vos nom, prénom et adresse d'expédition de la Revue 3EI.

PUBLICATIONS - NOUVEAUTES.

ENTRAINEMENTS ELECTRIQUES A VITESSE VARIABLE.

Editions Tec & Doc. Collection : Prométhée-Schneider Electric

LES ENTRAINEMENTS ELECTRIQUES A VITESSE VARIABLE, dont l'étude fait l'objet de cette série de trois ouvrages, sont formés d'un convertisseur électronique de puissance, d'ordinaire alimenté par le réseau industriel, d'un moteur électrique et sa charge entraînée.

Dans le premier volume, quelques rappels sur les moteurs électriques et les principaux types de charges entraînées ont permis de présenter les divers procédés de variation électrique de vitesse et leurs domaines d'applications.

Dans le second, après des rappels d'électronique de puissance et d'automatique, sont traités les variateurs électroniques de vitesse, c'est à dire des convertisseurs statiques utilisés et de leur commande.

Le troisième volume est consacré aux INTERACTIONS entre le convertisseur et le réseau d'une part, entre le convertisseur et le moteur d'autre part.

La chaîne de conversion d'énergie, réseau-convertisseur statique-moteur électrique-charge entraînée, qui constitue un entraînement à vitesse variable, forme un tout dont tous les éléments interagissent les uns sur les autres.

Dans les volumes précédents a été traité un élément de cette chaîne sans parler de celui qui le précède et de celui qui le suit. Mais il a fallu procéder à quelques simplifications. L'objet de ce volume est précisément de revenir sur les principaux problèmes liés aux interactions entre éléments de la chaîne de conversion d'énergie.

Cette série s'adresse aux électrotechniciens et électromécaniciens, ingénieurs ou techniciens supérieurs d'entreprise d'installation électrique, de constructeurs ou d'exploitants d'équipements industriels mettant en jeu des équipements électriques. Elle apporte aussi des informations complémentaires aux ouvrages pédagogiques classiques. Aussi est-elle très attendue par les enseignants et étudiants des écoles d'ingénieurs, des maîtrises scientifiques, des IUT et STS.

Volume 3 : interactions convertisseur-réseau et convertisseur-moteur-charge.

(364 pages, 450 F TTC, 68,60 €)

J. BONAL et G. SEGUIER

Sommaire du volume 3 :

Harmoniques générés par les variateurs électroniques de vitesse.

Puissance réactive et harmoniques normaux d'un redresseur. Inter-harmoniques créés par les variateurs de vitesse. Effets des imperfections du réseau, du variateur et du moteur.

Propagation et effets des harmoniques injectés dans le réseau. *Caractéristique du réseau par rapport aux variateurs qu'il alimente. Propagation des harmoniques ;*

effets sur les composants du réseau. Réduction des harmoniques, filtrage, risque de résonance.

Effet sur le moteur, de son alimentation par un convertisseur.

Pertes supplémentaires dues aux harmoniques générées par le variateur. Choix des paramètres d'une cellule de filtrage. Compensation de déséquilibre dû aux charges monophasées. Courants dans les paliers des moteurs alimentés par des convertisseurs.

Symboles utilisés. Index alphabétique

Volume 1 : rappels d'électrotechnique et de mécanique. Les procédés de variation de vitesse.

(424 pages 450 F TTC)

J. BONAL.

Volume 2 : rappels d'électronique de puissance et d'automatique. Les variateurs électroniques de vitesse.

(478 pages, 470 F TTC)

J. BONAL et G. SEGUIER

ELECTRICITE, VOYAGE AU COEUR DU SYSTEME

Ouvrage collectif - Editions Eyrolles -528 pages

Une approche didactique et très descriptive des aspects techniques, historiques et même sociologiques des réseaux d'énergie est menée dans ce livre

LES MACHINES ELECTRIQUES

André Genon et Willy Legros Université de Liège
Editions Hermès -352 pages-50€ / 327,98F

Cet ouvrage offre une approche claire et des outils de compréhension fiables des phénomènes électromagnétiques. On y trouve ainsi, non seulement le rappel de la théorie et des lois fondamentales de l'électromagnétisme, mais aussi leur mise en relation constante avec la réalisation concrète des différents types de machines électriques

RECUEILS DE CONGRES ET JOURNEES D'ETUDES

Le détail des conférences et sessions affiches de ces congrès et journées d'études est donné dans les pages de ce numéro, dans **la rubrique "congrès et journées d'études"**.

GEVIQ'2000, ESIM, les 21 et 22 mars à Marseille

**Génie électrique et qualité de vie (médical, habitat)
Génie électrique et environnement (prévention traitement des nuisances)
Génie électrique et sécurité (transports risques individuels)**

Les textes associés aux conférences sont regroupés sur un CD-ROM commercialisé au prix de 127,61 F TTC, frais d'envoi compris.

Commande à adresser, accompagnée du règlement à :

**Groupe Ecole Supérieure d'Ingénieurs de Marseille-Institut Méditerranéen de Technologie
Technopôle de Château-Gombert 13 451 MARSEILLE CEDEX 20
Tel : 04 91 05 45 80**

Journées "Electrotechnique du club EEA" ENSIEG, les 16 et 17 mars 2000 à Grenoble

"les réseaux d'énergie : aspects scientifiques et applications pédagogiques"

Le recueil des actes de ces journées est commercialisé au prix de 358,80 F TTC, frais d'envoi compris; la commande, accompagnée du règlement doit être adressée à

**Corinne PULFER, Fédération Eleso,
ENSIEG, BP 46, Domaine Universitaire, Saint Martin d'Hères CEDEX
Tel : 04 76 82 62 08**

Premier séminaire francophone sur "L'ENERGIE EOLIENNE", Université d'Artois, nov. 1999, Béthune

**"Présentation des énergies renouvelables
Aspects techniques
Les évolutions et avancées technologiques"**

Le recueil des actes de ces journées est commercialisé;(prix non défini à la date d'impression de la Revue) ; la commande doit être adressée à

**Hervé ROISSE
LSEE, Université d'Artois, Faculté des Sciences Appliquées
Technoparc Futura, 62 400 BETHUNE
Tel : 03 21 63 72 00 (secrétariat)
Mail : hervé.roisse@univ-artois.fr**

LES MOTEURS ÉLECTRIQUES POUR APPLICATIONS DE GRANDE SÉRIE

Bernard MULTON, Hamid BEN AHMED, Nicolas BERNARD, Pierre-Emmanuel CAVAREC
Antenne de Bretagne de l'École Normale Supérieure de Cachan

1- Introduction

L'objectif que nous nous sommes fixé, dans cet article, est de dresser un panorama aussi étendu que possible des convertisseurs électromécanique (moteurs ou générateurs) de grande diffusion dont les principes sont fondés sur l'électromagnétisme. Compte tenu de l'espace limité, nous n'aborderons pas leurs principes de fonctionnement. Dans beaucoup de ces machines spéciales, voire ésotériques, on est souvent très loin de pouvoir exploiter les notions de forces de Laplace et de champs tournants, aussi, nous conseillons à nos lecteurs d'utiliser la méthode des travaux virtuels [Jifer_79] pour analyser leur fonctionnement et calculer leur couple électromagnétique.

1.1- Diversité

Qu'est-ce que la grande série? On peut considérer qu'il s'agit d'une production supérieure à plusieurs dizaines de milliers de dispositifs par an. En ce qui concerne les actionneurs électriques, on peut inclure les domaines des moteurs industriels (les asynchrones triphasés à cage d'écureuil coulée en aluminium sont les seuls à être produits réellement en série) et ceux correspondant aux accessoires de petite puissance qui nous assistent au quotidien.

Dans cet article, nous ne traiterons pas les machines asynchrones triphasées à cage qui sont largement traitées dans la littérature scientifique et technologique. En revanche, nous essaierons, grâce à de nombreux exemples, de montrer la grande diversité de la deuxième catégorie de moteurs précédemment évoquée.

La figure 1.1 (échelles logarithmiques) montre les ordres de grandeurs du couple obtenu en fonction des dimensions caractéristiques (ici le diamètre), la puissance à 3000tr/mn est donnée à titre indicatif. Le domaine des moteurs de grande diffusion (hors asynchrones triphasés) couvre les dimensions comprises entre le millimètre (horlogerie) et la dizaine de centimètres (électroménager, alternateurs automobiles). Si, un jour, les véhicules électriques se développent, des moteurs de plus grande puissance (quelques dizaines de kW) viendront s'y ajouter [Mult_00].

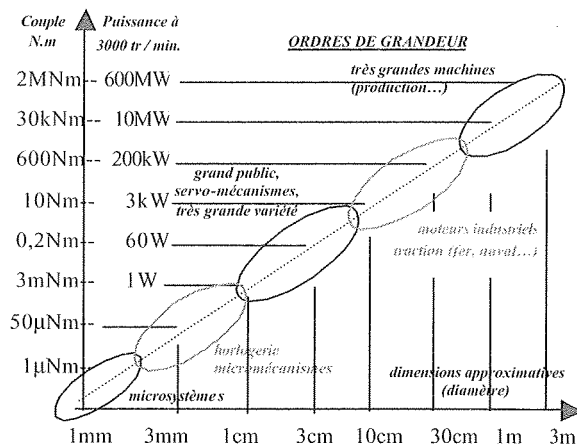


Figure 1.1
La très grande étendue, dans le domaine des puissances, des machines électromagnétiques

Les moteurs, généralement discrets, sont partout. Une famille française moyenne en possède, souvent sans le savoir, plus de 100 de l'actionneur d'une montre analogique à ceux cachés au cœur des appareils électroménager, du micro-ordinateur familial ou encore de la chaîne Hi-Fi.

Ce qui caractérise le plus les moteurs de grande diffusion, c'est probablement la très grande variété de structures électromagnétiques, considérées le plus souvent comme ésotériques. Elles font, en effet, rarement l'objet d'un enseignement dans les cours d'électrotechnique quel que soit leur niveau.

1.2- Domaines d'application et marchés

En Europe le marché de renouvellement des équipements électroménager et automobile est d'environ 10 à 15 millions d'unités par an selon leur durée de vie. Le tableau suivant donne, en millions d'unités, la demande annuelle européenne et mondiale de quelques appareils dans le domaine de l'électroménager (données L. Perier SGS Thomson 1993):

| type | Lave linge | Lave vaisselle | μ-ondes | Aspirateurs | Robots ménagers |
|--------|------------|----------------|---------|-------------|-----------------|
| Europe | 12 | 6 | 8 | 12 | 12 |
| Monde | 36 | 14 | 42 | 61 | 41 |

| type | ventilateurs | Réfrig. | Climatiseurs | Rasoirs | Outils portatifs |
|--------|--------------|---------|--------------|---------|------------------|
| Europe | 5 | 14 | 0,1 | 15 | 12 |
| Monde | 70 | 49 | 20 | 50 | 37 |

On peut considérer que ces données évoluent à la hausse surtout au niveau mondial compte tenu de la croissance du taux d'équipement dans les pays en voie de développement. Les marchés européen et américain des moteurs fractionnaires sont d'environ respectivement 4 et 8 G\$.

Dans l'électroménager où l'alimentation se fait la plupart du temps en courant alternatif, les moteurs utilisés sont de types asynchrones, universels et synchrones (démarrage direct).

La domotique, domaine qui représente les automatismes dans l'habitat, perce lentement. Somfy détiendrait 55% d'un marché annuel mondial de 2,2 M de moteurs de volets roulants.

Dans le secteur des **accessoires automobiles**, avec plus de 40 millions d'automobiles fabriquées annuellement, la production mondiale de moteurs électriques dépasse le milliard (quasiment tous à collecteur) pour un marché d'environ 4 G\$ (environ 15 millions pour l'Europe de l'Ouest). Des constructeurs comme Nippondenso ou Delphi fabriquent entre 300 et 500 000 moteurs par jour ! Le niveau d'équipement des véhicules évoluant rapidement, la production croît également en conséquence. Une automobile ordinaire exploite d'une dizaine de machines électriques (démarrateur, ventilateurs thermique moteur et habitacle, essuie-glace AV et AR, lève-vitres, alternateur...) et une voiture haut de gamme en a près de 100 [Berg_94]. La tension d'alimentation de ces moteurs est actuellement de 14 V et passera progressivement à 42 V dans une dizaine d'année, ce qui nécessitera plus de lames au collecteur (pour des raisons de commutation).

Horlogerie

Le moteur Lavet présent dans la majorité des montres et pendules électriques à aiguilles est produit à plus de 600 millions d'exemplaires par an [Minot_98].

Informatique

Il s'agit d'un marché en pleine explosion (population encore en phase d'équipement et

renouvellement très rapide «grâce» à une durée de vie de 4 à 5 ans). En 1999, environ 200 M de disques durs par an et autant de lecteurs de disquettes ont été produits, c'est un marché en très forte expansion, en particulier vers les applications vidéo et photographie numérique.

Le marché des lecteurs et graveurs de CDROM et autres DVD est également en très forte croissance. En 1995, 40 M de lecteurs de CDROM ont été commercialisés.

Autres marchés

Par manque d'informations, nous ne pourrions qu'évoquer les gros marchés suivants: appareils photos et autres caméras vidéo, appareils audio, magnétoscopes, jouets, modélisme, ventilateurs d'équipements, ...

Les fabricants des moteurs de grande série sont soit des producteurs d'équipement qui considèrent que les moteurs font partie des composants «stratégiques». C'est le cas de la plupart des équipementiers automobiles (DelcoRemy, NipponDenso, Bosch, Ford, TRW, Valco, MagnetiMarelli, Lucas, pour n'en citer que quelques uns), des fabricants de produits électroménagers (Whirlpool, Moulinex, Seb...). Mais, il existe aussi des spécialistes des moteurs de grande diffusion, ils alimentent tous les marchés précédemment évoqués. Par exemple, Ametek produit 23 millions de moteurs universels pour aspirateurs entre 600 et 1400 W, Mabuchi expulse de ses chaînes plus d'un milliard et demi de moteurs par an (principalement des petits moteurs à collecteur) soit environ 50 moteurs chaque seconde !

En somme, c'est par milliards que sont annuellement fabriqués les petits moteurs électriques dans des usines de productions très automatisées et, de plus en plus, déplacées en Asie du Sud-Est ou en Amériques Centrale et du Sud.

1.3- Aspects système : l'intégration du moteur à la fonction

Dans nombres d'applications, les moteurs sont intégrés à des systèmes complexes, ils doivent être conçus dans un souci d'intégration (au sens de la compacité et de la compatibilité) à la fonction générale. Leur forme, leur température de fonctionnement, leur pollution électromagnétique (etc.) doivent être déterminés ou limités en fonction d'un grand nombre de contraintes technologiques et économique. C'est le cas des exemples suivants de systèmes mécatroniques dans lesquels, on notera une forte intégration des actionneurs ou générateurs à leur environnement électronique.

Disques durs magnétiques pour le stockage de l'information.

C'est un domaine tout à fait remarquable dans le sens, où contrairement à beaucoup d'autres secteurs à très fortes contraintes économiques, la technologie

progresses très vite pour accroître sans cesse les performances : compacité, capacité de stockage (actuellement plus de 30 Go par plateau 3,5"), rapidité d'accès, en somme, le coût de l'octet stocké décroît vertigineusement. Dans un disque dur, il faut deux actionneurs : un pour l'entraînement du plateau de disques, le second pour le déplacement des têtes de lecture-écriture. Les têtes se trouvent à moins d'un 1/10^{ème} de µm des plateaux ce qui donne une idée des précisions requises aussi bien en positionnement qu'en rotation.

Pour des raisons d'encombrement, les moteurs d'entraînement du disque, après avoir été placés en dessous (structures très plates) sont maintenant intégrés à l'intérieur de l'empilement de disques (cylindriques à rotor extérieur), ce sont exclusivement des moteurs à aimants autopilotés par capteurs à effet Hall ou sans capteurs. La vitesse de rotation doit être très précise et la rotation très régulière avec une grande répétitivité (les paliers à billes doivent être assistés ou remplacés par des dispositifs hydrodynamiques).

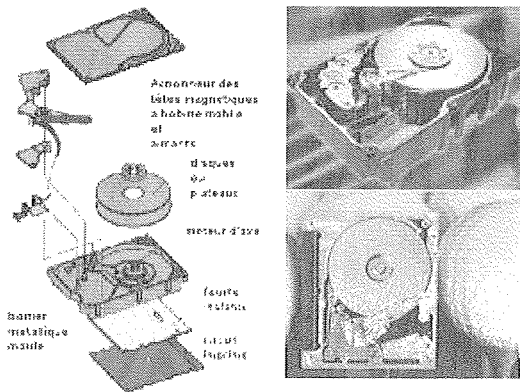


Figure 1.2

Disques durs : vue éclatée et photographies (en haut : Seagate, en bas IBM micro-disk)

Après avoir utilisé des actionneurs pas à pas rotatifs associés à un système de conversion rotation-translation, les têtes de lecture-écriture des disques durs modernes sont entraînées directement par des actionneurs à bobine mobile semi-rotatifs pour minimiser les temps d'accès. On s'oriente vers des systèmes à aimants mobiles (même principe) pour accroître encore les accélérations.

La miniaturisation des disques (aujourd'hui 1" de diamètre : 340 Mo pour un système de 19 grammes pour un encombrement de 43x36x5mm³, voir fig.1.2) conduit à des recherches vers des micromécanismes réalisés en nouvelles technologies.

Montres et horloges électriques et à aiguilles.

Les montres à aiguilles constituent un bel exemple d'intégration mécatronique. La figure 1.3 décrit une montre autonome utilisant les mouvements du poignet pour faire tourner un générateur à très grande vitesse qui recharge un supercondensateur, l'énergie est ensuite utilisée pour le comptage du temps et pour l'alimentation du moteur d'entraînement des aiguilles.

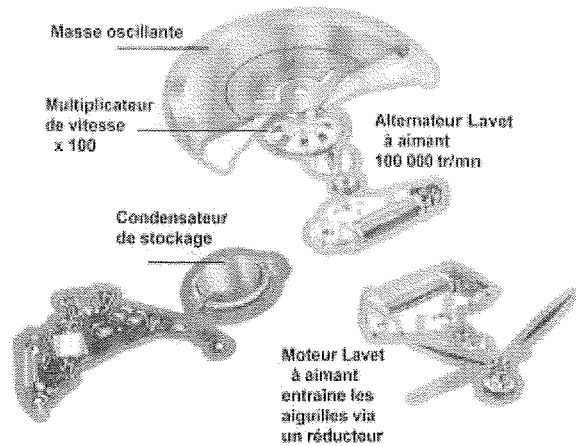


Figure 1.3

Montre électrique à recharge par les mouvements du poignet (Seiko)

Ventilateurs

Le moteur est intégré à l'intérieur de la turbine, la plupart du temps, il s'agit de structures à rotor extérieur. Compte tenu de la durée de vie exigée, les collecteurs sont exclus, celle-ci est donnée par la qualité (et le prix) des paliers (coussinets, billes ou autres). Le silence est également est autre critère essentiel. Selon la source d'alimentation disponible, ils mettent en œuvre soit des moteurs asynchrones monophasés, soit des moteurs synchrones autopilotés à aimants (DC brushless).

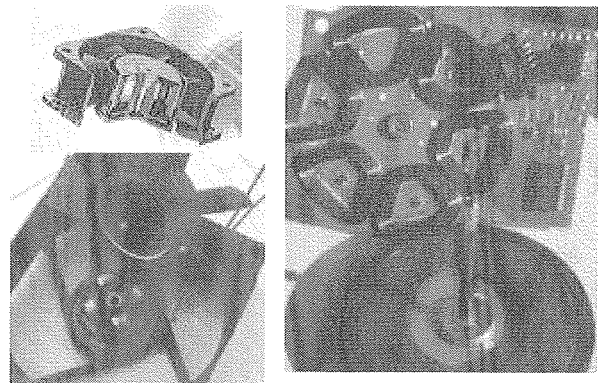


Figure 1.4

Moteurs à commutation électronique associés à l'électronique de pilotage (à gauche : ventilateur, à droite : magnétoscope)

Magnétoscopes

Pour l'entraînement du tambour supportant les têtes magnétiques mais également pour l'entraînement du cabestan, on utilise des moteurs triphasés à aimants autopilotés intégrés à un circuit imprimé. La figure 1.4 (droite) montre une photo de l'architecture fréquemment utilisée pour le moteur du cabestan, il s'agit d'une structure à champ axial, le circuit imprimé supporte le circuit ferromagnétique de fermeture du flux statorique (plaque d'acier se trouvant sous le circuit), les 3 capteurs à effet Hall que l'on peut voir au centre des 3 bobines (en bas à gauche) ainsi que les circuits de commande et de puissance du moteur.

1.4- Contraintes et évolutions

Le coût de revient est toujours une donnée industrielle fondamentale mais il est encore plus crucial quand il s'agit de grande série. Le produit doit donc répondre au besoin au meilleur coût et offrir de nouvelles fonctionnalités qui le rendront plus attractif par rapport à la concurrence. Le coût des matières premières intervient pour plus de 50% dans le prix de revient d'un moteur fabriqué en très grande série :

- 15 à 20F/kg pour le cuivre : les cours du cuivre varient beaucoup ;

- 3 à 6F/kg selon la teneur en silicium pour des tôles à grains non orientés de 0,5 mm d'épaisseur ;

- aimants : 30 à 40F/kg pour des ferrites, moins pour les plasto-ferrites, 300 à 1000F/kg pour les NdFeB selon les nuances (plasto-NdFeB ou pur). En terme d'énergie par unité de prix, l'écart se réduit, on peut dire que les ferrites sont encore 2 à 3 fois moins chers que les NdFeB.

Dans le process de fabrication, la simplicité des structures des machines est un élément important (moins d'étapes, machines de production moins complexes et plus fiables...), c'est ainsi que dans les applications où les contraintes économiques sont primordiales, la solution monophasée à circuit magnétique en U (ou encore Lavet) est souvent choisie qu'il s'agisse de moteurs à collecteur ou asynchrones. Les moteurs asynchrones triphasés produits en grande série atteignent un prix voisin de 40 F/kg soit environ 250 F/kW.

En ce qui concerne les contraintes techniques, les situations sont très différentes selon les domaines. Le coût et le respect des normes sont systématiquement des contraintes fortes.

Dans le secteur de l'électroménager, s'ajoutent la discrétion acoustique et l'ergonomie (compacité en général). Très souvent, l'exigence de compacité nécessite un moteur rapide associé à un réducteur mais la diminution du bruit pourrait conduire à sa suppression, à condition de trouver des moteurs fort couple et bas coût, par exemple piézo-électriques. Mais lorsque la vitesse requise par la fonction est suffisamment élevée (centrifugeuses, mixers, moulinettes, aspirateurs, sèche-cheveux, petits ventilateurs...), les moteurs entraînent directement leur charge. En revanche, de nombreuses applications (robots culinaires, batteurs, presse-agrumes, couteaux électriques, ouvre-boîtes...) utilisent encore un réducteur car celui-ci confère le meilleur prix et le meilleur encombrement du système compte tenu des contraintes et des exigences des utilisateurs. L'outillage électroportatif est sensiblement moins contraignant sur le bruit acoustique.

Le rendement est rarement un critère important, sauf pour les longues durées de fonctionnement (circulateurs de chauffage central, VMC...). On s'est aperçu assez récemment que ces dispositifs étaient de gros consommateurs d'énergie car ils fonctionnent souvent en permanence et avec de faibles rendements de conversion [Kudel_98]. Les petites pompes de

circulation ont des rendements de 7 à 12% pour des puissances consommées de 25 à 80W, le moteur asynchrone monophasé gaspille une part notable de l'énergie (rendements de 20 à 30% pour ces puissances). Des turbines mieux conçues et des moteurs à rendement améliorés alimentés par variateur électronique permettraient de faire des gains énergétiques considérables.

2- Les moteurs asynchrones

Les moteurs asynchrones sont très utilisés dans les applications de grande série car ils sont, a priori économiques (fabrication simple) pour une longue durée de vie, souvent limitée par les paliers. Ils sont évidemment intéressants lorsqu'ils peuvent fonctionner directement à partir du réseau alternatif. L'alimentation monophasée étant la seule souvent disponible et le moteur asynchrone monophasé ayant un couple de démarrage nul, il est nécessaire de trouver des solutions pour réaliser des moteurs asynchrones sensiblement diphasés alimentés en monophasé. On rencontre deux familles de solutions : celles à bagues de déphasage et celles diphasées à condensateur de déphasage. Dans tous les cas, le circuit magnétique est feuilleté (souvent des tôles de 0,5 mm ou plus), la cage est coulée en aluminium (sauf dans les moteurs de pompes à rotor immergé où elle est en cuivre), les barres sont souvent inclinées ou en chevron pour réduire les vibrations dues aux variations de réductance locale (en chevron pour supprimer l'effort axial résultant de l'inclinaison : cas du ventilateur de la figure 2.3b). Comme leur couple de démarrage est assez faible, ces moteurs sont généralement utilisés dans des ventilateurs et des pompes (électroménager entre autres). Les bobinages au stator facilitent la surveillance de température qui peut être faite par une thermistance ou un fusible couplé thermiquement aux têtes de bobine.

2.1- Structures

2.1.1- Structures à bagues de déphasage

Pour obtenir, à partir de l'unique bobine d'alimentation une deuxième phase qui produira un champ décalé spatialement d'un quart de période et de $\pi/2$ électriquement, on peut utiliser le principe de la bague de déphasage (utilisé également dans les électroaimants alimentés en courant alternatif). On parle également de moteurs à spires de Frager, à bobines écrans ou encore shaded poles.

Ces machines n'ont évidemment qu'un seul sens de rotation, mais, en modifiant l'emplacement des bagues (pôles opposés), on peut obtenir des moteurs tournant dans un sens ou un autre.

La figure ci-dessous montre la structure extrêmement fréquente (des milliards fabriqués chaque année) à circuit magnétique en U, bobine en U, 2 pôles munis chacun de une, deux ou trois bagues en court-circuit (en cuivre).

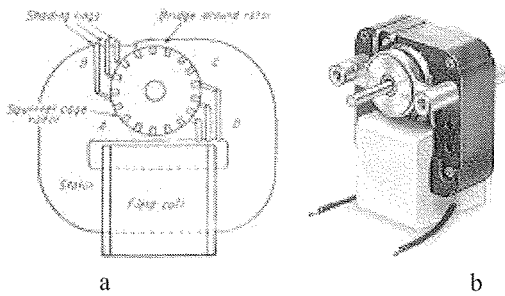


Figure 2.1

Structure « Shaded Pole » en U à 2 pôles
 a : 3 bagues en court-circuit par pôle [Nasar_87]
 b : photo structure 2 bagues par pôle

La figure suivante montre les lignes de champ calculées avec, d'une part, la bobine d'alimentation seule et, d'autre part, bobine et spires de Frager alimentées. On voit ainsi apparaître une deuxième composante du champ magnétique qui, si elle est convenablement déphasée, permet d'obtenir un système quasi-diphasé.

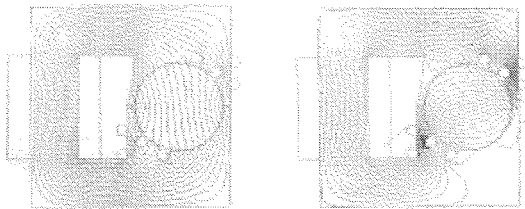


Figure 2.2

Lignes de champ avec et sans courant dans les bagues de déphasage [Lamo_96]

Une autre architecture est également utilisée (figure 2.3), elle comporte un stator cylindrique à pôles saillants (il peut donc y avoir plus de deux paires de pôles, contrairement à la structure précédentes). Elle est plus compacte mais également sensiblement plus complexe à la fabrication. De nombreux ventilateurs (refroidissement des systèmes ou ventilation de logement) mettent en œuvre de telles structures avec, souvent un rotor extérieur. Les puissances vont de 5W à 100W environ.

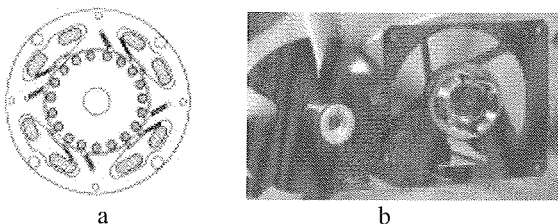


Figure 2.3

a : Structure 4 pôles à spires de Frager [Nasar_87]
 b : exemple de ventilateur 2 pôles

La simplicité des moteurs à bobine écran se paye souvent cher en terme de rendement, celui-ci pour des puissances utiles de quelques dizaines de watts, se situe dans la plage de 10 à 30% selon la puissance et les compromis de conception (couple de démarrage, facteur de puissance). Le glissement nominal est couramment de 20% et le facteur de puissance compris entre 0,4 et 0,6. Cela se traduit, outre un coût de

fonctionnement élevé (surtout s'ils fonctionnent durant un temps important, ce qui est souvent le cas), par un volume et une masse importants, donc un coût matière finalement élevé. Cette raison les a mis dans une position en régression sur le marché au profit des moteurs synchrones de type Lavet, également monophasés, beaucoup plus petits et capables de démarrer si la charge le permet (Cf § 4.2).

2.1.2- Structures à condensateur de déphasage

Dès que les puissances dépassent quelques dizaines de watts, le faible rendement des structures précédentes ou/et leur faible couple de démarrage conduit à des solutions coûteuses (il existe toutefois de gros moteurs asynchrones à bagues de déphasage). Ainsi, les pompes de chauffage central, les entraînements de tambour de lave-linge (sans variateur électronique), les volets roulants motorisés et bien d'autres applications, mettent en œuvre des moteurs asynchrones diphasés à alimentation monophasée. La phase principale est alimentée directement par le réseau et la phase auxiliaire l'est à travers un condensateur permettant de déphaser au plus près de $\pi/2$ son courant par rapport à celui de la première. L'inversion du sens de marche est possible grâce à un simple commutateur [Gréh_95].

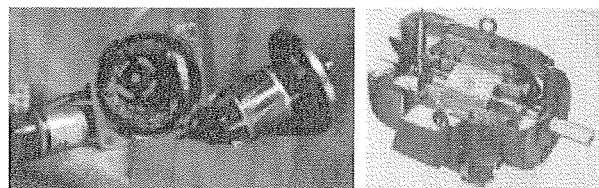


Figure 2.4

Moteurs asynchrones « monophasés » à condensateur de déphasage
 a : petit moteur 230 V-50 Hz ϕ 5 cm (condensateur 4 μ F)
 b : moteur autoventilé de quelques 100 W à condensateur

Ces moteurs se rencontrent jusqu'à des puissances de l'ordre de 1 à 2 kW (exceptionnellement : quelques 10 kW). Selon que le condensateur est calculé pour optimiser le couple de démarrage, le rendement ou le facteur de puissance au fonctionnement nominal, le $\cos \phi$ et le rendement prennent des valeurs très différentes, le tableau suivant donne quelques exemples et montre une comparaison avec un cas triphasé :

| P @ N | C_d/C_n | $\cos \phi_n$ | η_n en % |
|------------------|-----------|---------------|---------------|
| MONO | 1,5 | 0,58 | 50% |
| 120 W 1400 tr/mn | 0,4 | 0,9 | 57% |
| TRI | 2,4 | 0,63 | 60% |
| MONO | 1,2 | 0,64 | 62% |
| 500 W 1400 tr/mn | 0,35 | 0,92 | 66% |
| TRI | 2,2 | 0,73 | 73,5% |

Notons également la possibilité d'avoir deux vitesses par le traditionnel changement de pôles du bobinage statorique (principe Dalhander) utilisé, entre autres, dans les lave-linge pour obtenir les vitesses de lavage et d'essorage.

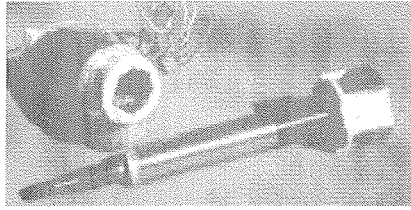


Figure 2.5

Moteur asynchrone (SIMU) associé à un frein pour volets roulants

La figure 2.5 montre un « moteur tubulaire » (démonté) pour entraînement de volets roulants, le rotor est associé à un frein à manque de tension (une partie du champ statorique est dérivée pour attirer un plateau mobile qui décolle le frein). La gamme des moteurs Somfy couvre des puissances de 10 W à 190 W mécaniques, le réducteur associé possède un rapport de 100 à 300 pour donner des couples de sortie de 4 à 100 N.m [Gréh_95].

La figure 2.6 montre une coupe de moteur asynchrone chemisé à rotor immergé [Kudel_98] ainsi qu'une photo de pompe de circulateur de chauffage central.

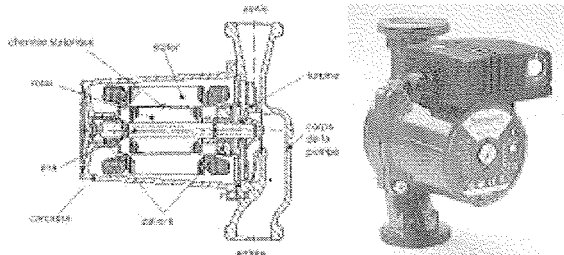


Figure 2.6

Coupe du moteur chemisé et pompe de circulateur de chauffage (Salmsen)

2.2- Alimentations électroniques économiques

La variation de vitesse des machines asynchrones nécessite, a priori, de régler leur fréquence ce qui conduit à des structures de convertisseur souvent beaucoup plus coûteuses que le moteur lui-même, particulièrement dans la gamme de puissance au delà de 100 W. Ainsi, les fabricants recherchent des solutions économiques souvent très dégradées comme, par exemple, l'alimentation par gradateur (fréquence fixe).

La figure 2.7 rappelle l'évolution de la caractéristique couple-vitesse d'un MAS (celle d'un moteur monophasé à condensateur ou à bague de déphasage est semblable à celle d'un moteur triphasé) lors d'une alimentation à fréquence fixe ou à fréquence variable.

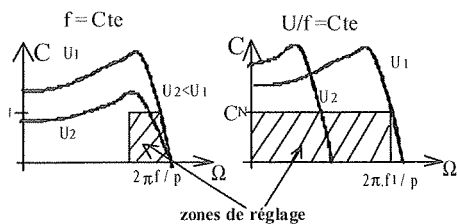


Figure 2.7

Réglage de la caractéristique mécanique des MAS

La solution la plus économique mais également la plus médiocre sur le plan de la qualité consiste à alimenter l'ensemble par un gradateur. Cela revient, en première approximation, à faire varier la tension d'alimentation, par conséquent, la plage de réglage de vitesse est très réduite mais cela peut suffire pour certaines applications de ventilation. Elle s'applique aussi bien aux machines à bobine écran qu'à celles à condensateur de déphasage.

En outre, dans le cas des moteurs à condensateur, la valeur optimale de la capacité est différente selon le point de fonctionnement considéré (par ex. démarrage ou régime nominal), il est ainsi envisageable de la faire varier en plaçant à ses bornes un triac [Mulj_93], cela permet de trouver par exemple un meilleur compromis entre le couple de démarrage et le rendement au point nominal.

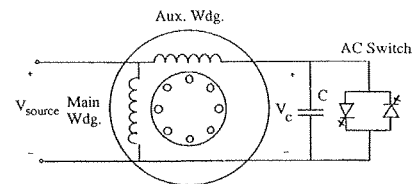


Figure 2.8

Réglage de la capacité par gradateur [Mulj_93]

La figure 2.9 montre un variateur de fréquence économique pour moteur monophasé à condensateur [Miya_93]. Un seul bras de pont suffit en utilisant une source d'alimentation à diviseur capacitif.

Dans le cas des moteurs de volets roulants où les exigences de couple et de compacité sont sévères, Somfy a envisagé des moteurs triphasés alimentés par un variateur également triphasé [Orsa_94].

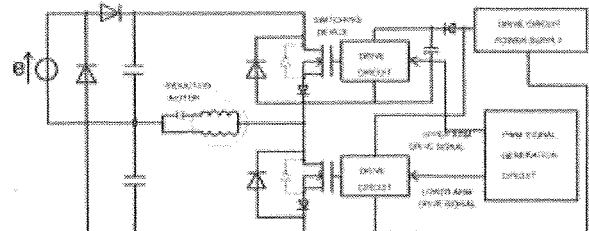


Figure 2.9

Réglage de tension et fréquence pour MAS monophasé [Miya_93]

3- Les moteurs à collecteur mécanique

Ce sont les machines de prédilection dans les applications alimentées en courant continu (accessoires automobiles et équipements basse tension divers) et, en courant alternatif, lorsque l'on souhaite des vitesses supérieures à la vitesse maximale de synchronisme permise par la fréquence d'alimentation (3000 ou 3600 tr/mn) sans l'aide d'une alimentation électronique. Ce sont les moteurs dits universels qui permettent de grandes vitesses comme dans les aspirateurs de poussières (jusqu'à 50 000 tr/mn). Cependant, les collecteurs mécaniques ont une contre partie : l'usure des balais et/ou du collecteur qui, selon la qualité des matériaux employés, les régimes de fonctionnement et la qualité des commutations, offrent

Moteur Astroflight modélisme à aimants samarium-cobalt

Cobalt 05, collecteur à 7 lames, 400 W à 24000 tr/mn, rendement 78%, masse 150 grammes (diamètre 33,5 mm, longueur 63,5 mm), soit une puissance et un couple massiques de 2,6 kW/kg et 1,1 N.m/kg, valeurs excellentes pour un prix d'environ 1000 F...

Moteur Valeo ventilateur thermique moteur (10T45)
[Deses_95]

Environ 170 W utiles à 2000 tr/mn, au rendement maximum 65%

Aimants ferrites (0,39 T à 20°C) 2 paires de pôles
Diamètre extérieur 100 mm, épaisseur de culasse : 2,5 mm, longueur : 61 mm, entrefer : 0,6 mm, diamètre d'entrefer : 80 mm, longueur de l'induit : 33,5 mm, 16 encoches, épaisseur d'aimants : 6,9 mm, longueur : 42 mm, arc polaire : 66°.

On remarquera que la longueur de fer du stator est beaucoup plus importante que celle de l'induit, on met à profit la culasse statorique pour la tenue mécanique de l'ensemble et sa longueur importante permet d'avoir une épaisseur de culasse plus faible (à même induction), les aimants ont également une longueur supérieure à celle de l'induit ce qui permet, à encombrement global donné, d'accroître leur flux. Le dessin suivant qui montre un résultat de calcul de champ 2D, a été effectué avec une épaisseur accrue pour prendre en compte cet « effet 3D ».

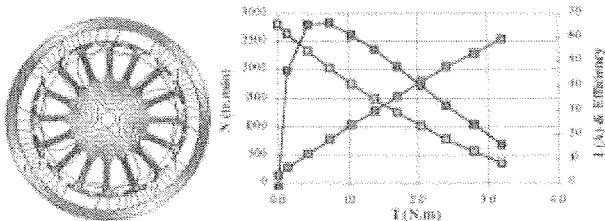


Figure 3.4

Moteur 12 V-250 W Valeo de ventilateur thermique moteur [Deses_95]

Les plus grosses machines à collecteur à aimants fabriquées en grande série sont probablement les démarrateurs de moteurs thermiques [Dong_94]. Les contraintes sont très sévères car il faut assurer un couple de démarrage extrêmement élevé dans des conditions de température très étendues. Le moteur série était au départ le mieux adapté pour ses qualités de couple de démarrage et d'autolimitation de la puissance. Mais, tout d'abord pour le démarrage des petites cylindrées puis pour des puissances croissantes (jusqu'à 2 kW pour des moteurs thermiques jusqu'à 2,2 litres environ), le moteur à aimants permanents s'est progressivement imposé. La masse d'un démarreur de 2 kW est ainsi passée de 12 kg en 1970 à 4 kg dans les années 90. Le démarrage à froid est, de ce point de vue, dimensionnant pour les aimants car c'est là que le courant de démarrage est le plus élevé et que les ferrites (technologie employée pour ses qualités économiques) sont plus sensibles à la désaimantation.

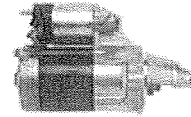
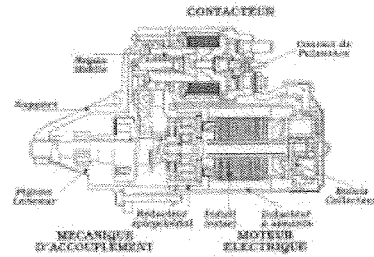


Figure 3.5

Démarrateur de moteur thermique (photo Denso et schéma Valeo)

Les vitesses de rotation de l'induit atteignent 30 000 tr/mn pour des induits de diamètre 50 mm (ce qui donne des vitesses périphériques élevées), sa température peut atteindre 400°C dans son régime de fonctionnement complètement impulsif (échauffement quasi-adiabatique). Le circuit magnétique est à 4 ou 6 pôles. Les balais en cuivre et graphite, parcourus par des courants allant jusqu'à 400 A, subissent des densités de courant beaucoup plus élevées que dans les machines à collecteur classiques.

3.2- Excitation bobinée

Dans le domaine de la grande série, le moteur à collecteur à excitation bobinée série occupe une position dominante surtout en courant alternatif où il est appelé moteur universel. Il permet, comme nous l'avons déjà dit, d'obtenir des vitesses élevées. Ainsi, si l'utilisation d'un réducteur est possible (perceuses, démarrateurs), on obtient une très grande compacité. En courant alternatif, la vitesse variable est aisément obtenue grâce à un simple gradateur, c'est ainsi que les lave-linge, naguère entraînés par des moteurs asynchrones à condensateur, utilisent, en majorité, un moteur universel. Les aspirateurs et les perceuses en sont quasiment tous équipés. Son principal handicap est sa commutation difficile en courant alternatif, les étincelles sont très difficiles à éviter [Matsu_95].

Selon les contraintes d'encombrement, deux architectures sont rencontrées, comme le montre la figure 3.6. La première à bobinage d'excitation asymétrique se rencontre dans certaines applications de petite puissance (rasoirs, jouets...), elle est de plus en plus rare. La seconde occupe un marché très étendu des outils portatifs (perceuses, meuleuses d'angle...) aux aspirateurs en passant par les lave-linges (800 W environ jusqu'à 18 000 tr/mn).

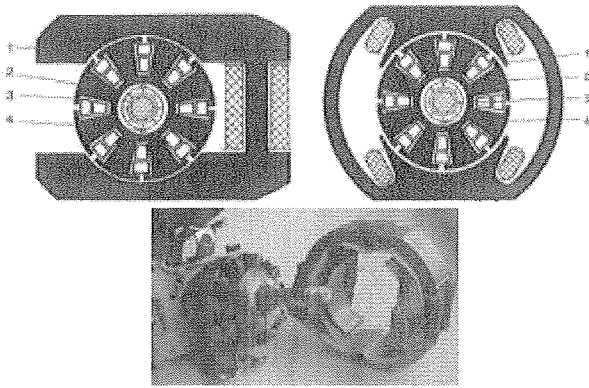


Figure 3.6

Architectures du circuit magnétique de moteurs universels [Mocz_87] et Photo moteur collecteur 10 lames 10 encoches, robot culinaire

Le moteur universel peut être avantageusement alimenté en courant continu ondulé grâce à un redresseur lui-même contrôlé par un triac (surcoût des diodes) ou par un hacheur haute fréquence. Le gain de performances du moteur permet de réduire sensiblement ses dimensions et, parfois, de compenser le surcoût de l'électronique. En outre, l'alimentation en courant continu permet une réduction du bruit acoustique.

Dans le domaine des aspirateurs ménagers, on assiste à un accroissement des vitesses de rotation dans l'objectif de réduire le volume et le coût de l'ensemble moteur-turbine [Mult_99]. Le tableau suivant (d'après Moulinex) montre l'évolution des vitesses, en Europe, pour des puissances (absorbées) de 1300 W. Les moteurs sont des moteurs universels dont les limites technologiques ne cessent d'être repoussées (vitesse périphérique de 90 m/s). Cependant le collecteur (souvent 24 lames pour un induit à 12 encoches) freine la progression (limites de commutations sous 230 V et encombrement : allongement de la distance entre paliers). En outre leur durée de vie est comprise entre 500 et 1500 heures. Ainsi des moteurs à commutation électronique (aimants permanents ou réluctance variable), capables de plus hautes vitesses, sont à l'étude. Le prix de revient d'un groupe moteur et turbine 45 000 tr/m est de 50 F environ.

| année | 1993 | 1994 | 1996 | 1997 |
|-------------------------|--------|--------|--------|--------|
| Ω_{Max} tr/mn | 26 000 | 32 000 | 42 000 | 45 000 |
| masse moteur+turbine | 2,5 kg | 1,9 kg | 1,6 kg | 1,5 kg |

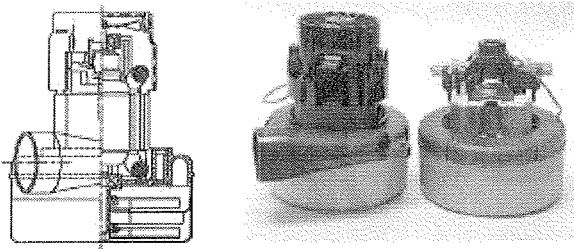


Figure 3.7

Ametek turbine 2 étages, 1500 W absorbés

4- Les machines synchrones

Nous avons distingué les machines synchrones des machines à collecteur mécanique par pure commodité et pour ne pas complètement rompre avec les vieilles habitudes mais il est peut-être utile de rappeler que leurs principes sont identiques. Les courants alternatifs d'induit des machines synchrones sont produits soit directement par le réseau soit grâce à une commutation électronique, quant à ceux des machines à collecteur, c'est cet organe qui commute les courants et réalise leur autopilotage.

4.1- À excitation séparée

Dans le domaine des petites puissances, l'excitation séparée est particulièrement avantageuse pour la génération d'énergie à vitesse variable. Ainsi les groupes électrogènes mettent-ils en œuvre de classiques alternateurs à rotor bobiné. Dans les automobiles, pour des puissances allant jusqu'à environ 2,5 kW en 12 V et 5 kW en 24 V, les alternateurs ont une structure de rotor à griffes car elle permet d'avoir un grand nombre de pôles avec une grande simplicité de fabrication et un minimum de pertes Joule. L'alternateur est accouplé au moteur thermique par un multiplicateur de vitesse à courroie. Associé à un simple pont de diodes, il offre un excellent compromis performances/économie tout en permettant d'obtenir une puissance maximale constante sur une large plage de vitesse.

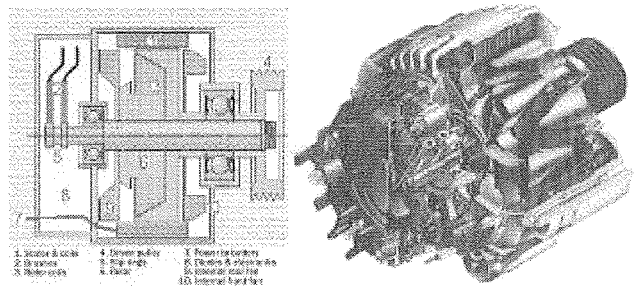


Figure 4.1

Coupe d'un alternateur et écorché (Valeo)

On assiste à une forte croissance de la puissance électrique installée dans les véhicules modernes (la tension va d'ailleurs évoluer vers 42 V). Les alternateurs doivent rester compacts et acoustiquement discrets, les puissants sont aujourd'hui refroidis à l'eau. D'autres structures sont actuellement à l'étude pour obtenir de meilleurs rendements, car la consommation (et la pollution) due à la production d'électricité à bord des automobiles prend une part de plus en plus significative. Des machines à excitation combinée (aimants et courant inducteur) sont actuellement à l'étude. Enfin, les alternateurs-démarrateurs [Mult_99] regroupent des fonctions combinées dans un seul convertisseur électromécanique; la quasi totalité des constructeurs automobiles, qui ont testé leur faisabilité sur des véhicules de leur gamme, remplaceront peut-être un jour les actuels démarrateurs et alternateurs.

originale permet d'obtenir de très grandes accélérations et des fréquences très élevées grâce à de faibles pertes magnétiques.

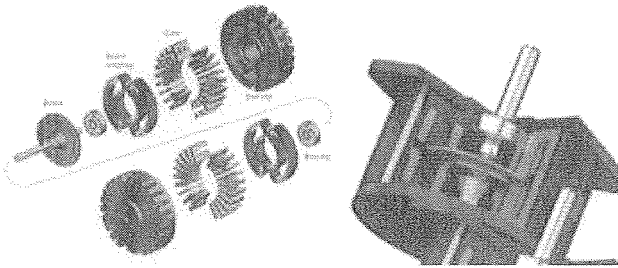


Figure 4.7
Moteur à aimant disque Portescap [Oudet_81] [Kenjo_92]

Enfin, citons les moteurs hybrides dans leur structure la plus courante, celle à aimantation axiale au rotor et deux dentures décalées d'un demi-pas pour obtenir un flux inducteur alternatif au stator. La plus courante comprends deux phases composées chacune de 4 pôles statorique dentés et un rotor à 50 dents qui confèrent une résolution de 200 pas par tour. Il existe également des moteurs à 5 phases.

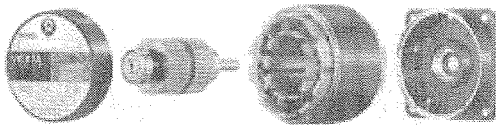


Figure 4.8
Moteur pas à pas hybride Vexta, 200 pas par tour, 2 phases.

4.4- À bobine mobile

Les disques durs modernes sont entraînées directement par des actionneurs à bobine mobile semi-rotatifs, à débattement limité, pour minimiser les temps d'accès. On s'oriente vers des systèmes à aimants mobiles (même principe) pour accroître les accélérations.

Nombreuses architectures : 2 très fréquemment utilisées

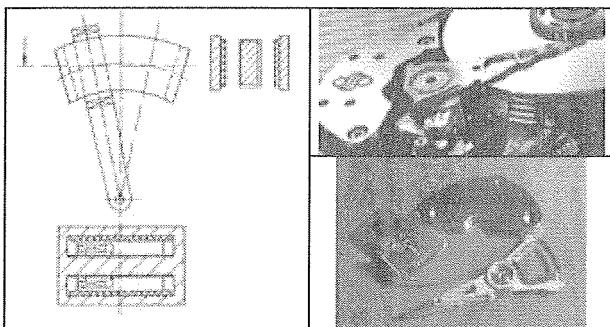


Figure 4.9
Dessin d'un actionneur à bobine mobile tel que ceux qui actionnent les têtes de lecture-écriture des disques durs [Jufer_89].
Photo disques Seagate (haut) Maxtor (bas)

- celle de la figure 4.9 pour les systèmes comprenant plusieurs plateaux
- celle à bobine plate (photo de la figure 4.9) et à aimant bipolaire pour les disques ultraplats.

Les bobines mobiles sont alimentées par un hacheur 4 quadrants qui permet de les asservir en position avec une bande passante maximale.

4.5. Autopilotés

Généralement, ce sont des moteurs à induit à pôles saillants, pour des raisons de simplicité de bobinage. Lorsque la structure est à rotor extérieur, l'induit est le même que celui d'un moteur à collecteur à rotor intérieur ce qui permet de conserver les techniques de fabrication déjà bien au point. Il y est plus facile de bobiner sur un cylindre à pôles saillants qu'à l'intérieur d'un tube. Pour minimiser le coût de l'électronique, on cherche souvent à minimiser le nombre de phases, mais cela se fait aux dépens des ondulations du couple. Tous ces petits moteurs sont, généralement, alimentés en créneaux de courant, parce que cela donne la solution de commande la plus simple, c'est, sauf exception, un ou plusieurs capteurs à effet Hall à sortie logique qui délivrent les signaux de position permettant de déterminer les angles de commutation du ou des courants.

Les ventilateurs brushless intègrent une structure à rotor extérieur en plastoferrite. Les moteurs n'ont qu'un seul sens de rotation et ils sont monophasés, généralement avec un enroulement bifilaire alimenté par un onduleur à 2 transistors (figure 4. ?). Les transistors, ainsi qu'un capteur à effet Hall sont intégrés sur un circuit imprimé qui sert également de support à l'induit. Afin de pouvoir démarrer, on utilise un positionnement par le couple de détente tel que le couple de démarrage soit non nul. Pour cela, on est obligé de « bousculer » la nature, en effet, naturellement le couple de détente a tendance à arrêter le rotor dans une position de flux inducteur maximal, donc de couple synchrone nul, il faut donc changer cet équilibre, par exemple en créant une dissymétrie des pôles d'induit (chanfreinage d'un bord de chaque pôle) ou encore avec des pôles intermédiaires non bobiné (photo de la figure 4.10 droite). Dans les ventilateurs, la configuration à rotor extérieur intégré dans la turbine offre un grand moment d'inertie et tolère donc des ondulations de couple importantes, c'est pourquoi la solution monophasée est acceptable. On la rencontre pour des puissances de quelques $1/10^{\text{èmes}}$ de watt (2,5 cm de côté pour 0,4 à 1W) à quelques dizaines de watts. Le couple de détente est faible et, si les paliers lisses sont grippés, le rotor n'atteint plus sa position de démarrage, c'est souvent la cause de panne de ces ventilateurs, de vrais roulements à billes permettent d'allonger la durée de vie.

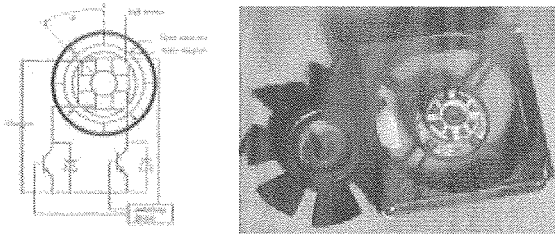


Figure 4.10

Moteur monophasé à 4 pôles et enroulement bifilaire [Berda-91]

La structure diphasée n'est intéressante, d'un point de vue convertisseur, que si l'on peut réaliser une source à point milieu ce qui conduit à un onduleur à 4 transistors. L'exemple suivant, proposé par Emerson [Li_98], montre une telle structure à 3 paires de pôles et son alimentation électronique pour une application économique (seulement 4 transistors et 2 capteurs à effet Hall) avec une puissance d'environ 50 W à 4300 tr/mn, le rendement global vaut 72%.

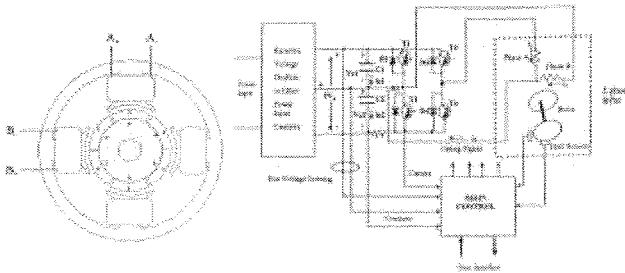


Figure 4.11

Moteur diphasé 4-6 Emerson et son alimentation électronique [Li_98]

Les moteurs triphasés permettent, avec 6 transistors, d'atteindre de très bonnes performances (faible ondulation de couple en particulier), ils nécessitent également 3 sondes à effet Hall. Ce sont les structures utilisées, par exemple, pour l'entraînement des plateaux de disques durs ou des cabestans de magnétoscope (en général très grand nombre de pôles). Le principe de l'alimentation dans le cas idéal où les fem sont trapézoïdales et les courants en créneaux parfaits (effets inductifs négligeables et autopilotage parfait) est décrit ci dessous

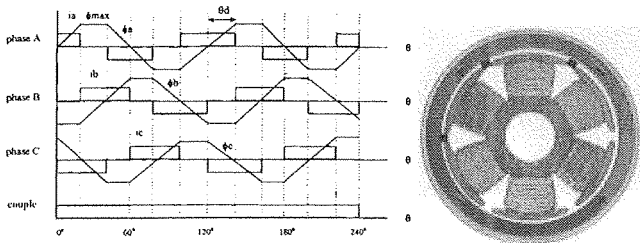


Figure 4.12

Formes d'onde dans un moteur triphasé et structure 4 pôles (Papst)

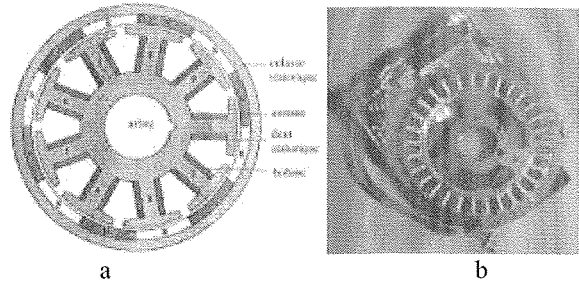


Figure 4.13

Exemples moteurs 3 phases. a : 9 encoches 12 pôles [Hwa_98]
b : 30 encoches - 40 pôles.

La figure 4.13 donne deux configurations magnétiques de moteurs triphasés à induit à pôles saillants. La figure 4.12 droite montre la position des 3 sondes à effet Hall (petit carrés noirs dans l'entrefer entre les pôles d'induit) qui permettent d'obtenir les 3 signaux d'autopilotage décalés d'1/3 de période électrique. La figure 4.13b donne la coupe d'un moteur triphasé 9-12 (3 dents par phase et 12 pôles) conçu pour des entraînements de lecteur de CDROM et optimisé pour avoir un couple de détente minimal [Hwa_98] (forme des pôles). En général, la réduction du couple de détente est obtenue par inclinaison des encoches ou par inclinaison des aimants (axialement) Dans les structures à pôles saillants, l'inclinaison nécessaire serait trop importante relativement à l'arc polaire et pénaliserait fortement les performances, sans parler de la complication de fabrication.

Exemples

Mabuchi EG-520ED, aimants ferrite: lecteur de cassettes pour auto-radio. Vitesse réglée à 2400 tr/mn 0,98 N.m (0,25 W) électronique intégrée, $U_n = 13,2 V$ (plage de 8,4 à 18V), rendement global au point nominal : 25%, masse 50 grammes.

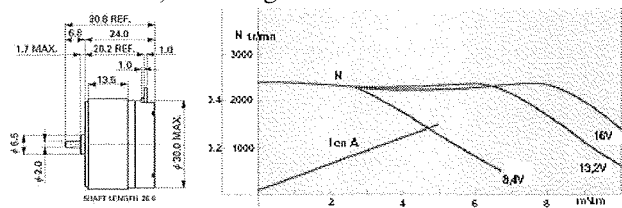


Figure 4.14

Moteurbrushless Mabuchi 13,2 V-0,25 W [Mabuchi]

Moteur de modélisme Astroflight Brushless 020, aimants SmCo
12 encoches, 4 pôles, 120 W à 14000 tr/mn, rendement 80%, masse 64 g ($\phi 24 mm$, L 43 mm) 1,2 N.m/kg, électronique 6 transistors MOS masse 20 g

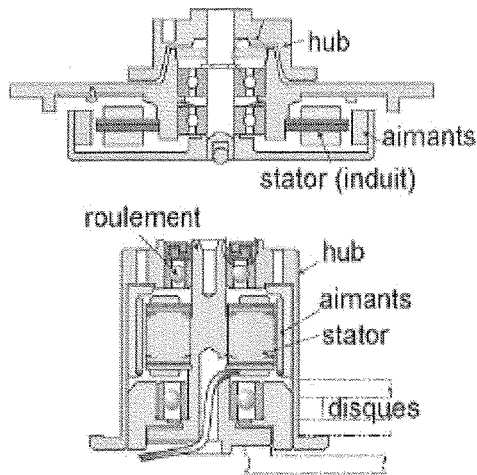


Figure 4.15

Emplacement des moteurs d'entraînement des disques durs (Nidec)

Disques durs : ce sont exclusivement des moteurs à aimants autopilotés par capteurs à effet Hall ou indirects. La vitesse de rotation est d'environ 8 000 tr/mn à 10 000 tr/mn et va vers 14 000 tr/mn. La figure 4.15 montre les dispositions intégrées des moteurs d'entraînement des disques de stockage empilés sur le tube. Lorsqu'il y a un seul disque, le moteur est extra-plat à champ radial et placé en dessous. Dans le cas des grosses capacités (plusieurs disques empilés), la meilleure intégration conduit à un moteur avec une structure longue de faible diamètre disposée à l'intérieur.

La figure 4.16 montre la structure d'un petit moteur économique de lecteur de CDROM ou de petits ventilateurs, il est monophasé « type sandwich » ou encore à bobine homopolaire [Chao_98]. Pour les petites dimensions, sa construction est plus simple que celle de la figure 4.10.

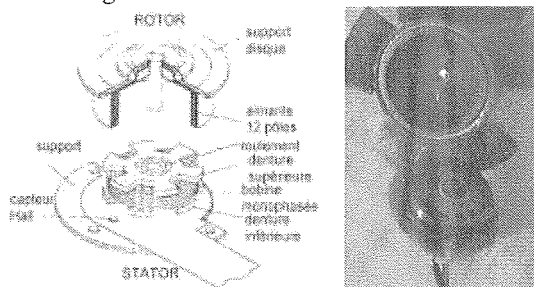


Figure 4.16

Moteur monophasé à aimants et bobinage global (schéma et photo)

Lorsque la rotation doit être très régulière et très silencieuse et que le rendement n'est pas un critère majeur, on réalise des structures à induit sans encoches (bobinage dans l'entrefer). La figure 4.17 montre une structure triphasée à champ axial très fréquemment utilisée dans les magnétoscopes (voir §1.2 et Fig 1.4). Les bobines sont sur le circuit imprimé où sont déposés une plaque ferro-magnétique assurant le retour du flux, les circuits intégrés de pilotage et les sondes de Hall éventuelles.

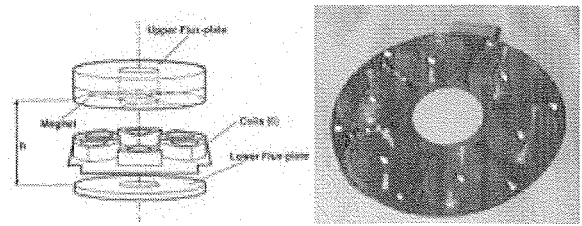


Figure 4.17

Structure triphasée à champ axial et bobines dans l'air [Furla_92]

5- Les moteurs à réductance variable

Ces moteurs, bien connus dans le cas de la commande pas à pas, présentent des avantages de simplicité et de robustesse mais ils peuvent être bruyants et cela limite leur champ d'application. Ils sont utilisés depuis longtemps dans des domaines marginaux mais de grande diffusion, comme les rasoirs électriques (Braun), la figure 5.1 montre un moteur oscillant de rasoir, il occupe la quasi totalité du volume du boîtier. L'alimentation directe à 50Hz du stator (à gauche sur la photo) produit une force magnétique à 100 Hz (carré de l'induction) qui excite le système oscillant mécanique à ressort (à droite) dont la fréquence propre doit être sensiblement égale. Il en résulte un mouvement de basculement qui, via une transmission mécanique articulée, produit un mouvement alternatif.

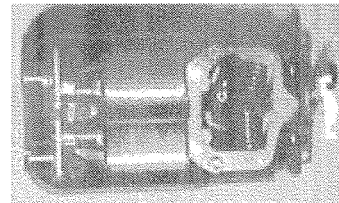


Figure 5.1

Moteur à réductance oscillant de rasoir électrique (Braun)

Le moteur à réductance, sans balais comme les moteurs à aimants et asynchrone, est également un candidat au remplacement du moteur à collecteur dans bon nombre d'applications. Dans ce cas, il est alimenté et autopiloté par un onduleur électronique, a priori unidirectionnel en courant car les forces générées ne dépendent pas de son signe. Le demi-pont asymétrique est alors la pierre de base des convertisseurs pour MRV. Les efforts ne pouvant être qu'attractifs, le couple d'une phase ne peut être moteur que sur la moitié d'une période électrique, ainsi il faut un minimum de 3 phases pour obtenir un moteur à deux sens de rotation (ex. structure 6-4 figure 5.2). Pour un seul sens de rotation, deux phases peuvent suffire, elles doivent alors travailler en opposition (système biphasé), et comme dans le moteur à aimants monophasé, il faut une « astuce » pour permettre le démarrage sous faible couple résistant.

Citons les perceuses où il a trouvé des débouchés grâce à ses possibilités de grande vitesse (Hilti), un lave-linge (Emerson) à tambour incliné La figure 5.2 montre la comparaison des rotors du moteur universel et du moteur à réductance qui le remplace.

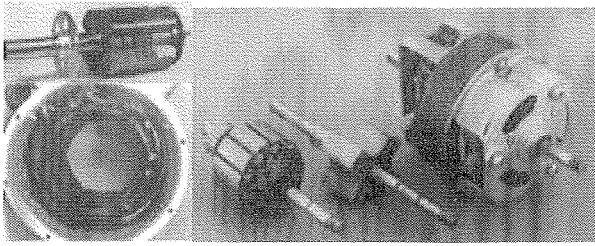


Figure 5.2

MRV triphasée 6-4 à gauche et comparaison des rotors des moteurs à réluctance et universel (SRD Ltd.)

Les aspirateurs ménagers qui nécessitent de grandes vitesses de rotation permettent grâce à cette technologie de surpasser les moteurs universels sans faire de prouesses sur le plan mécanique. Pour minimiser les problèmes de bruit acoustique, le fabricant Ametek a breveté un stator asymétrique de moteur biphasé. La figure 5.3 donne une coupe de ce stator et montre l'ensemble turbine-MRV réalisé.

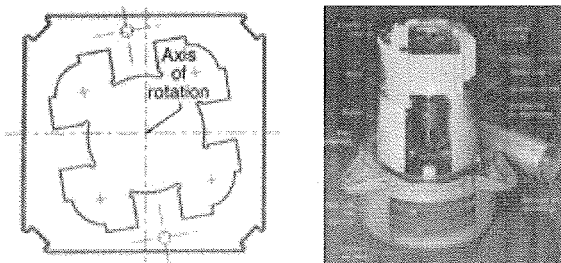


Figure 5.3

Moteur Ametek biphasé pour aspirateur [Connor_99]

Le moteur biphasé peut fonctionner avec un convertisseur de puissance simplifié à deux transistors. La figure 5.4 décrit la structure d'un tel convertisseur (« Cdump ») où la magnétisation de chaque phase est effectuée par un transistor et la démagnétisation par un petit convertisseur hacheur élévateur chargé de renvoyer dans l'alimentation l'énergie magnétique non convertie. En outre, ce montage peut avantageusement fonctionner en correcteur de facteur de puissance.

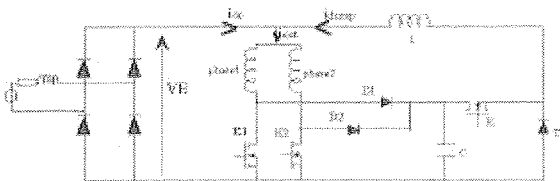


Figure 5.4

Convertisseur économique pour moteur à réluctance biphasé.

6- Conclusion, perspectives

Les moteurs produits en grande série révèlent une très grande diversité. Cet article avait pour objectif d'ouvrir les yeux sur un monde que nous côtoyons au quotidien mais que nous ignorons souvent. Il y manque beaucoup de points importants, en particulier, les actionneurs piézoélectriques qui percent lentement mais sûrement ainsi que les micromoteurs réalisés avec les technologies de la microélectronique qui vont faire leur apparition industrielle prochainement.

7- Bibliographie

- [Jufér_79] M. JUFER, « Electromécanique », Traité de l'école polytechnique fédérale de Lausanne, Ed. Georgi (1979).
- [Mult_00] B. MULTON « Motorisation des véhicules électriques », Techniques de l'Ingénieur, à paraître en 2000.
- [Kudel_98] M. KUDELSKI « Analyse et conception de moteurs synchrones chemisés à commutation électronique », thèse EPFL, 98.
- [Deses_96] P.F. DESEQUELLES, E. SANTANDER (Valco) « Un point de vue industriel sur la machine à courant continu », Revue 3EI n°7, déc. 1996, pp.15-20.
- [Mult_94] B. MULTON, « De nouvelles possibilités avec les moteurs à alimentation électronique. », Revue Générale de l'Electricité, N°1/94, janvier 1994, pp.11-19.
- [Berg_94] C. BERGMANN, « Les actionneurs électriques pour la voiture de l'an 2000 », journées EEA, mars 94.
- [Gréh_95] B. GRÉHANT « Actionneurs tubulaires pour le bâtiment », journées club EEA fév. 1995, pp.78-83.
- [Orsa_94] J.M. ORSAT, C. VANDERSCHAEGHE « Entraînement électrique à vitesse variable pour les produits légers du bâtiment », EPE drives Conf, Lausanne 1994, pp.49-53.
- [Nasar_87] S.A. NASAR, « Handbook of Electric Machines », Mc Graw Hill 1987.
- [Deses_95] P.F. DESEQUELLES « About the commutation in DC motors », Journ. Phys III, june 1995, pp.825-834.
- [Mabuchi] site web de Mabuchi, www.mabuchi-motor.co.jp.
- [Matsu_95] T. MATSUDA et al. « Method for analysing the commutation in small universal motors », IEE Proc. E.P.A., Vol42, march 95, pp.123-130.
- [Lamo_96] J.M. LAMOTTE, F. MATHEU « Le four à micro-ondes et sa motorisation », dossier IUFM de Cachan, 1996.
- [Dong_94] A. DONGFACK, Valeo « Démarreurs et véhicules automobiles, apports de l'électrotechnique », journées EEA, mars 94.
- [Gali_94] M. GALIET, Valeo « Alternateurs pour voiture », journées EEA, mars 94.
- [Minot_98] P. MINOTTI, A. FERREIRA, « Les Micromachines », Hermes 1998.
- [Oudet_81] C. OUDET « A new family of multipolar P.M. stepper motors », 10th Symp. IMCSD, 1981, pp.337-351.
- [Connor_99] R. O'CONNOR, C.J. MURRAY « No reluctance over switched reluctance. Three applications harness the benefits of this often overlooked motor technology », Global Design News, Apr. 99.
- [Mocz_87] H. MOCZALA et al. « Small electric motors », IEE Power and Energy series, 1987.
- [Mult_99] B. MULTON, J. BONAL « Les entraînements électromécaniques directs : diversité, contraintes et solutions. », REE n°10, novembre 99, pp.67-80.
- [Furla_92] E.P. FURLANI « A method for predicting the field in permanent-magnet axial-field motors », IEEE trans. On mag, vol28 n°5, sept. 92, pp.2061-2066.
- [Alten_94] G. ALTENBERND, L. WÄHNER, « Self-starting of fractional horse power two-pulse synchronous motor with permanent magnet motor under load », SPEEDAM 94, pp.127-132.
- [Kenj_92] T. KENJO « Stepping Motors and their Microprocessor Controls », Oxford Science Publications 1984-1992
- [Jufér_89] M. Jufer « Actionneurs linéaires et rotatifs à bobine mobile », journée SEE Valence nov. 1989.
- [Mulj_93] E. MULJADI et al. « Adjustable ac capacitor for a single-phase induction motor », IEEE trans on IA, may/june93, pp.479-485.
- [Miya_93] H. MIYAZAKI, M. ONO (Toshiba Corp.) « A Speed Control System for AC Induction Motor Application to Home Appliances », PCIM'93, Proc. Intel. Motion, June 1993, pp.230-236.
- [Berda_91] M.N. BERDAI, H. SCHOORENS, J.P. HAUTIER, « Brushless DC Motors Torque Ripple Optimisation », SM 100, Zürich, 27-29 August 1991, pp.1108-1112.
- [Hwa_98] C.C. HWANG et al. « Reduction of cogging torque in spindle motors », IEEE trans on Mag. Vol34, march 98, pp.468-470.
- [Chao_98] C.M. CHAO et al. « Torque and cogging torque in sandwich type CDROM spindle motor », IEEE trans on Mag. Vol34, n°2, march 98, pp.471-473.
- [Mult_97] B. MULTON, M. LAVABRE, C. MORE « Actionneur linéaire à bobine mobile. », Revue 3EI n°10, sept. 1997, pp.53-59.
- [Li_98] Y. LI et al. « A novel two-phase BPM drive system with high power density and low cost », IEEE trans IA, vol34, n°5, sept. 98, pp.1072-1079.

Cet article est téléchargeable au format pdf sur le site web : <http://www.mecatronique.bretagne.ens-cachan.fr>

ACTIONNEURS TUBULAIRES POUR LE BATIMENT

Christian VANDERSCHAEGHE

Responsable conception moteurs
SOMFY SA - BP152 - 74307 Cluses Cedex -
christian.vanderschaeghe@somfy.com

Dans le cadre du dossier 3EI sur les moteurs électriques de grande série, cet article reprend et complète, avec l'aide de son auteur, une présentation de Bernard GREHANT lors du colloque EEA de février 1995.

Résumé : Après une présentation rapide du marché des entraînements électriques destinés aux produits légers du Bâtiment, la structure interne d'un actionneur tubulaire est détaillée. Le choix d'un moteur asynchrone est expliqué, de même que sont précisés les principes de dimensionnement et leur conséquences. On aboutit à des résultats qui s'éloignent très significativement de l'électrotechnique "traditionnelle", et qui présentent par là même un potentiel de diversification pédagogique dans l'enseignement de cette discipline.

I. INTRODUCTION AU MARCHE DES ACTIONNEURS TUBULAIRES

Depuis maintenant 30 ans, SOMFY conçoit, fabrique et distribue, en France et dans le Monde (20 filiales), des dispositifs destinés à motoriser et/ou automatiser les produits de *l'enveloppe mobile du Bâtiment* : l'ensemble de ce qui se rapporte à la fonction fermeture (volets, grilles, portails...) et à la fonction protection solaire (stores ...). 85% de ces dispositifs sont des *actionneurs tubulaires*, destinés aux seuls produits enroulables. Ils sont conçus de manière à être insérés à l'intérieur du tube d'enroulement dudit produit, qu'ils entraînent directement en rotation.

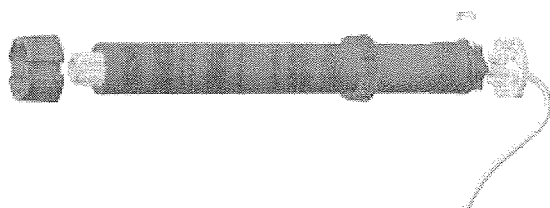


Fig. 1 : Actionneur tubulaire LT60

Il y a encore 20 ans, la demande était liée à la satisfaction de besoins spécifiques (hôpitaux, personnes âgées ou handicapées) ou de standing. A ce titre, les dispositifs de motorisation contribuent toujours à se substituer à l'effort physique, mais cet argument se voit aujourd'hui complètement dépassé. Tout comme cela s'est produit par exemple pour le levage des vitres dans l'automobile, le moteur électrique devient composant de fait dans ces

produits, pour des raisons qui tendent à l'évolution sociétale, mais aussi à des points clé pour les gestionnaires du Bâtiment, autant que pour les utilisateurs.

Sécurité et économies d'énergie tout d'abord, dans le tertiaire ou les groupes scolaires, puisque l'utilisation de commandes générales assure par exemple la fermeture en période nocturne ou de congés.

Maintenance ensuite. Par la régularité du mouvement imposé au produit entraîné, celui-ci se voit crédité d'une augmentation significative de sa durée de vie.

Dans le cas de stores, la protection à la pluie ou aux vents violents peut également être automatisée.

Dans le cas de volets roulants, il est certain que les dispositifs d'entraînement manuel ne sont pas toujours manipulés avec tout le soin nécessaire à éviter une usure prématurée de certaines pièces mécaniques (pignons, cardans).

Leur mise hors service trop fréquente implique des coûts d'intervention en général totalement disproportionnés avec ceux de la pièce en cause. Cette réflexion conduit souvent à la démarche de motorisation. Ainsi s'explique, par exemple, que les Offices d'HLM, qui suivent de très près la gestion et l'entretien d'un parc immobilier considérable, se trouvent parmi les plus grands clients indirects de SOMFY en France !

Enfin, des exigences de plus en plus sévères, sur le bilan énergétique des bâtiments, notamment dans la phase de conception et de délivrance des permis de construire, ne peuvent que confirmer une tendance architecturale reposant sur le concept de *façade vivante*, par opposition aux dérives observées aux heures de gloire de l'architecture de verre... et de l'effet de serre !

L'automatisation des protections solaires est la seule réponse permettant l'écrêtage efficace des surchauffes, et la réduction des puissances installées en climatisation.

Autant donc de raisons qui expliquent le rôle croissant des actionneurs tubulaires auxquels est consacré cet article : un produit banalisé ... peu banal !

De 1969 à 1998, SOMFY a produit 16 millions de moteurs. Et SOMFY en produira autant entre 1998 et 2002.

II. STRUCTURE INTERNE D'UN ACTIONNEUR TUBULAIRE

La figure 2 (en page séparée) représente un éclaté d'actionneur tubulaire, tandis que le tableau 1 fournit les principales caractéristiques de modèles typiques d'une gamme étagée selon trois diamètres, fixés par les valeurs rencontrées sur le marché des tubes d'enroulement : 40, 50 et 60 mm.

| Type | Pelec (W) | Long. (mm) | Diam. (mm) | Vitesse (tr/min) | Couple (N.m) |
|---------|-----------|------------|------------|------------------|--------------|
| ARIES | 75 | 423 | 37 | 14 | 4 |
| ARIANE | 90 | 386 | 47 | 16 | 6 |
| VECTRAN | 290 | 566 | 47 | 12 | 45 |
| TITAN | 420 | 550 | 57 | 12 | 100 |

Tableau 1 : Actionneurs complets (50 Hz)

A l'intérieur d'un tube en acier épais de 1,5 mm, et dont la longueur varie selon la puissance nominale, on trouve :

- le **moteur électrique**, qui sera décrit en III, et son condensateur ;
- le **frein d'immobilisation**, associé au moteur ;
- le **réducteur**, qui permet d'obtenir simultanément en sortie une faible fréquence de rotation et un couple élevé, correspondant à plusieurs dizaines de kilogrammes sur un rayon de 10 cm. La fréquence typique en sortie est comprise entre 10 et 30 tr/min. Le réducteur utilisé présente un rapport R compris entre 100 et 300, qui est obtenu par la mise en cascade de trois étages de type épicycloïdal. Le rendement direct du réducteur est de l'ordre de 70%.

- **Le dispositif de comptage** Environ un quart du volume de l'actionneur tubulaire est occupé par un dispositif de comptage qui permet, à partir d'un réglage initial, la coupure de l'alimentation du moteur quand le produit entraîné atteint ses positions haute et basse. Ceci est réalisé par comptage des rotations du tube d'enroulement, et par détection mécanique de coïncidences avec des positions pré-enregistrées.

L'emplacement du compteur, opposé à l'axe de sortie, peut surprendre, mais simplifie considérablement le système mécanique et de connectique : le tube d'enroulement repose en effet sur une couronne extérieure au tube moteur, couronne qui sert de palier, et dont les rotations sont comptées dans l'un ou l'autre sens.

III. MOTEUR ET DIMENSIONNEMENT

III.1 Charge vue par le moteur

Prenons le cas d'un volet roulant. Le couple exercé par un produit donné est loin d'être constant : à la fois fonction de la masse en suspension et du diamètre d'enroulement, l'une diminuant alors que l'autre croît avec le degré d'ouverture du volet. Il passe donc par un maximum (figure 3).

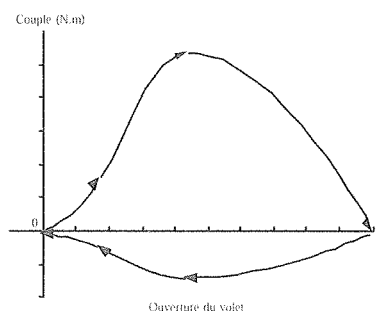


Fig. 3 : Couple vu par le Moteur

Le couple est nul en position fermée (le tablier repose sur le sol) et en position d'ouverture complète (volet enroulé). Selon que la manœuvre correspond à une montée ou à une descente, le couple est résistant ou moteur. Du fait du caractère partiellement irréversible du réducteur et de la charge, le couple maximum vu par le moteur est environ quatre fois plus faible en charge menante qu'en charge menée.

Malgré cette différence prononcée dans les deux sens de rotation, on préfère réaliser des moteurs parfaitement réversibles ; ce choix optimise dimensions et coûts, et limite le nombre de références.

Enfin, l'inertie ramenée de la charge est inférieure à l'inertie propre du rotor moteur, compte tenu de la très forte valeur du rapport de réduction.

III.2 Choix du type de moteur

Le choix d'un moteur asynchrone monophasé à condensateur permanent s'explique déjà par la nature de la source d'alimentation (secteur alternatif 100 à 240V 50-60 Hz selon pays).

Le fait de pouvoir commander les deux sens du moteur par un simple inverseur unipolaire (figure 8) simplifie le câblage interne et externe par rapport aux contraintes d'un moteur DC ou universel. Ces derniers ne sont pas retenus dans les applications standard également du fait des problèmes liés au collecteur, et, pour le moteur universel, à la nécessité de partir d'une vitesse très élevée pour obtenir les performances désirées.

Le tableau 2 donne des valeurs caractéristiques des moteurs extrêmes utilisés dans la gamme. Si on rapproche ces données de celles données précédemment, on calculera que le rendement du moteur se situe aux environs de 25%. Cette valeur appelle plusieurs remarques et justifications.

Il nous faut déjà noter que le temps de manœuvre est toujours très court en fonctionnement normal : 30 secondes représentent en général un maximum. La durée cumulée de fonctionnement se situe aux alentours de... six heures par an. Cela conduit à un dimensionnement très particulier, favorisant le couple, contrainte principale, et non le rendement.

| Type | Pmec (W) | Longueur (mm) | Diamètre (mm) | Couple (N.m) |
|---------|-------------|------------------|------------------|-----------------|
| mini 40 | 8.5 | 50 | 34 | 0.034 |
| maxi 40 | 14.3 | 80 | 34 | 0.057 |
| mini 50 | 10.6 | 40 | 44 | 0.042 |
| maxi 50 | 69.1 | 100 | 44 | 0.275 |
| mini 60 | 106 | 70 | 54 | 0.420 |
| maxi 60 | 186 | 115 | 54 | 0.740 |

Tableau 2

Valeurs extrêmes des caractéristiques moteurs

Le moteur est disposé dans un milieu totalement confiné. Il en résulte un échauffement pratiquement adiabatique. La température du bobinage est limitée à 180°C par l'usage d'une capsule thermique à pouvoir de coupure, insérée dans les enroulements.

La deuxième contrainte de dimensionnement est donc d'ordre thermique : c'est la durée maximum d'utilisation avant coupure, lorsque la température initiale est de 25°C. Les normes imposent un temps de 4 minutes.

III.3 Stator : tôles, bobinage, isolation

"A actionneur tubulaire, moteur tubulaire". Si le stator se trouve très allongé, ce n'est pas pour obéir à

cette maxime, mais tout simplement parce que la longueur est le seul paramètre permettant de satisfaire les contraintes de dimensionnement en couple ou thermiques.

Aux dimensions déjà conséquentes du paquet de tôles stator, figurant sur le tableau 2, il convient d'ajouter celles des têtes de bobines, protégées par des "bols" en plastique qui supportent également les paliers. La longueur hors-tout s'en trouve augmentée de 50 mm environ.

La figure 4 donne un exemple des tôles utilisées au stator et au rotor. Le paquet est réalisé par agrafage.

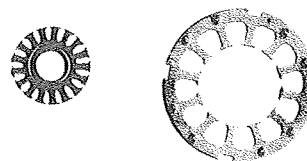


Fig. 4 : Tôles stator et rotor

Les deux bobinages sont calculés pour donner naissance à un champ tournant bipolaire. Ils sont réalisés selon un processus semi-automatique en deux temps : préparation des bobines, puis insertion de l'ensemble par tirage, et guidage dans les encoches au moyen d'aiguilles épousant la forme des encoches. Ces dernières sont préalablement munies d'un film diélectrique, garantissant l'absence de contact direct entre les tôles et le fil émaillé, et par là même une isolation électrique de 1500V.

L'insertion du bobinage représente une étape d'autant plus délicate, et exigeante en savoir-faire, que les stators sont longs et que le coefficient de remplissage est important. Cette valeur se situe d'ailleurs à l'extrême limite des valeurs courantes : 0,63 typiquement pour nos moteurs.

Quant aux densités de courant dans le cuivre, 20 à 22 A/mm² sont des valeurs « normales » !

III.4 Rotor

La cage d'écurie est obtenue de manière classique, par injection d'aluminium fondu au sein des encoches du paquet de tôles rotor. L'axe rotor en acier trempé est alors emmanché dans le rotor.

Les dimensions allongées du rotor, et la faible section de ses encoches, induisent une valeur particulièrement élevée de la résistance R₂ : typiquement 150 ohms.

Dans le cas particulier de nos applications, cet effet résistif est, paradoxalement, recherché : non pas en tant que tel, mais pour donner naissance à des caractéristiques procurant un couple au démarrage supérieur au couple nominal, pour assurer le démarrage en toutes conditions (figure 5)

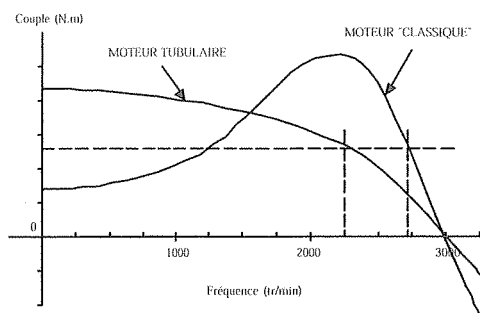


Fig. 5 : Couple/Vitesse

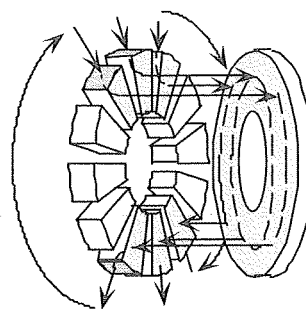


Fig. 7 : Circulation du flux dans le frein

III.5 Frein coulissant

Les moteurs sont obligatoirement munis d'un système de blocage à l'arrêt, évitant l'entraînement par le poids de la charge. Si certaines contraintes imposent parfois l'utilisation d'un véritable électrofrein séparé, dans la plupart des cas l'utilisation d'un "frein coulissant", intégré au moteur, est beaucoup plus rationnelle.

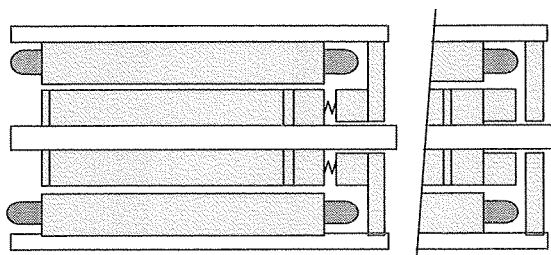


Fig. 6 : Frein coulissant

Le principe en est de dériver une partie du flux stator, pour attirer contre le rotor un plateau mobile en fer dont la deuxième face est, au repos, plaquée par un ressort contre un matériau de friction (figure 6). La force de rappel vaut typiquement 9 N, et l'entrefer au repos vaut 0,4 mm.

Pour forcer un flux suffisant à passer à travers la bague du frein plutôt que directement à travers le rotor, ce dernier est découpé par des entrefers radiaux de 2 mm, en fait eux-mêmes remplis d'aluminium lors de l'opération d'injection (figure 7).

III.6 Condensateur permanent

Selon le sens de rotation désiré à un instant donné, le condensateur de déphasage est placé en série avec l'un ou l'autre des enroulements (figure 8).

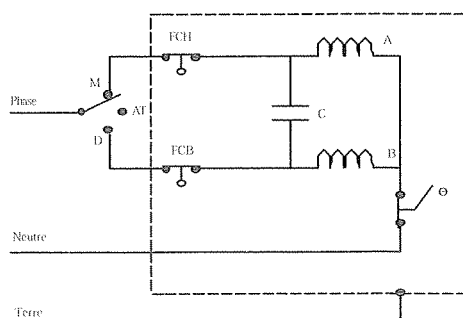


Fig. 8 : Câblage externe et interne

Sur la figure 8 sont représentés les contacts fin de course à ouverture actionnés par le dispositif compte-tours inclus dans l'actionneur.

La capacité (typiquement 6 μF , non polarisée) est calculée de manière à obtenir un fonctionnement optimal au point nominal : courants égaux et déphasés de 90° (figure 9).

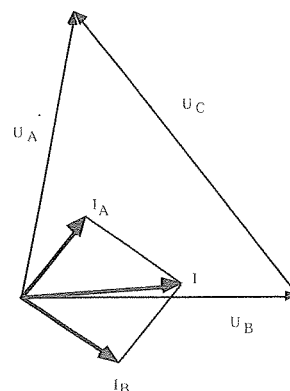


Fig. 9 : Diagramme tensions et courants

III.7 Caractéristique naturelle du moteur

Notons enfin que le dimensionnement conduit à chercher des valeurs très importantes pour l'induction, ce qui conduit à un état très saturé des tôles : 1,7 T dans les dents stator, 1,4 T dans les dents rotor, 1,5 et 1,1 T dans les culasses stator et rotor.

On obtient une caractéristique naturelle comme représentée en figure 10. On ne peut se trouver dans des conditions diphasées parfaites au mieux qu'en un point de fonctionnement.

Il y a donc superposition d'un champ tournant inverse au champ direct, d'où une dégradation du couple résultant quand on s'écarte du point nominal.

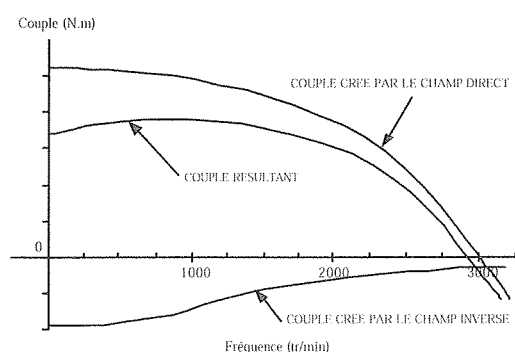


Fig. 10

Couple/Vitesse : Influence du Champ Inverse

Du fait de la pente des caractéristiques, les variations de la vitesse sont très sensibles lors d'un passage de charge menée à charge menante. Notons que, dans ce dernier cas, le moteur fonctionne en génératrice hyper-synchrone, ce qui ralentit la charge pendant la descente.

Cet aspect de forte variabilité de la vitesse n'est absolument pas critique dans les applications courantes, mais peut donner lieu dans certains cas à l'implantation de dispositifs plus élaborés.

Comme on l'a mentionné, le diagramme vectoriel se déforme suivant le point de fonctionnement. Il est clair que l'analyse de ces déformations, particulièrement étudiées par BAILEY... en 1928 [1], permet l'implantation d'un observateur de couple plus ou moins élaboré, et utilisable notamment dans les cas de détection de butée, en remplacement du système mécanique de comptage, ou de détection d'obstacle. La figure 11 donne un exemple de modifications du point de fonctionnement, obtenues à partir d'un modèle basé sur les composantes symétriques.

IV. ASPECTS ACOUSTIQUES ET VIBRATOIRES

Tous les constructeurs de machines électriques accordent désormais une part importante de leurs ressources en R&D à la limitation de la puissance acoustique et vibratoire émise. Ce qui se traduit non seulement par de nouvelles contraintes de dimensionnement, mais aussi et surtout par un travail soigné des interfaces de l'ensemble de l'entraînement électrique. Nous nous permettons de renvoyer les lecteurs intéressés par cet aspect à un ouvrage traitant de notre expérience dans ce domaine [2].

V. APPLICATION SPECIFIQUE : ENTRAINEMENT DE TOILE TENDUE

Dans le cas de produits de protection solaire horizontaux, ou faiblement inclinés (vérandas par exemple), la contrainte est celle d'un enroulement/déroulement de la toile tout en maintenant une certaine tension mécanique pendant la manœuvre.

Cette fonction peut être assurée par la combinaison d'un actionneur avec un tube-ressort, mais on préfère généralement associer directement deux actionneurs, dont l'un fonctionne en freinage lorsque l'autre est moteur. L'intérêt de cette disposition est de permettre une manœuvre de la toile sous tension mécanique réduite, et d'appliquer une surtension mécanique importante, une fois la position de consigne atteinte.

Les premiers dispositifs utilisaient un freinage par courants de Foucault : l'un des enroulements, ou les deux, étant alimentés par une tension redressée, pendant cette phase. D'une manière plus originale, mais aussi plus simple et efficace, nous réalisons maintenant la fonction freinage en alimentant les deux enroulements du moteur ralentisseur ... par la même tension alternative, le condensateur étant mis en court-circuit.

VI. CONCLUSION

Le Génie Electrique donne aussi naissance à des produits, et ce ne sont pas - de loin - les moins nombreux, qui s'écartent très sensiblement des ordres de grandeur rencontrés dans un enseignement généralement centré sur des puissances moyennes.

Rendements exceptionnels et chutes de tension négligeables sont finalement bien loin de la réalité des transformateurs ou des moteurs de puissance fractionnaire, quelle que soit la famille concernée. ... Ce qui conduit d'ailleurs le néophyte à bien des surprises, lorsqu'il s'attaque au dimensionnement d'une petite alimentation linéaire, ou d'un entraînement électrique de quelques dizaines de

Actionneurs tubulaires pour le bâtiment

watts.

Outre les toutes les raisons qui expliquent son marché en plein essor, l'actionneur tubulaire du Bâtiment présente donc un certain attrait en tant qu'illustration du principe que c'est en définitive l'application et le coût qui créent la philosophie du dimensionnement.

BIBLIOGRAPHIE

[1] BAILEY Benjamin F. *The Condenser Motor*
AIEE Transactions April 1928 vol 48

Dans le même volume :

SPECHT H.C. *The Fundamental Theory of the Capacitor Motor*

[2] GREHANT B. *ACOUSTIQUE ET BATIMENT*
Application aux protections solaires et fermetures motorisées.

TEC&DOC - Lavoisier 1994- 220 pages

VALEURS NUMERIQUES TYPE

Type : LS50 20/16 (20 N.m 16 tr/min)
Diamètre externe stator : 41,5
Longueur stator : 80,0
Alésage stator : 29,7
Nombre d'encoches stator : 12
Profondeur d'encoche stator : 5,8
Entrefer stator-rotor : 2*0,4
Référence fil cuivre : d 0,224 grade 2 classe H
Nombres de conducteurs par encoche : 300
Type d'enroulement : diphasé 900 spires/phase
Coefficient de remplissage : 0,66
Isolant d'encoche : 0,19 mm

Nomex-mylar
Résistance par phase : 114
Inductance par phase : 0,93 (290)
Inductance de fuite stator : 0,03 (9,3)
Diamètre rotor : 20,8
Diamètre arbre : 8,0
Section d'encoche rotor : 4,9
Nombre d'encoches rotor : 16
Longueur active rotor : 70,0
Résistance rotor : 160
Inductance de fuite rotor : 0,016 (5,2)
Longueur rotor-frein : 80,0
Entrefer rotor-bague frein : 0,3
Force de rappel frein : 15
Tension d'alimentation : 230
Flux dans l'entrefer stator-rotor : 0,0011

Induction dans l'entrefer stator-rotor : 0,6
Courant par phase : 0,7
Capacité : 6 E-06
Couple au démarrage à 25 °C : 0,24
Couple maximum à 25 °C : 0,26
Pour une vitesse : 1200
Couple nominal à 25 °C : 0,18
Vitesse nominale : 2200
Temps thermique (de 25 °C à 180 °C) : 6,1 min
Masse cuivre : 0,140
Masse rotor : 0,125
Masse moteur : 0,700
Rendement : 0,25

Cotes en mm - Sections mm² -
Vitesses tr/min - Autres unités SI

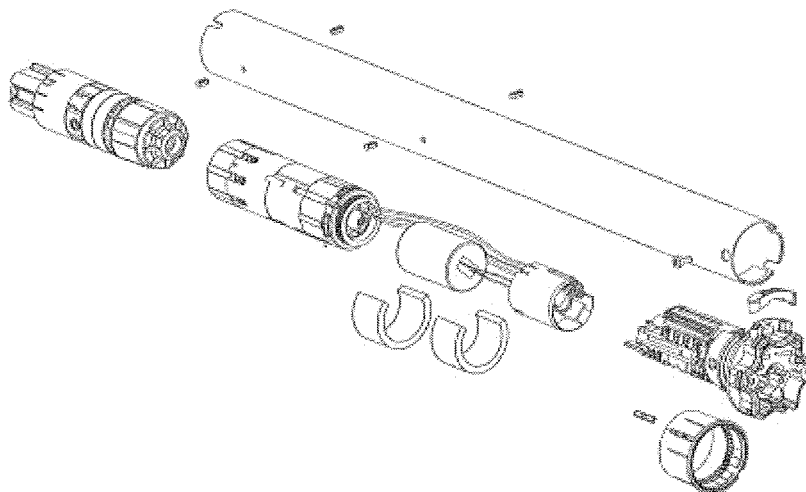


Figure 2a : Vue éclatée d'un actionneur LT50

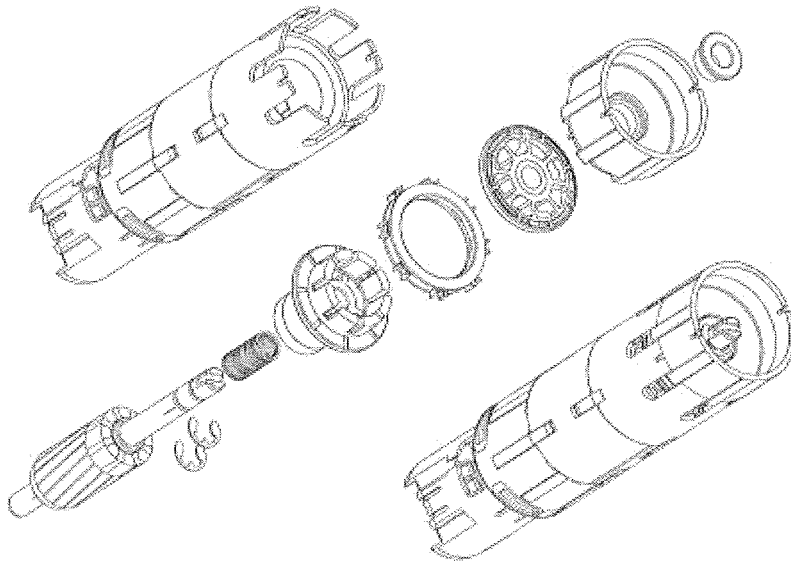


Figure 2b : vue éclatée du plus court des moteurs LT50 (moteur + frein)

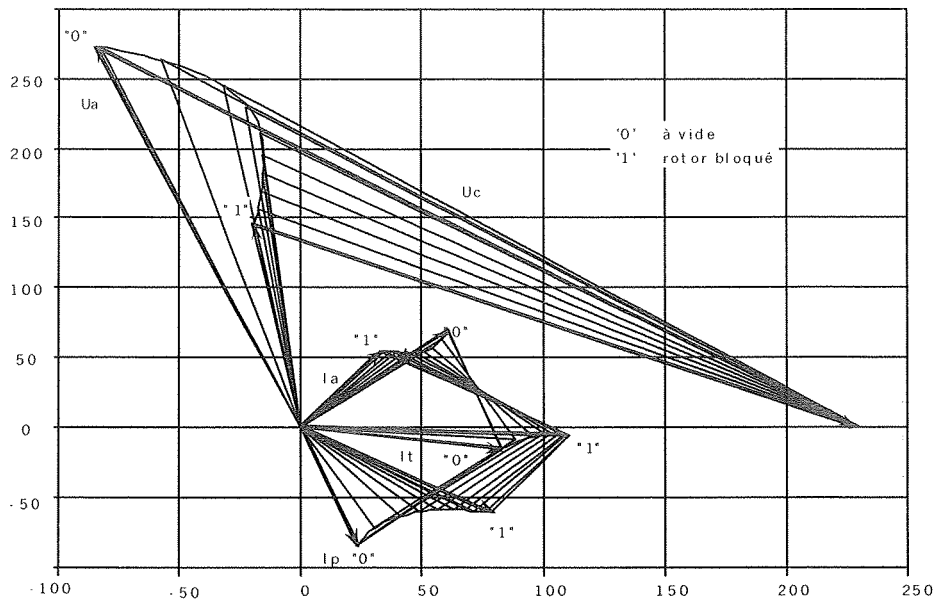


Figure 11 : Déformation du diagramme vectoriel quand le glissement passe de 0 à 1

(U_a, I_a : enroulement « auxiliaire », U_p, I_p : enroulement « principal »)

LE MOTEUR UNIVERSEL DANS LE PETIT ELECTROMENAGER

Hervé Achten*, Laurent Chapellier**, Jean-Pierre Lekeux**, Michel Guinet***

*Laboratoire CEM, ** C. G. M. E (Compagnie Générale des Moteurs Electriques), *** Centre de Recherche

GROUPE
MOULINEX

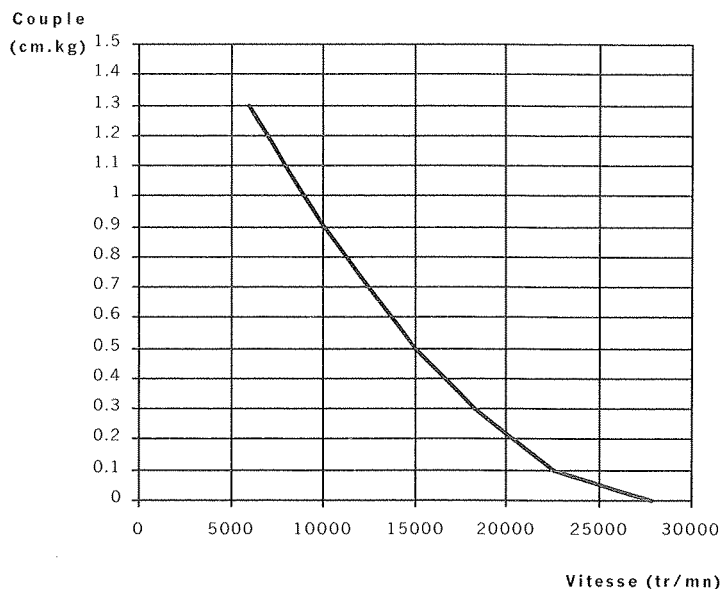
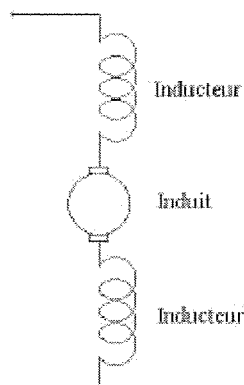
I. Caractéristiques générales

Le moteur universel est un moteur à collecteur et à excitation série.

L'inducteur et l'induit sont parcourus par le même courant, ils produisent donc un couple de même sens quel que soit le sens du courant. Ce moteur peut alors être alimenté indifféremment en continu ou en alternatif, d'où le nom de moteur universel.

Ce type de moteur équipe la plupart des produits motorisés du petit électroménager avec des puissances absorbées comprises entre 100W et 1600W : robots culinaires, batteurs, mélangeurs, mixers, centrifugeuses, couteaux électriques, ouvre-boîtes, trancheuses, aspirateurs ...

Schéma



Exemple de caractéristique (moteur de moulin à café)

La caractéristique couple/vitesse des moteurs universels présente les particularités suivantes :

- Fort couple de démarrage
- Caractéristique linéaire à fort couple et faible vitesse
- Caractéristique hyperbolique à faible couple, d'où une vitesse peu stable dans cette zone
- Possibilité de vitesses de rotation très élevées

Comme pour tous les moteurs à collecteur, la durée de vie est limitée par l'usure des balais.

II. Pourquoi le moteur universel dans le petit électroménager ?

La raison principale du succès du moteur universel dans le petit électroménager est son faible coût.

En effet, le client recherche une puissance mécanique qui est le produit du couple par la vitesse de rotation.

Le couple nécessite de la matière : du fer pour conduire le flux et du cuivre pour conduire le courant, alors que la vitesse peut être considérée comme gratuite. Le moteur universel, avec ses hautes vitesses, est donc une solution économique, quitte à augmenter le couple et réduire la vitesse si besoin est par un réducteur. En contrepartie, la vitesse crée du bruit et des vibrations, inconvénients limités par les faibles durées d'utilisation (quelques centaines d'heures) dans le petit électroménager.

D'autre part, le fort couple présent à rotor bloqué est intéressant dans beaucoup d'utilisations (hachoirs, broyeurs ...).

Un atout important du moteur universel est la simplicité de l'alimentation : le moteur se branche directement sur le secteur. Il peut aussi utiliser des variateurs électroniques très simples et robustes :

- . Bi-vitesse à diode
- . Vitesse variable par découpage dans la phase (triac, thyristor ...).

D'autre part, si on prend garde de câbler le rotor en série entre les deux bobinages stator, la commutation balai-collecteur qui est la source des perturbations radioélectriques, bénéficie d'un premier filtre gratuit constitué par les inductances des bobines du stator ; c'est un avantage certain par rapport aux moteurs à aimants qui exigent des filtres beaucoup plus coûteux (voir paragraphe V).

III. Construction et production

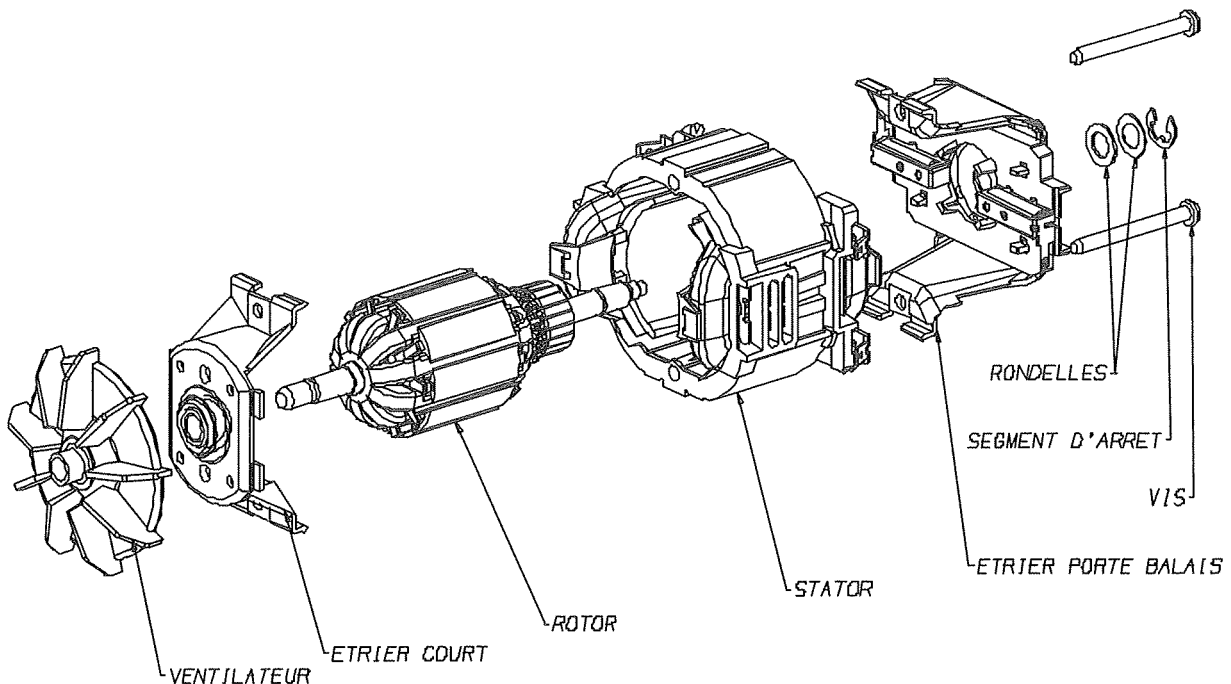
Le rotor comprend :

- un arbre
- un collecteur
- un circuit magnétique induit
- des isolants
- des bobinages

Le stator comprend :

- un circuit magnétique inducteur
- des isolants
- des bobinages
- deux étriers, supports de paliers
- une plaquette porte-balais

Le circuit magnétique rotor est nécessairement feuilleté, car le flux est à la fréquence de rotation. Le circuit magnétique stator est aussi généralement feuilleté, car les moteurs sont souvent alimentés en alternatif.



Nous appelons « grandes séries » des productions de quantités supérieures à 20 millions de moteurs par an ; chaque ligne produit 400 à 500 moteurs / heure.

Les lignes de fabrication sont généralement constituées d'une ligne rotor et d'une ligne stator, ces deux lignes se rejoignant pour donner l'assemblage final du moteur, ses tests, marquage et emballage.

Quelques dimensions : ligne rotor $L = 50 \text{ m}$ $I = 4 \text{ m}$
ligne stator $L = 40 \text{ m}$ $I = 5 \text{ m}$
assemblage final $L = 10 \text{ m}$ $I = 7 \text{ m}$.

La plupart des machines de fabrication des rotors et stators (de bobinages, de connexion, de tests, d'équilibrage, d'imprégnation) sont des équipements du commerce, que nous adaptons en vue de leur intégration dans des lignes automatiques et flexibles (variantes mécaniques et électriques).

La qualité de nos produits implique un contrôle unitaire sur chacun des points critiques suivants :

- Continuité et isolement des bobinages rotor et stator, pour assurer la fiabilité et la sécurité.
- Usinage du collecteur, pour assurer une bonne commutation.
- Equilibrage des rotors, indispensable pour des vitesses de rotation de 15000 à 30000 t/mn, afin de limiter les vibrations et le bruit.

IV. Conception et simulation

L'usage d'outils de simulations numériques est à présent largement répandu lors des phases de conception de petits moteurs électriques.

Les logiciels de simulations électromagnétiques par éléments finis en 2D ou 3D permettent en effet de prédire avec une bonne précision l'influence de modifications géométriques, électriques ou de matériaux sur les performances d'un moteur.

Le premier dimensionnement des moteurs est cependant souvent fait à l'aide de calculs analytiques propres à l'expérience du concepteur ou peut s'appuyer sur des lois d'homothétie lorsqu'un moteur de même structure existe.

Cette approche permet de prédimensionner rapidement un moteur, notamment en terme d'encombrement et d'échauffements. Certaines exigences ne peuvent cependant pas être validées à ce niveau et le recours à des outils de simulations peut alors permettre d'éviter la réalisation longue et coûteuse de nombreux prototypes de mise au point.

Dans le cas d'un moteur universel, un des critères de performance particulièrement important est l'aptitude du moteur à bien commuter, c.à.d. à inverser correctement le courant dans les sections du rotor lors du passage des lames du collecteur sous les balais.

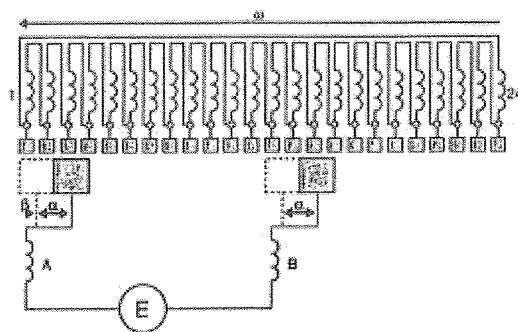
Une bonne commutation du moteur permettra alors :

- d'augmenter la durée de vie du moteur en diminuant l'usure des balais
- de réduire les pertes par commutation et donc d'améliorer le rendement du moteur
- de réduire les coûts des filtres d'antiparasitage, voire de les supprimer.

La qualité de commutation d'un moteur universel est liée à la quasi totalité des paramètres de dimensionnement du moteur, à savoir :

- la géométrie et les niveaux de saturation des tôles
- la fréquence d'alimentation du moteur (50 ou 60Hz généralement)
- le nombre d'encoches du rotor et le nombre de lames du collecteur
- le nombre de spires et les répartitions des bobinages de l'inducteur et l'induit
- la dimension des balais et leur nature (à base de graphite usuellement pour le moteur universel)
- et bien sur, les points de fonctionnements recherchés (couples, vitesses, tension...)

Afin de pouvoir optimiser l'ensemble de ces paramètres, nous avons développé des logiciels de calculs par éléments finis capables de simuler un moteur universel avec son circuit de commutation balais-collecteur.



Modèle électrique d'un circuit balais-collecteur

Le contact balai-lame est modélisé par une résistance dont la valeur dépend de la position relative de la lame sous le balai

Ces simulations sont réalisées avec un pas de temps suffisamment fin pour prendre en compte le détail des phénomènes de commutations et sur une période suffisamment longue pour apprécier l'influence de la fréquence secteur.

Ainsi une simulation d'un moteur d'aspirateur tournant à 40000 tr/mn et fonctionnant à 50Hz nécessite typiquement la simulation de 4800 positions consécutives pour obtenir son comportement sur 1 période secteur.

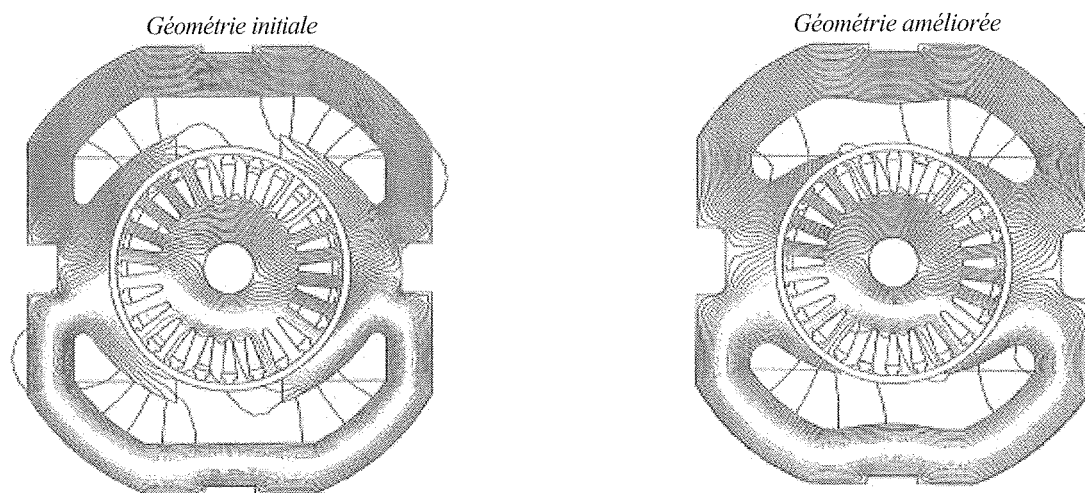
Sur une station de travail de type SILICON GRAPHICS 02000, cela représente environ 8 heures de calculs par moteur.

L'exploitation des simulations se fait en analysant les résultats sous formes d'images (niveaux d'induction au courant max, lignes de champs...), de courbes en fonction du temps (courant dans les sections du rotor, tension entre balais...) ou de valeur (puissance moyenne, rendement...).

En fonction de ces résultats, le concepteur décide des modifications les plus appropriées et une nouvelle campagne de simulation est lancée. L'expérience nous montre que 4 à 20 simulations sont généralement nécessaires pour optimiser un moteur universel, selon la qualité du moteur de départ.

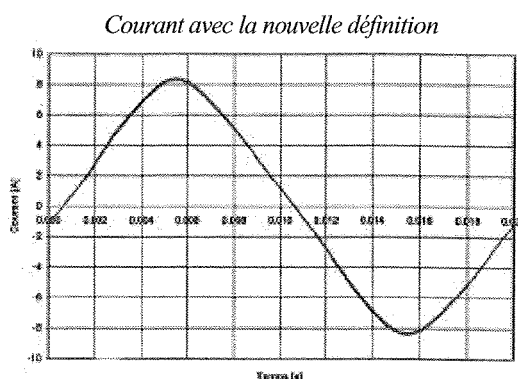
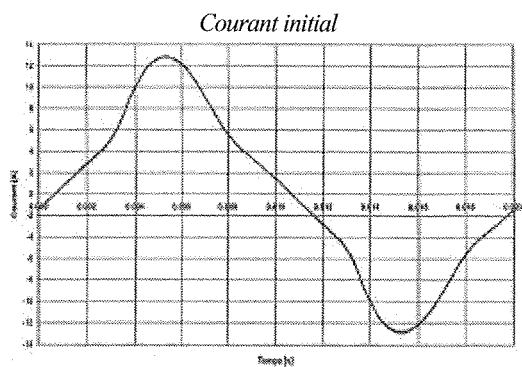
Les figures ci-après illustrent à titre d'exemple une amélioration apportée à un moteur universel 230V 50Hz sur lequel nous avons:

- réduit le niveau d'harmoniques du courant consommé afin de respecter les normes en vigueur
- amélioré la qualité de commutation balais-collecteur
- fait passer le rendement Joule de 72% à 79%
- conservé les dimensions extérieures du paquet de tôles



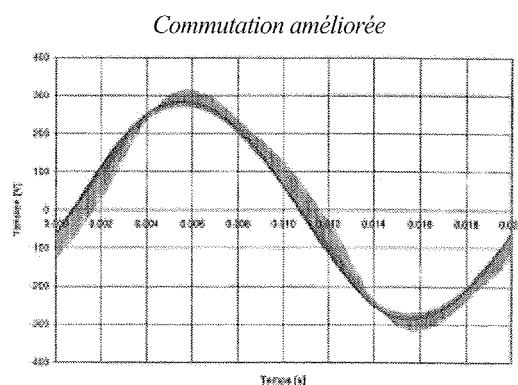
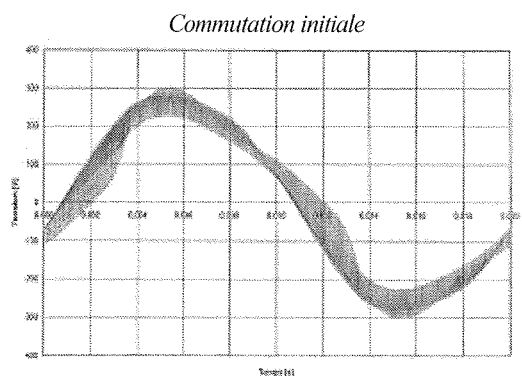
Lignes de champs (Simulations)

Le couplage rotor / stator est amélioré par la réduction des lignes de fuite



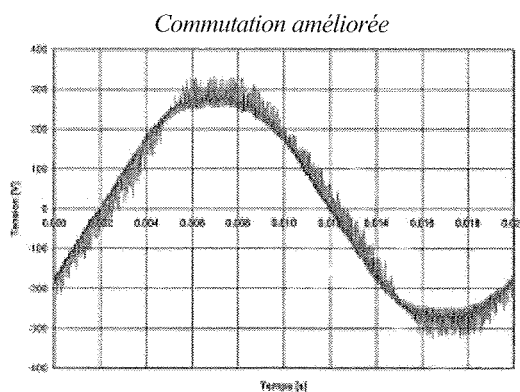
Courants absorbés (Simulations)

Les harmoniques de courant sont nettement réduits par une moindre saturation du moteur



Tensions entre balais (Simulations)

L'amélioration de la commutation du moteur se traduit par une réduction des sur-commutations



Tensions entre balais (Mesure)

La mesure est en accord avec les résultats de simulations

V. Aspects de compatibilité électromagnétique

Comme nous l'avons signalé précédemment, un moteur à collecteur est générateur de perturbations électromagnétiques, la prise en compte de la CEM (compatibilité électromagnétique) est donc un des points importants pour le choix de la motorisation dans la conception d'un produit.

La directive européenne 89/336 impose que tous les appareils électriques et électroniques commercialisés en Europe ne perturbent pas et ne soient pas perturbés par les autres appareils situés dans leur environnement.

Les normes ont défini un seuil maxi de perturbations émises par un produit et un seuil mini d'immunité à ces mêmes parasites ; le respect de ces deux limites permet aux équipements de cohabiter.

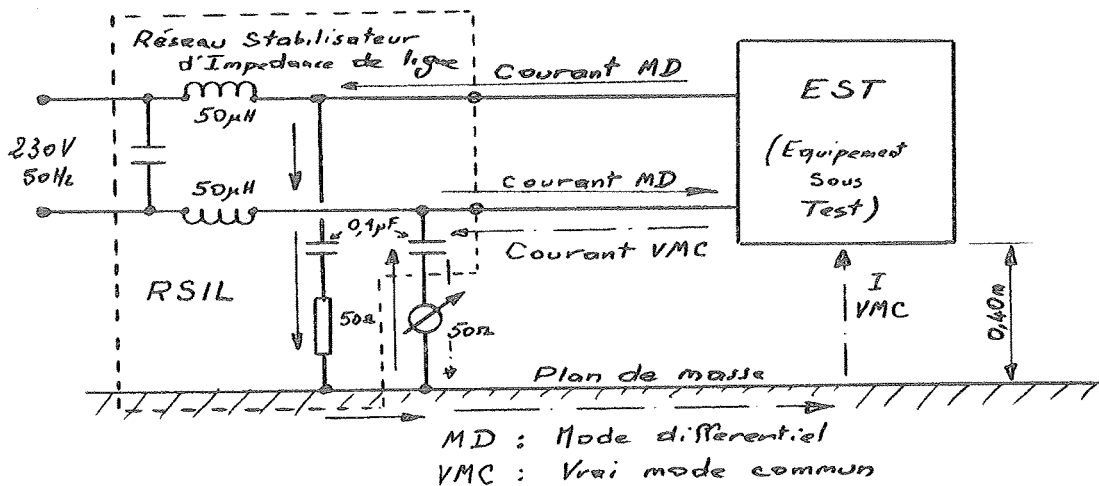
Le respect des normes permet de prouver la conformité à la directive et autorise le marquage CE (pour la partie CEM); ce marquage est obligatoire pour la libre circulation des produits dans l'union européenne. Les normes CEM à respecter sont liées à l'application du produit.

Dans la plupart de nos utilisations, les moteurs sont montés dans des appareils électro-domestiques ; la norme « famille de produits » que nous devons respecter est la CISPR 14-1 (norme internationale transposée pour l'Europe en EN55014-1). Cette norme nous oblige à respecter les limites de 2 types de relevés :

- Mesures des perturbations conduites.

Nous mesurons les perturbations superposées à l'alimentation de puissance 50Hz.

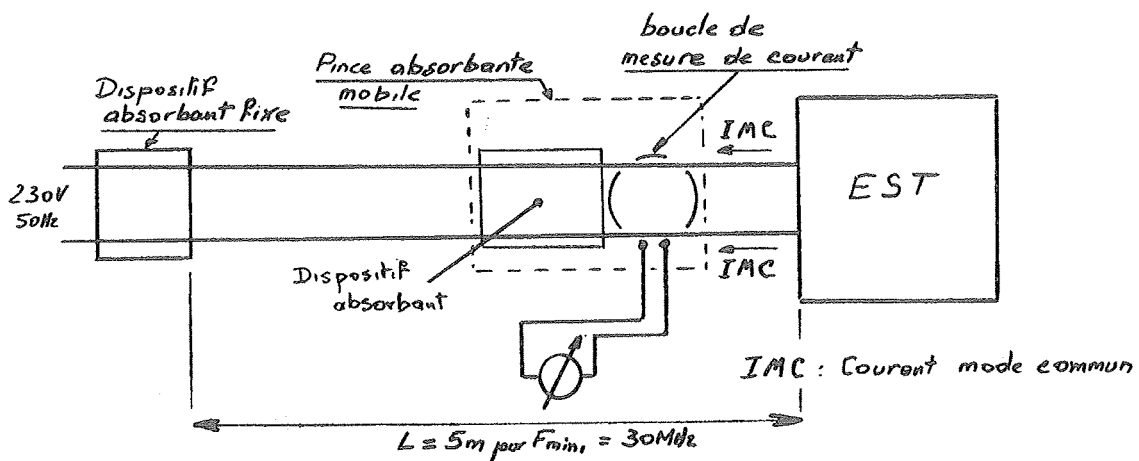
Méthode de mesures :



- Mesures de la puissance perturbatrice

Nous mesurons les perturbations émises par le cordon de l'alimentation de puissance 50Hz.

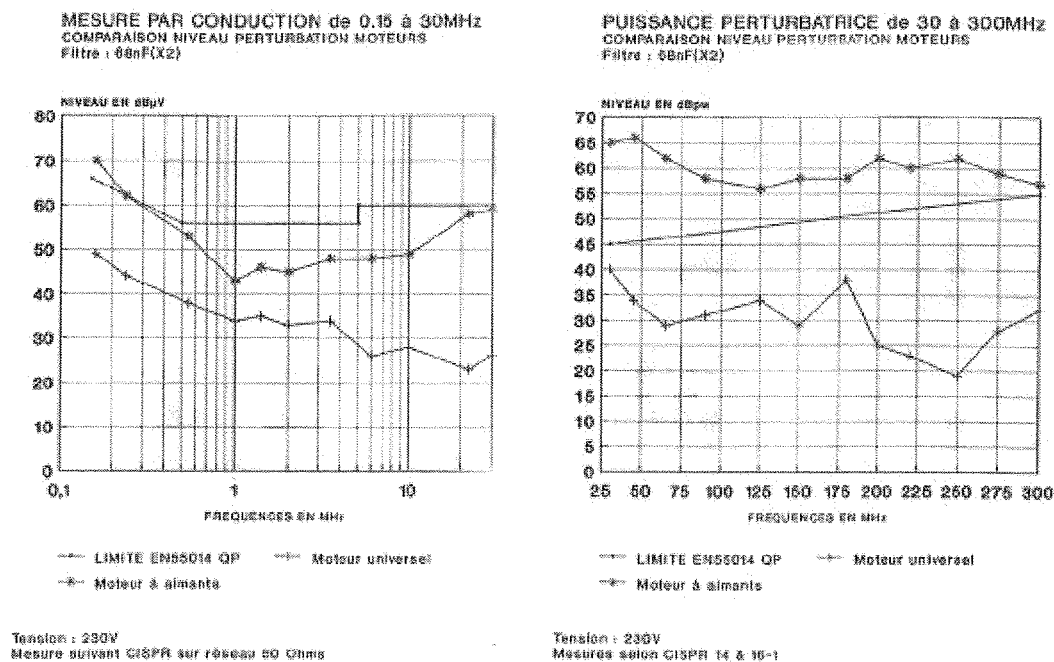
Méthode de mesures :



Le moteur universel dans le petit électroménager

A titre d'exemple, nous avons comparé un moteur universel et un moteur à aimants de même puissance utile mis dans une même application (mixer plongeant) avec le même filtre : 1 condensateur de 68nF (X2) entre les 2 fils d'alimentation secteur.

Nous pouvons constater un niveau 316 fois (25dB) supérieur en puissance perturbatrice dans le cas du moteur à aimant :



Tel quel, le moteur universel, bien étudié, convient avec ce filtre très simple alors que le moteur à aimant nécessiterait un filtre beaucoup plus coûteux. On retrouve là l'action filtrante des deux bobinages stator du moteur universel

VI. Conclusion

De par sa forte puissance massique, son couple élevé de démarrage, sa simplicité d'alimentation et son faible coût, le moteur universel s'est imposé pour les applications de grande série dans le petit électroménager.

De plus, les possibilités d'optimisation à l'aide de récents moyens de simulations vont encore renforcer l'aptitude du moteur universel à répondre aux nouvelles contraintes normatives de CEM et de sécurité.

Réponses aux questions posées par M. Jean Pierre CARON dans le numéro 20 de La Revue 3EI.

Réponse concernant l'ouvrage "L'Electricité soumise à un nouvel examen dans différentes Lettres adressées à Monsieur l'Abbé NOLLET par l'auteur du Dictionnaire de Physique".

L'auteur est **Aimé Henri PAULIAN (1722-1801)**, il a également écrit :

- * "Traité de paix entre Descartes & Newton, précédé des vies littéraires de ces deux chefs de la Physique moderne", en trois volumes in-12, avec figures;
- * "Le Guide des jeunes Mathématiciens dans l'étude des leçons élémentaires de M. l'Abbé de la Caille", en un volume in-8, avec figures ;
- * "Analyse des Infiniment Petits par M. le Marquis de l'Hôpital, suivie d'un nouveau Commentaire pour l'intelligence des endroits les plus difficiles de cet Ouvrage", en un volume in-8, avec figures.

Ces oeuvres ont été publiées à Avignon chez la Veuve GIRARD & François SEGUIN.

Nous remercions MM. Bernard MULTON et Albert BLANCHARD (Libraire à Paris) qui nous ont fourni ces réponses.

UN ACTIONNEUR D'AVENIR POUR LA GRANDE DIFFUSION : LE MOTEUR PIEZO-ELECTRIQUE A ONDES PROGRESSIVES

Marc BUDINGER, Bertrand NOGAREDE
LEEI-ENSEEIH
nom@leei.enseeiht.fr

Cet article décrit la version la plus achevée industriellement des moteurs ultrasonores : le moteur piézo-électrique à onde progressive. Il décrit successivement : des notions de base concernant les matériaux piézo-électriques, le principe de fonctionnement du moteur, son alimentation et ses applications.

Introduction

Les moteurs piézoélectriques ont une histoire récente par rapport à leurs homologues électromagnétiques. Ils se prêtent à un très grand nombre de structures. Celle qui est décrite dans cet article correspond à la version la plus achevée industriellement : le moteur piézo-électrique à onde progressive. Son inventeur T. Sashida en fit la première présentation en 1982 au Japon. De là découlèrent de nombreuses recherches dans ce pays qui détient la majeure partie des brevets relatifs à ce sujet.

Ce moteur utilise les efforts créés par des céramiques piézo-électriques sous l'action d'un champ électrique. Utilisées seules, les déformations sont de très faibles amplitudes (quelques dixièmes de μm). On les amplifie en accolant les céramiques à une structure mécanique (ici un anneau) que l'on excite à sa résonance (à des fréquences "ultrasonores" ... d'où le nom donné parfois à ces moteurs). Les mouvements obtenus restant de faibles amplitudes (quelques μm), il faut passer par une transmission par friction pour obtenir un déplacement de grande amplitude.

Notions de base sur les matériaux piézo-électriques

Equations de la piézoélectricité.

La piézoélectricité est la propriété que possèdent certains corps de se polariser électriquement sous l'action d'une tension mécanique (effet direct) et de se déformer lorsqu'un champ électrique leur est appliqué (effet inverse). La structure cristalline de

ces matériaux est dépourvue de centre de symétrie. Pour expliquer de manière simple le mécanisme physique, on peut donner une représentation unidimensionnelle à l'aide de ressorts [DIE].

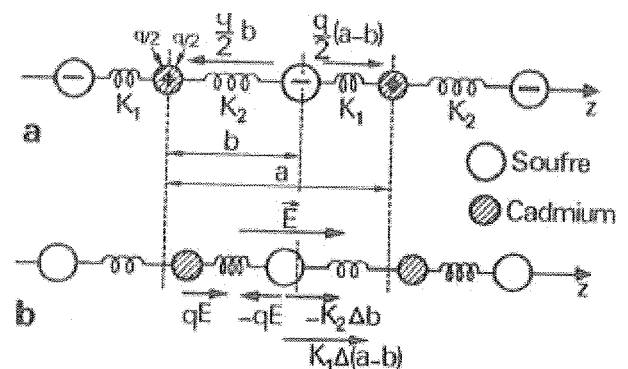


Fig. 1 : Piézoélectricité dans un cristal ionique dissymétrique

Les charges $-q$ et $+q$ sont reliées par des ressorts de constantes de rappel K_1 et K_2 différentes. On a bien ainsi dissymétrie dans la maille cristalline. La chaîne peut être divisée en mailles de longueur a , comportant deux dipôles de moments $\frac{q}{2}(a-b)$ et $-\frac{q}{2}b$. D'où un moment dipolaire par molécule de :

$$p_0 = \frac{q}{2}(a - 2b)$$

On a :

- au repos, une polarisation par unité de volume non nulle si b différent de $a/2$;

- sous l'action d'une contrainte, la chaîne se déforme, la modification des distances a et b entraîne une variation de la polarisation ;
- les ions positifs et négatifs se déplaçant en sens opposés sous l'action d'un champ électrique et les ressorts n'ayant pas même raideur, il en résulte une déformation.

Cherchons maintenant les relations liant les grandeurs mécaniques (contrainte T et déformation S) et les grandeurs électriques (champ E et polarisation induite P ou induction $D = \epsilon_0 E + P$). L'équilibre statique de chaque ion nous donne (avec Δ symbolisant les variations de grandeurs par rapport au repos à champ nul) :

$$-qE + K_1 \Delta(a - b) - K_2 \Delta b = 0$$

La force exercée par la partie de droite de la chaîne sur la partie de gauche est selon que l'on se place sur le ressort de raideur K_1 ou K_2 :

$$F_1 = K_1 \Delta(a - b) \text{ ou } F_2 = K_2 \Delta b$$

Une section du matériau comporte un grand nombre (N) de chaînes par unité de surface. La tension mécanique T , i.e. la force par unité de surface vaut donc :

$$T = \frac{N}{2} K_1 \Delta(a - b) + \frac{N}{2} K_2 \Delta b$$

La polarisation induite est la variation de polarisation (avec n le nombre de molécules par unité de volume et $N=na$) :

$$P = \Delta P_0 = \frac{nq}{2} (\Delta a - 2\Delta b)$$

De l'équation d'équilibre, on tire :

$$\Delta b = \frac{-qE}{K_1 + K_2} + \frac{K_1}{K_1 + K_2} \Delta a$$

$$P = \frac{nq}{2} \left(\frac{2qE}{K_1 + K_2} + \frac{K_1}{K_1 + K_2} \Delta a \right)$$

P est la somme de deux termes :

- le premier proportionnel au champ électrique définit la polarisation ionique du cristal ;
- le second, proportionnel à la déformation

$$S = \frac{\Delta a}{a}, \text{ traduit l'effet piézo-électrique direct.}$$

Or $D = \epsilon_0 E + P$. En remplaçant P , on en déduit donc la première équation caractéristique des matériaux piézo-électriques. Elle relie l'induction électrique au champ et à la déformation :

$$D = \epsilon E + eS$$

De la même manière en remplaçant Δb par son expression on obtient pour la contrainte une expression de la forme :

$$T = cS - eE$$

On voit sur cette dernière équation que pour un champ électrique donné, on a une contrainte (un effort) fonction linéaire de la déformation :

- le déplacement est maximum pour un effort nul ;
- on a un effort maximum pour une déformation nulle.

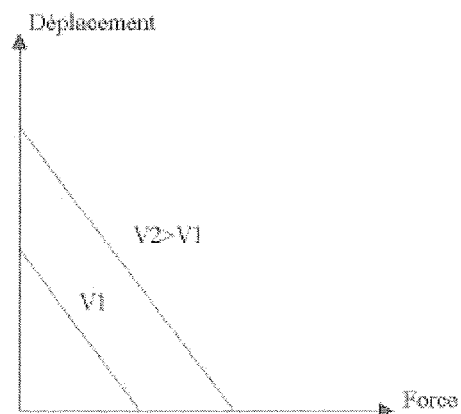


Fig. 2 : Caractéristique Contrainte-Déplacement pour un champ électrique donné

Le travail fourni est maximal pour le point médian de cette droite.

Matériaux piézo-électriques modernes

Les matériaux utilisés sont les céramiques PZT (plomb, zirconium et titane) qui ne deviennent piézo-électriques qu'après avoir subi un traitement particulier. Elles sont constituées de domaines ferroélectriques qui s'orientent au hasard pendant la fabrication. L'application d'un champ électrique élevé (environ 4 kV/mm) pour une température de 100 °C environ permet d'aligner ces domaines. La polarisation ainsi réalisée disparaît au-dessus de la température de Curie (entre 200 et 400 °C).

Appliquons progressivement à un bloc de céramique un champ électrique de sens opposé à la polarisation et de forte valeur. Les pôles vont tendre à s'orienter dans la direction de ce dernier et vont donc progressivement se retourner : on va avoir tout d'abord contraction puis élongation du bloc.

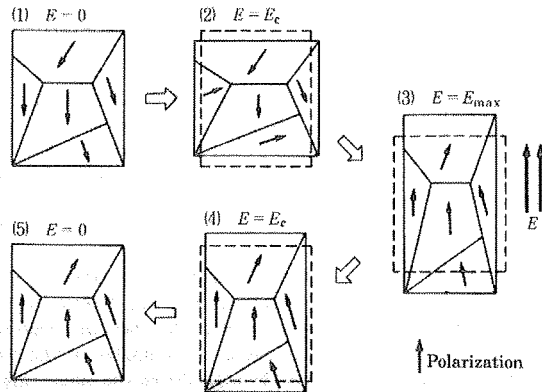


Fig. 3 : Rotation des domaines sous l'action d'un champs de forte valeur

Si on applique maintenant un champ de valeur opposée le phénomène inverse va se produire et la déformation suit donc un cycle d'hystérésis d'allure suivante :

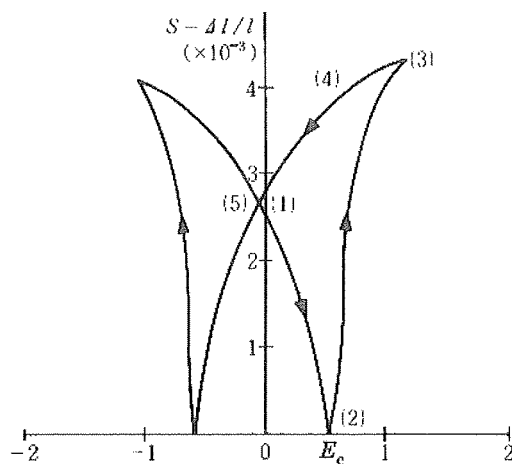


Fig. 4 : Cycle d' hystérésis d'un matériau piézo-électrique

La céramique sera utilisée pour des valeurs de champ électrique bien plus faible. Les déformations se feront donc autour du point d'intersection avec l'axe des ordonnées et on pourra assimiler la courbe à sa tangente. La pente de celle-ci (i.e. le sens de la polarisation) dépendra du signe de la dernière tension de grande amplitude appliquée.

Les différents modes de couplage

Les équations de la piézoélectricité précédemment introduites à l'aide d'un modèle unidimensionnel résultent en fait d'un couplage tridimensionnel qui se formule de manière générale à l'aide de tenseurs.

Le couplage entre la direction du champs électrique et la direction de déformation dont témoigne ces équations peut se faire selon plusieurs modes que

l'on peut associer à trois effets principaux : longitudinal, transversal et de cisaillement.

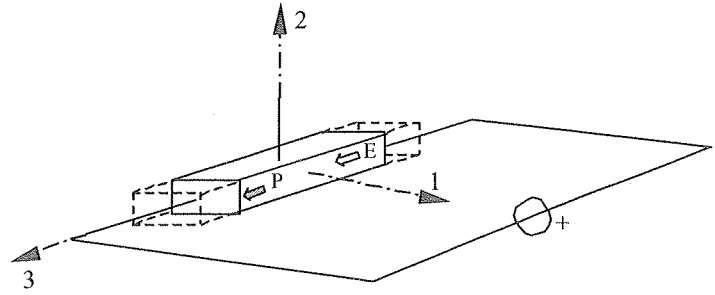


Fig. 5 : Couplage longitudinal

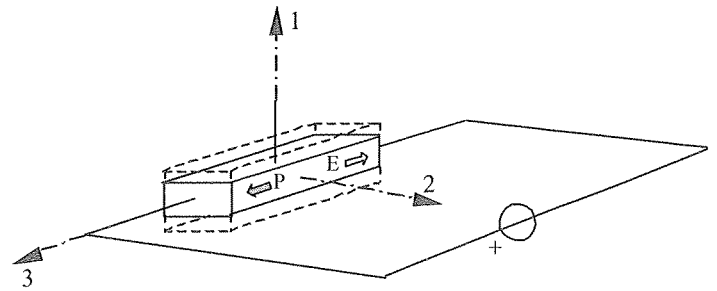


Fig. 6 : Couplage transversal

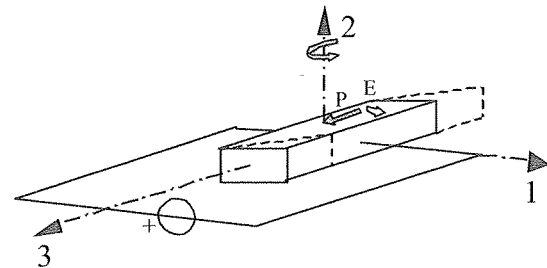


Fig. 7 : Couplage de cisaillement

Pour le moteur présenté par la suite, c'est le mode transversal qui est utilisé pour déformer en flexion une plaque métallique. L'ensemble collé céramique -métal constitue un bilame.

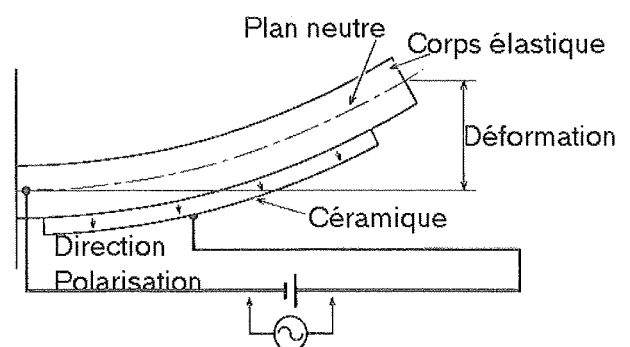


Fig. 8 : Bilame en flexion

Principe de fonctionnement du moteur à onde progressive

Principe de base

Les déformations générées par les céramiques ont pour but de créer un mouvement elliptique des points matériels d'une face du stator. La pièce mobile plaquée contre le stator est alors entraînée par friction. Le mouvement elliptique d'un point se décompose en deux composantes :

- normale, qui contrôle la force de friction en compensant l'effort axial F appliqué par un ressort sur la pièce mobile ;
- tangentielle, qui induit la force motrice exprimée par la loi de Coulomb $F_t = \mu F_n$.

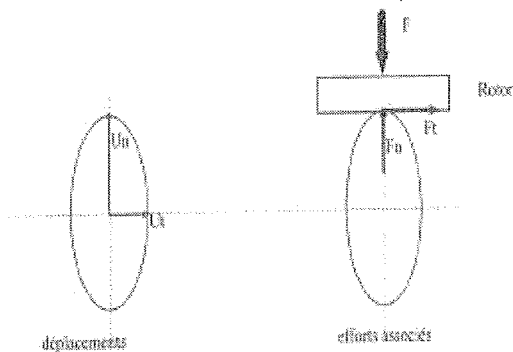


Fig. 9 : Mouvement elliptique d'un point matériel

Si on suppose le contact sur le sommet de l'ellipse ponctuel et sans glissement, la vitesse de la partie mobile est alors égale à la vitesse du point matériel. Elle est donc proportionnelle à la fréquence de vibration (ultrasonore) et à l'amplitude des déplacements (quelques microns) et donne classiquement des vitesses de quelques dizaines de cm par seconde. Pour un rotor de diamètre 60 mm, on obtient alors des vitesses de rotation de l'ordre d'une centaine de tours par minute (soit environ 2 Hz). On a ainsi l'équivalent d'un réducteur de vitesse au rapport de transformation énorme (on passe de 40 kHz à 2 Hz, soit une division de la fréquence par 20000).

Structure mécanique

Le moteur est constitué :

- d'un stator en bronze sur lequel est collé un anneau de céramique. Ce stator est relié au bâti par un voile de découplage qui permet de transmettre le couple tout en laissant le stator libre de vibrer. Il est muni de dents qui modifient peu la rigidité de l'anneau et amplifient les mouvements générés. Les dents permettent également l'évacuation des particules d'usure ;

- d'une couche de matériau polymère de friction, pour améliorer la transmission du couple et optimiser la durée de vie, accolée à un rotor en dural compliant pour s'adapter au stator ;
- un ressort pour exercer un effort calibré entre le rotor et le stator ;
- une butée à bille ;
- un capot qui comprime le ressort par l'intermédiaire de la butée à bille.

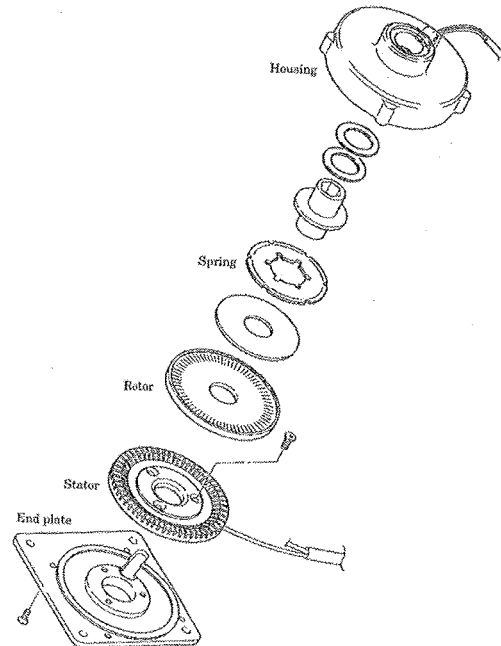


Fig. 10 : Vue éclatée d'un moteur à onde progressive

Obtention d'une onde progressive

Le mouvement elliptique recherché est ici généré lors du passage d'une onde progressive de flexion d'un anneau métallique. Cette onde est obtenue en superposant deux vibrations stationnaires forcées.

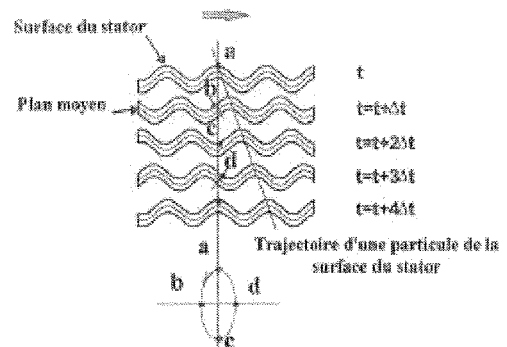


Fig. 11 : obtention d'un mouvement elliptique au passage d'une onde progressive de flexion

En effet, un anneau en métal possède des modes propres en flexion constitués d'une succession de "creux" et de "bosses". Pour les entretenir, on colle à l'anneau des céramiques qui vont exciter la structure à une fréquence proche de la résonance. Les céramiques sont polarisées parallèlement à l'axe de rotation et génèrent des déformations dans le plan perpendiculaire à cet axe.

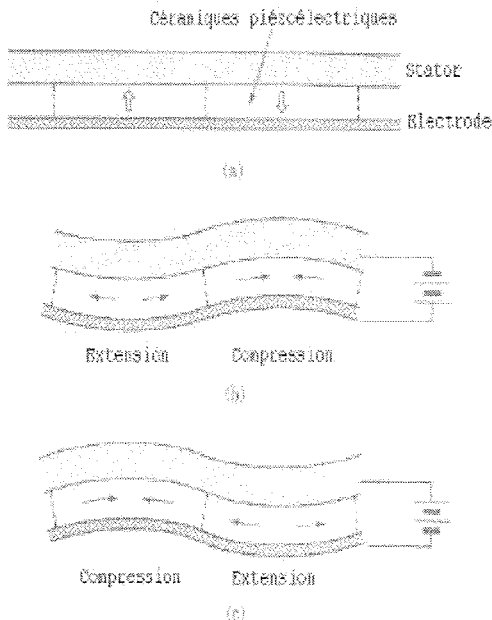


Fig. 12 : Obtention d'une flexion de plaque à l'aide de céramiques

A une fréquence de résonance donnée correspondent deux modes de vibrations décalés d'un quart de longueur d'onde. A chacun de ces deux modes correspond un secteur sur la céramique d'excitation.

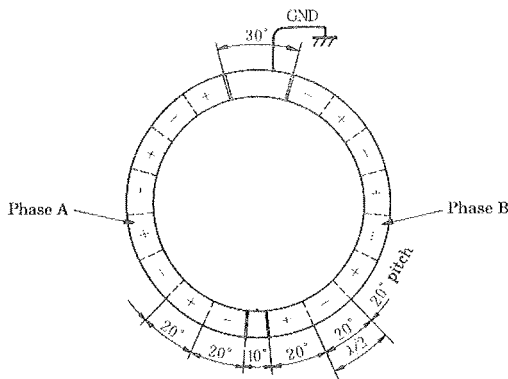


Fig. 13 : Disposition des polarisations sur la céramique pour exciter 2 modes de vibrations

En alimentant par deux tensions déphasées de 90°, on génère une onde progressive de la même manière que l'on créerait un champ tournant dans un moteur diphasé électromagnétique. En notant u_1 et u_2 les déplacements transverses des ondes stationnaires, on obtient comme résultante :

$$u_1 = A \cdot \cos(\omega t) \cdot \cos(k \cdot x)$$

$$u_2 = A \cdot \sin(\omega t) \cdot \sin(k \cdot x)$$

$$u_r = u_1 + u_2 = A \cdot \cos(\omega t - k \cdot x)$$

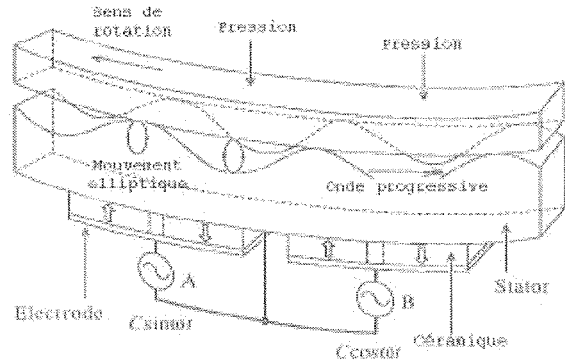


Fig. 14 : Alimentation des céramiques

Alimentation

Schéma équivalent

A partir de l'équation :

$$D = \epsilon E + eS$$

On peut calculer le courant au niveau d'une électrode d'une céramique. En effet, avec A l'aire de l'électrode considérée, on a en régime harmonique :

$$I = j\omega Q = j\omega DA$$

soit :

$$I = j\omega AE + j\omega AS$$

Le courant absorbé est donc la somme :

- D'un premier terme correspondant à l'effet électrique de la capacité constituée par la céramique et ses deux électrodes (Fig. 16) ;
- D'un second terme, appelé courant motionnel, proportionnel à la vitesse de déformation mécanique $j\omega S$ (Fig. 16).

A partir de l'équation :

$$T = cS - eE$$

On voit que les contraintes dans une céramique ont pour origines les déformations par l'élasticité du matériau et le damp électrique par le phénomène piézo-électrique. Pour une céramique accolée à une structure métallique, on peut représenter le dispositif par le schéma électromécanique suivant :

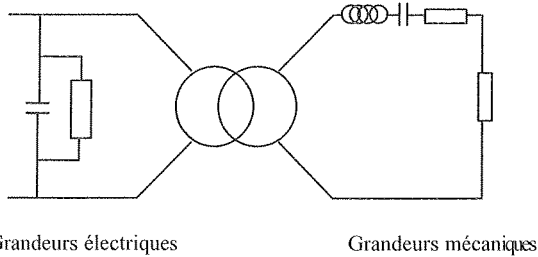


Fig. 15 : schéma électromécanique d'un système piézo-électrique

Le transformateur exprime le couplage électromécanique de la céramique et permet de faire le lien entre les grandeurs électriques (courant absorbé dans la branche motionnelle) et les grandeurs mécaniques (forces et vitesses du secondaire). La céramique génère des efforts sur un système masse ressort. Il existe des modes de résonances pour lesquels les vitesses de déplacements sont importantes. On a donc des courants importants dans la branche motionnelle. Par une analogie électromécanique on peut exprimer ce phénomène de résonance par un circuit RLC série avec :

- L représentatif de l'inertie ;
- C de la raideur ;
- R des pertes ;
- La tension, les efforts ;
- Le courant, les vitesses.

En faisant passer les impédances du secondaire au primaire du transformateur, on arrive au schéma électrique suivant :

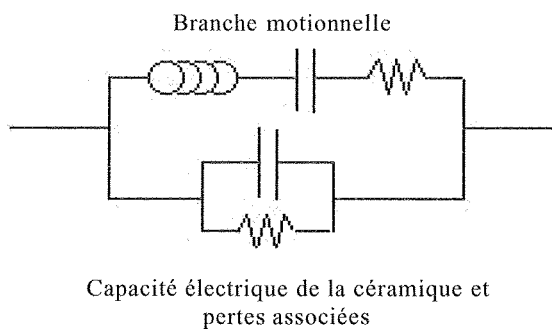


Fig. 16 : schéma électrique équivalent

Onduleur à résonance

Au voisinage du mode de résonance exploité, on peut en première approximation modéliser une phase par un circuit RC parallèle. Pour obtenir aux bornes du moteur des tensions sinusoïdales hautes fréquences une solution classique consiste à réaliser un onduleur à résonance en ajoutant une

inductance en série. Cette dernière peut être l'inductance de fuite d'un transformateur HF qui assure l'isolement galvanique et l'adaptation en tension. Les moteurs piézo-électriques nécessitent en effet d'être alimentés à des tensions relativement hautes (50 à 1000 V) vis-à-vis des puissances mis en jeu.

Applications

Bilan des propriétés originales

Le moteur ultrasonique possède donc les caractéristiques suivantes :

- son fonctionnement étant basé sur des phénomènes électriques, il est peu influencé et perturbe peu les champs électromagnétiques. Ce dernier avantage permet de l'utiliser pour des applications sensibles du type mesure de champs en physique ou biologique (RMN) ;
- son fonctionnement est totalement silencieux (les fréquences d'excitation utilisées sont ultrasonores). C'est un atout pour des applications où le confort sonore est important ;
- l'obtention d'un fort couple à faible vitesse et d'un couple massique important permet d'avoir un entraînement direct de la charge et de se passer de tout réducteur (simplification de la chaîne cinématique) ;
- il existe un couple à l'arrêt quand l'électronique est non alimentée : verrouillage mécanique de la partie mobile ;
- l'inertie du rotor et la constante mécanique (1 ms) sont très faibles ;
- les structures réalisables sont très variées et faciles à intégrer.

Constructeurs et utilisations actuelles

T. Sashida l'inventeur en 1982 du moteur présenté ici possède également l'entreprise Shinsei. Depuis 1987 il commercialise la première gamme de moteurs piézo-électriques à onde progressive : les USR30, 45 et 60.

| | USR 30 | USR 45 | USR 60 |
|--------------------------------|--------|--------|--------|
| Fréquence d'alimentation (kHz) | 42 | 43 | 40 |
| Couple maximal (Nm) | 0.1 | 0.3 | 0.6 |
| Couple nominal (Nm) | 0.04 | 0.15 | 0.4 |
| Vitesse nominale (tr/min) | 250 | 150 | 100 |
| Masse (g) | 33 | 70 | 180 |
| Puissance mécanique (W) | 1 | 2.3 | 4 |

Fig. 17 : Performances de la gamme USR

On peut citer comme utilisations de la gamme USR :

- En 1990, 1500 moteurs ont été utilisés pour motoriser les stores du New Tokyo Municipal Building;
- Toyota les intègre dans le réglage des appuis-tête de ses véhicules haut de gamme ;
- Plusieurs licences ont été cédées notamment en aéronautique.

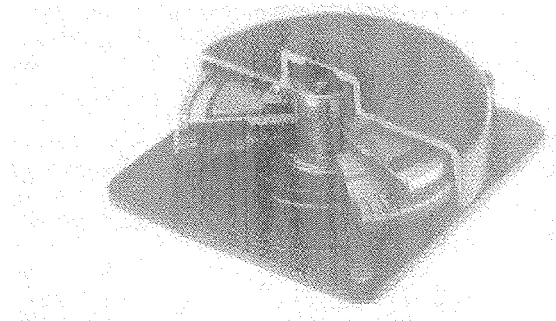


Fig. 18 : USR 60

Canon a conçu un moteur annulaire fonctionnant sur le principe des moteurs à ondes progressives. Cette structure sans arbre permet de l'intégrer directement à l'optique d'un appareil photo. Par rapport à une solution classique le temps de réponse de l'autofocus est diminué (quelques ms) et le fonctionnement de l'appareil est bien plus silencieux.. (la solution précédente était constituée d'un moteur à courant continu et d'un réducteur avec un temps de réponse de 100 ms).

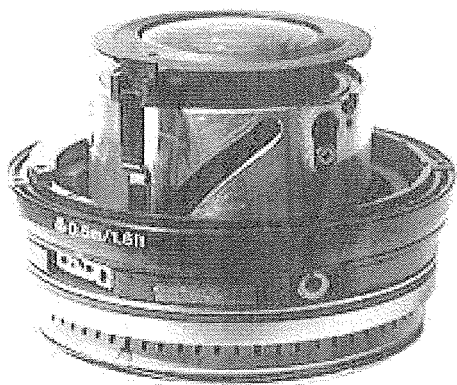


Fig. 19 : Objectif complet, moteur et optique

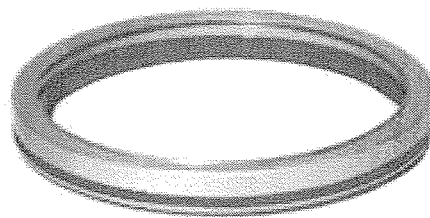


Fig. 20 : Rotor

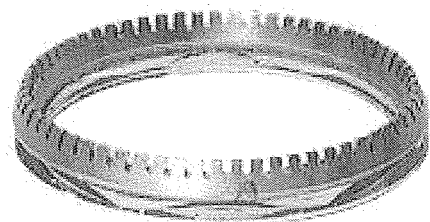


Fig. 21 : Stator et ressort de compression

Bibliographie

- [NOG] Moteurs piézoélectriques
Techniques de l'ingénieur
Nogaredo B.
- [SAS] An introduction to ultrasonic motors
Oxford Science Publications
Sashida T., Kenjo T.
- [UEH] Ultrasonic motors theory and applications
Oxford Science Publications
Ueha S., Tomikawa Y.
- [DIE] Ondes élastiques dans les solides
Masson Editeur
Dieulesaint E., Royer D.
- [PI] Catalogue Physik Instrumente

Sites Internet

- [PI] Physik Instrumente (PI)
<http://www.physikinstrumente.com/>
- [CAN] Présentation de l'objectif Canon
<http://www.photoscene.com/sw/tour/inside.htm>

Liste de sites relatifs aux moteurs piézo-électriques et aux matériaux actifs
<http://amsl.mit.edu/links/links.htm>

LES MOTEURS PAS A PAS

Structures, alimentation, commande et applications

Franck BETIN

Centre de Robotique, d'Electrotechnique et d'Automatique

Institut Universitaire de Technologie de l'Aisne

15 avenue François Mitterrand,

Les terrasses du Mail, 02880 Cuffies

Tel 03 23 76 40 24, fax 03 23 76 40 25, e-mail : franck.betin@iut.u-picardie.fr

Introduction

L'une des premières applications du moteur pas à pas, retenue par l'histoire, n'est pas récente, puisqu'elle date des années 1920. A cette époque, la marine britannique utilisait l'actionneur pas à pas pour asservir la position de tubes lance-torpilles et de canons sur ses bâtiments. L'opérateur assurait à distance la rotation de la machine à l'aide de commutateurs manuels. Néanmoins, il a fallu attendre le début des années 1960 et plus particulièrement l'apparition des microprocesseurs pour que l'actionneur pas à pas soit employé à plus grande envergure. L'aspect incrémental de sa commande - une impulsion d'horloge = un pas - est en effet particulièrement bien adapté aux données numériques de l'ordinateur puisqu'un simple train d'impulsions suffit pour positionner correctement le moteur. Aujourd'hui, l'essor des composants de l'électronique de puissance et les progrès des systèmes de traitement de l'information ont permis à l'actionneur électrique pas à pas d'élargir considérablement son champ d'applications, notamment dans les domaines de la robotique et de la commande numérique de machines-outils.

Aussi, plusieurs types de moteurs pas à pas sont actuellement commercialisés et nous nous efforcerons dans cet article de faire le tri entre les différents types de moteurs en présentant leurs avantages et inconvénients ainsi que leurs domaines particuliers d'applications.

Dans le premier chapitre de cet article, les phénomènes physiques qui sont à l'origine du couple moteur seront présentés et nous verrons que ceux-ci permettent de classer les différents types d'actionneurs en trois catégories.

Le deuxième chapitre sera consacré aux différentes techniques d'alimentation du moteur pas à pas qui font la spécificité du moteur pas. Nous verrons que l'alimentation du moteur est très importante et permet de multiplier les positions intermédiaires.

La troisième partie de cet article sera dédiée à la commande du moteur pas à pas et plus particulièrement à la génération des impulsions de commande qui déterminent le profil de déplacement. Nous aborderons également l'épineux problème des oscillations du moteur lorsqu'il est commandé en boucle ouverte et nous introduirons le principe de la commande en boucle fermée.

Enfin, nous concluons cet article en présentant succinctement le vaste domaine d'applications du moteur pas.

1. Structures de moteurs pas à pas

Différents types de moteurs pas à pas sont actuellement commercialisés et l'on peut être effrayé devant les nombreuses références que proposent les fabricants de moteurs pas à pas. Néanmoins, on peut classer ces différents actionneurs selon le phénomène physique à l'origine du couple moteur. Ainsi, on peut distinguer les moteurs à réluctance variable, les moteurs à aimants permanents et les moteurs hybrides bénéficiant des principes physiques des deux structures précédentes.

1.1 Les moteurs à réluctance variable

Le principe du moteur à réluctance variable est basé sur la minimisation de la réluctance d'un circuit magnétique. Tout élément ferromagnétique tend à s'aligner sur les lignes du champ magnétique dans lequel il est plongé, un couple de rappel étant exercé sur lui. Le stator crée donc un champ magnétique tournant et le rotor conçu en matériau magnétique doux se positionne toujours de manière à minimiser la réluctance offerte au passage du flux magnétique créé par les courants des différentes voies d'enroulements statoriques.

Pour illustrer ce principe, la figure 1 représente une machine à réluctance monophasée avec deux positions stables ($\theta=\pi$ et $\theta=0$).

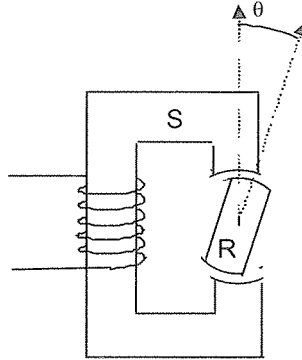


Fig. 1: Principe de la réluctance variable

Pour augmenter le nombre de positions stables par tour, il faut modifier le nombre et la forme des dents. On obtient ainsi les machines à réluctance variable polyphasées. Trois types de machines à réluctance variable sont commercialisés : les machines polyphasées à galettes, les machines polyphasées à plots et les machines polyphasées à dentures réparties.

Pour la machine polyphasée à galette, le nombre de dents rotoriques Z_r est égal au nombre de dents statoriques Z_s et un seul rotor est placé au centre de N stators décalés de $2\pi/Z_r/N$ comportant chacun un bobinage. La figure 2 représente les trois stators décalés dans le cas où $N=3$, $Z_r=Z_s=6$. L'angle élémentaire de rotation est donc de 20° . Ces moteurs présentent un fort couple mais sont assez coûteux à la fabrication.

Pour les machines polyphasées à plots, le nombre de dents rotoriques Z_r est différent du nombre de dents statoriques Z_s ce qui permet de n'utiliser qu'un seul rotor et un seul stator et donc de diminuer le coût de fabrication.

La figure 3 représente la coupe d'une telle machine à quatre phases.

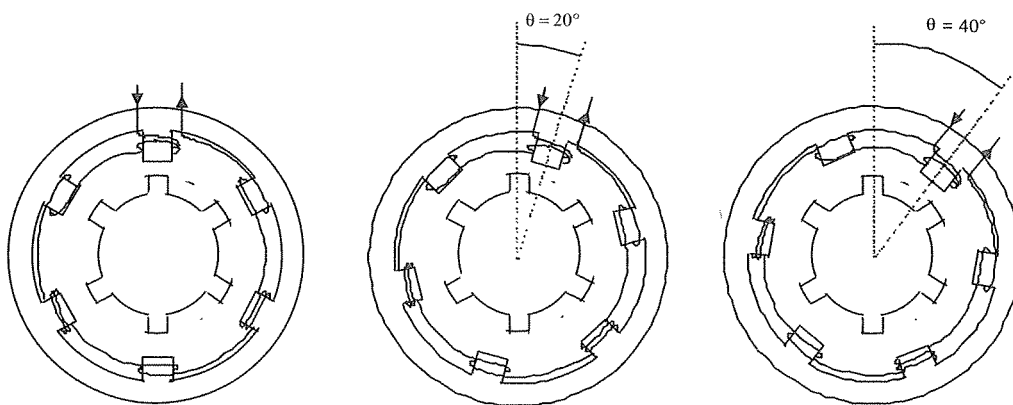


Fig. 2 : Machine polyphasée à galettes

La machine polyphasée à denture répartie présente au rotor et au stator un grand nombre de dents régulièrement réparties mais avec des pas dentaires différents. Cette technique permettant d'obtenir des machines comportant un grand nombre de pas par tour est peu utilisée mais est à la base du moteur hybride (voir figure 4).

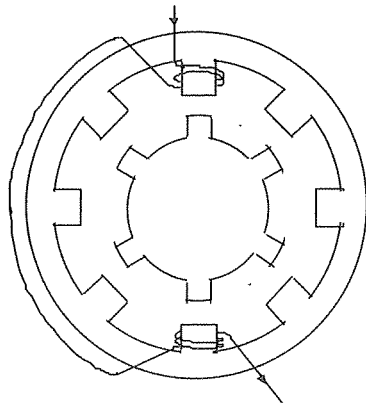


Fig. 3: Machine polyphasée à plots

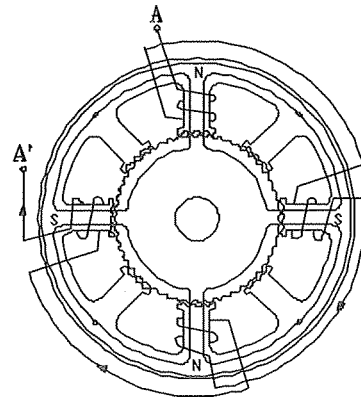


Fig. 4: Machine polyphasée à denture répartie

En résumé, les moteurs pas à pas à réluctance variable présentent l'avantage de posséder un couple moteur proportionnel au carré du courant, une inertie assez faible, un incrément angulaire faible et un faible coût de réalisation. Néanmoins ces machines présentent un inconvénient non négligeable puisqu'elles ne délivrent pas de couple en l'absence de courant.

1.2 Le moteur pas à pas à aimants permanents

Le moteur pas à pas à aimants permanents est directement dérivé de la machine synchrone. Le stator est composé de plots bobinés ou de cages à griffes comportant des bobines. Le rotor constitué d'aimants s'oriente suivant le champ magnétique créé par le ou les enroulements statoriques alimentés ou sur les dents statoriques en absence de courant (voir figure 5).

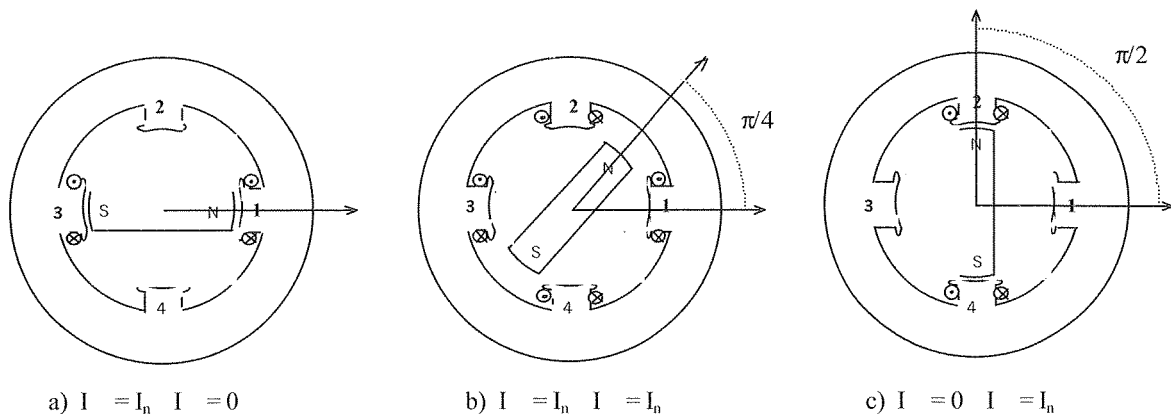


Fig. 5 : Principe de fonctionnement d'un moteur pas à pas à aimants permanents.

Le moteur pas à pas à aimants permanents présente l'avantage de posséder un couple moteur proportionnel au courant, un couple de maintien lorsque les phases du moteur ne sont plus alimentées, un couple volumique élevé, et un coût de réalisation peu élevé.

Les deux principaux inconvénients de cette structure viennent du fait que l'inertie du rotor est importante ce qui limite considérablement les accélérations et que le nombre de pas par tour est généralement peu élevé.

1.3 Le moteur pas à pas hybride.

Le moteur pas à pas hybride ou moteur réluctant polarisé possède l'avantage d'associer le phénomène de la réluctance variable à une excitation par aimants permanents. Le stator est dans la plupart des cas muni de plots saillants. Le rotor comporte plusieurs structures dentées en matériau ferromagnétique régulièrement décalées les unes par rapport aux autres d'un demi-pas dentaire. Ce décalage des dentures permet le retour du flux. Ces couronnes dentées sont fixées de part et d'autre d'un aimant cylindrique dont l'axe est confondu avec l'axe de rotation du rotor (figure 6).

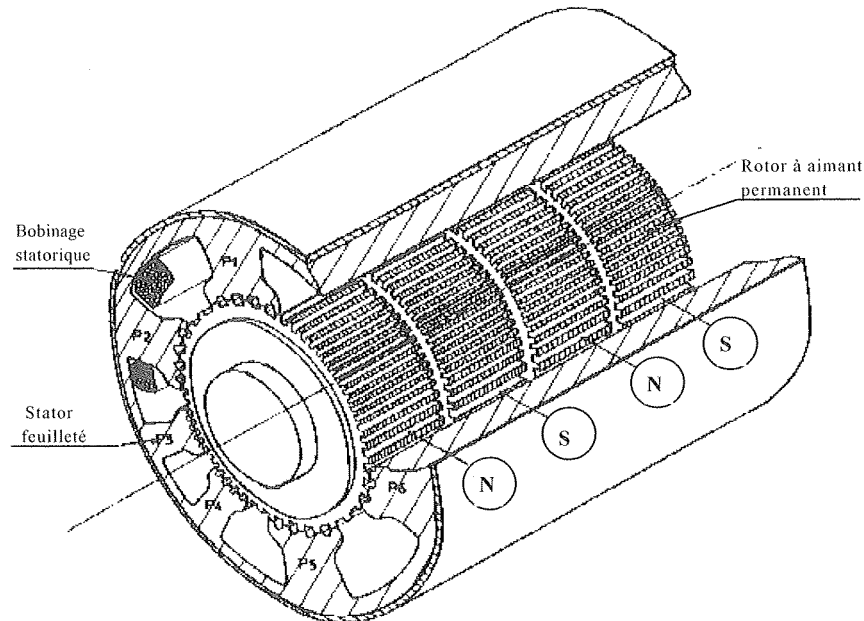


Fig. 6 : Structure d'un moteur pas à pas hybride (200 pas/tour)

Le moteur hybride jouit donc des avantages des deux précédentes structures de moteur pas à pas, à savoir un couple moteur proportionnel au courant, un couple de maintien à l'arrêt sans alimentation, un nombre de pas élevé (200 à 400 pas par tour) ce qui simplifie la mécanique intermédiaire et autorise dans de nombreux cas la suppression du réducteur, un couple massique élevé, une fréquence mécanique élevée et une gamme de puissance très étendue (de quelques dizaines de W à 2 kW). Ces caractéristiques font que les machines hybrides comptent parmi les moteurs pas à pas les plus fabriqués. Certains moteurs hybrides sont d'ailleurs devenus des modèles standards dans le domaine de la robotique comme le moteur hybride 200 pas par tour (résolution 1.8°) représenté en perspective en figure 6 [Bruniaux-88].

2. Alimentation du moteur pas à pas.

Les performances d'un entraînement à moteur pas à pas sont directement liées à son alimentation. Aussi les progrès effectués dans le domaine de l'électronique de puissance permettent de réaliser des alimentations très performantes et adaptées aux différentes applications du moteur pas à pas.

Dans cette partie nous ne décrirons pas les différentes structures électroniques existantes mais nous insisterons davantage sur les modes d'alimentation.

2.1. Généralités

L'originalité du moteur pas à pas tient dans ses divers modes de fonctionnement. En effet, l'alimentation des enroulements statoriques crée un champ tournant discret qui va entraîner le rotor. La figure 5 représente une structure simplifiée du moteur pas à pas. Le rotor est constitué d'un aimant permanent et le stator comporte quatre plots sur lesquels sont bobinées deux phases notées α et β . Si la phase α est alimentée par un courant constant I_n , le rotor se positionne dans l'axe du champ magnétique créé. Pour faire avancer le rotor d'un pas, il suffit de couper le courant dans la phase α et de l'établir dans la phase β (figure 5.c). De la même manière, pour faire avancer le rotor d'un demi-pas, on alimente simultanément la phase α et la phase β (figure 5.b).

Le tableau 1 décrit les différentes positions d'équilibre en fonction des courants dans les phases α et β .

| Numéro | I_α | I_β | θ |
|--------|------------|-----------|----------|
| 1 | I_n | 0 | 0 |
| 2 | I_n | I_n | $\pi/4$ |
| 3 | 0 | I_n | $\pi/2$ |
| 4 | $-I_n$ | I_n | $3\pi/4$ |
| 5 | $-I_n$ | 0 | π |
| 6 | $-I_n$ | $-I_n$ | $5\pi/4$ |
| 7 | 0 | $-I_n$ | $3\pi/2$ |
| 8 | I_n | $-I_n$ | $7\pi/4$ |

Tableau 1 : Séquencement d'un moteur pas à pas

La rotation du moteur s'effectue par une séquence de permutations circulaires des configurations d'alimentation dans un sens ou dans l'autre.

2.2. Les modes d'alimentation

Actuellement, nous pouvons distinguer cinq modes de fonctionnement [Abignoli-90]:

Mode 1:

Une seule phase est alimentée à la fois. Le séquenceur n'exploite donc que les lignes impaires du tableau 1.

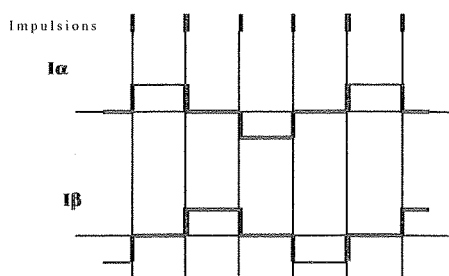


Fig. 7: Configuration des courants en mode 1

Mode 2:

Deux phases de la machine sont alimentées simultanément. Dans cette configuration, le séquenceur n'exploite que les lignes paires du tableau 1.

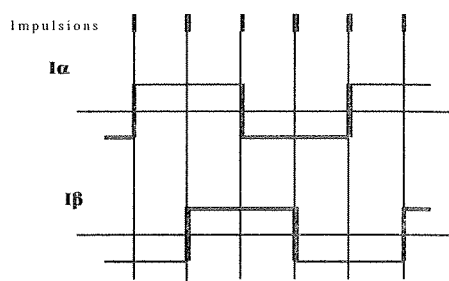


Fig. 8: Configuration des courants en mode 2

Mode 3:

La combinaison des deux modes précédents permet un fonctionnement en demi-pas. Le séquenceur exploite toutes les lignes du tableau 1. Cette commande est simple à réaliser, mais présente l'inconvénient de ne pas produire un couple moteur identique pour tous les pas.

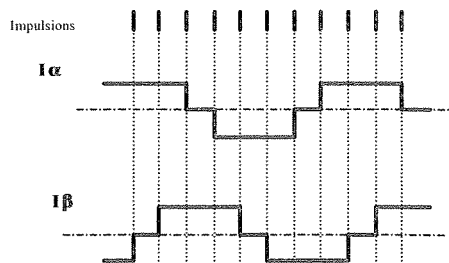


Fig. 9: Configuration des courants en mode 3

Mode 4:

Pour un fonctionnement régulier en demi-pas, on augmente le courant d'un facteur $\sqrt{2}$ lorsqu'une seule phase est alimentée. Ainsi, on a les performances de couple du mode 2 avec une précision double.

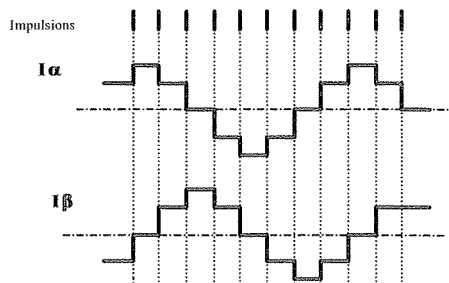


Fig. 10: Configuration des courants en mode 4

Mode 5:

Ce mode, appelé aussi *ministepping*, consiste à multiplier les positions intermédiaires en réglant le courant d'alimentation de chaque phase. Il constitue une généralisation du mode quatre. Cette technique s'apparente à l'alimentation en courant sinusoïdal des machines synchrones. Elle permet d'obtenir une précision aussi grande que l'on veut mais elle ne peut être appliquée qu'à des moteurs spécialement construits avec une alimentation en

courant très précise et des circuits de commande spéciaux. Ces éléments entraînent un surcoût important.

3. Génération des commandes moteur

Dans la plupart des applications, le moteur pas à pas est commandé en boucle ouverte du fait de sa simplicité. En effet, il suffit de lui envoyer un train d'impulsions, la vitesse du moteur est directement liée à la fréquence des impulsions et le nombre d'impulsions définit la position finale.

Dans la première partie de ce troisième chapitre, nous présenterons les profil de déplacement les plus employés en boucle ouverte. Dans la seconde partie nous présenterons succinctement le principe de la commande en boucle fermée qui devient incontournable pour des applications nécessitant une précision importante.

3.1 Commande en boucle ouverte

Le profil de déplacement d'un moteur pas à pas est fonction de la caractéristique couple-fréquence du moteur. En effet, celle-ci définit les zones où le moteur doit passer ou ne doit pas s'attarder. Comme son nom l'indique, elle exprime le couple moteur disponible à vide en fonction de la fréquence de rotation du moteur. Cette caractéristique (figure 11) est liée à l'ensemble alimentation-moteur.

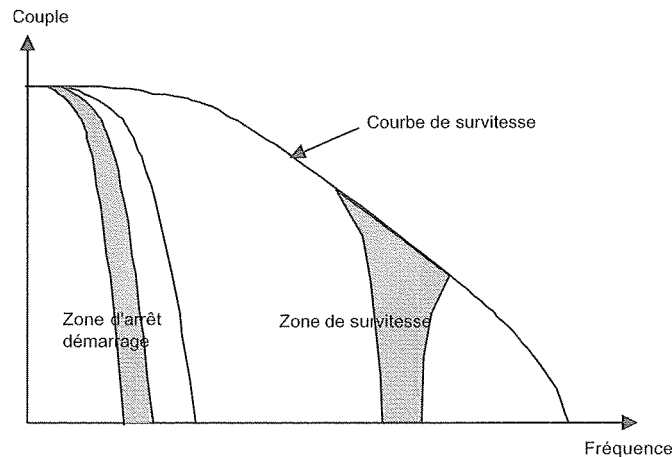


Figure 11: Caractéristique couple-fréquence

La *zone d'arrêt-démarrage* comprend la gamme de fréquence où il est possible de démarrer le moteur pour un couple résistant donné. Si le couple résistant est nul, la valeur maximale du couple est obtenue. C'est dans cette zone que les arrêts et démarrages du moteur sont effectués sans perte de pas.

La *zone de survitesse* (appelée également zone d'entraînement) représente la gamme de fréquence où le moteur, après avoir été préalablement démarré, peut tourner sans blocage et pour un couple donné.

Les zones grisées correspondent à des zones de résonances paramétriques. Ces résonances peuvent entraîner des pertes de synchronisme pour certains moteurs.

Un profil de déplacement commence par un démarrage dans la zone d'arrêt-démarrage suivi d'une accélération permettant d'entraîner le moteur jusqu'à une fréquence contenue dans la zone de survitesse. Ensuite, on décélère le moteur pour l'amener à une fréquence contenue dans la zone d'arrêt-démarrage afin d'éviter les pertes de pas. Ce type de profil permet d'effectuer de grands déplacements en un minimum de temps.

Aussi, ce profil peut prendre diverses formes suivant l'équation de l'accélération. On distingue généralement trois types de régimes transitoires [Goeldel-84]:

- le régime linéaire avec une fréquence initiale et une fréquence finale (le profil de mise en vitesse est donc de forme trapézoïdale),
- le régime exponentiel qui permet d'utiliser au mieux le couple accélérateur disponible au démarrage,
- le régime linéaire par morceaux présentant un compromis entre les deux profils précédents.

En robotique ou en commande numérique de machines-outils, les déplacements sont réalisés exclusivement à l'aide de profil de déplacement linéaire. Cette technique présente l'avantage de ne nécessiter que peu d'opérations mathématiques pour calculer la consigne. En effet, pour piloter un moteur pas à pas, on injecte en entrée du séquenceur un train d'impulsions dont la fréquence correspond à la vitesse de rotation du rotor. Aussi, avec ce type de profil la durée entre deux impulsions successives lors des phases d'accélération et de décélération s'exprime aisément:

$$t_{i+1} = \frac{t_i}{\sqrt{1 + 2at_i^2}} \quad t_{i+1} = \frac{t_i}{\sqrt{1 - 2dt_i^2}}$$

où t_{i+1} représente la durée du pas en fonction de $t_{i,i}$ (durée du pas précédent), de a (accélération en pas/s²) et de d (décélération en pas/s²). Aussi, en utilisant le développement limité de la racine carrée, l'algorithme de commande devient le suivant [Betin 95]:

$$\begin{aligned} t_{i+1} &= t_i \cdot (1 - a \cdot t_i^2) && \text{pour la phase d'accélération} \\ t_{i+1} &= t_i = 1/F_f && \text{pour la phase à vitesse constante} \\ t_{i+1} &= t_i \cdot (1 + d \cdot t_i^2) && \text{pour la phase de décélération} \end{aligned}$$

avec $t_0 = 1/F_0$, où F_0 est la fréquence initiale contenue dans la zone d'arrêt-démarrage et F_f la fréquence maxi appartenant à la zone d'entraînement.

On peut alors calculer facilement en temps réel la durée des pas à l'aide d'un microcontrôleur bas de gamme. La figure 12 représente la vitesse expérimentale obtenue à l'aide de ce type de profil pour un moteur hybride présentant 200 pas par tour et commandé en mode quatre. La durée des pas moteurs est calculée en temps réel à l'aide des équations précédentes programmées sur un microcontrôleur Intel 80c196kc (16 bits, 16 MHz).

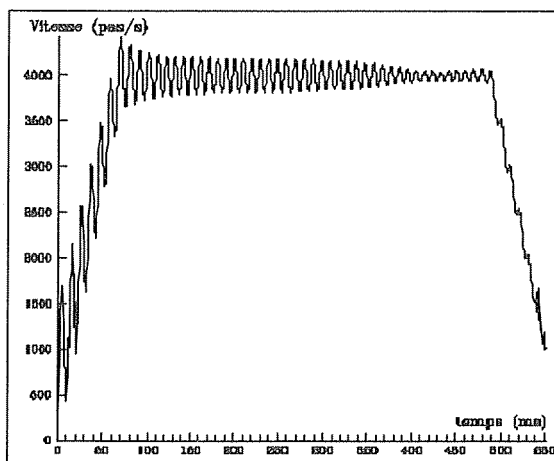


Fig. 12: Réponse expérimentale en boucle ouverte

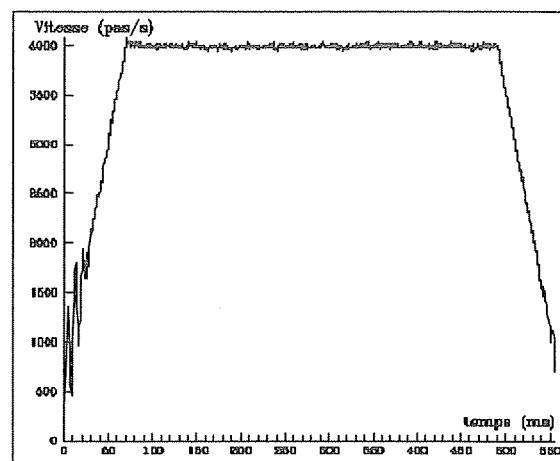


Fig. 13: Réponse expérimentale avec correcteur flou

3.2 Commande en boucle fermée

Comme on peut l'observer sur la figure 12, l'utilisation du moteur pas à pas en boucle ouverte engendre l'apparition d'oscillations lors des phases d'accélération de décélération et sur le palier à vitesse constante. Aussi, pour certaines applications nécessitant une précision extrême, l'emploi d'une commande en boucle ouverte s'avère insuffisant et il faut faire appel à une boucle de retour pour éliminer ces oscillations préjudiciables. Si le moteur pas à pas ne présente pas de codeur intégré, il faut alors ajouter un codeur optique incrémental afin d'obtenir une image de la position et de la vitesse du rotor. Ensuite à l'aide de ces informations, on modifie la durée des pas moteurs selon un algorithme de commande choisi de manière à éliminer les oscillations. La figure 13 représente la vitesse du rotor lorsque le moteur est piloté en boucle fermée à l'aide d'un algorithme par logique floue implanté sur un microcontrôleur 80c196kc [Betin-99]. On peut observer, en comparant les figures 12 et 13 représentant les réponses en boucle ouverte et en boucle fermée, la disparition des oscillations. Pour piloter en boucle fermée un moteur pas à pas, on fait plutôt appel à des algorithmes tels que la commande par logique floue ou la commande à structure variable. Ceux-ci présentent l'avantage d'être peu gourmands en manipulations mathématiques et donc d'implantation aisée même sur des microcontrôleurs bas de gamme.

4. Applications

Dans la gamme des petites et moyennes puissances (jusqu'à 2 KW), le domaine d'applications du moteur pas à pas est très vaste et la liste que nous développons dans la suite de cet article n'est en aucun cas exhaustive. Néanmoins elle représente les applications les plus courantes où l'on fait appel à l'actionneur pas à pas.

Parmi les différentes applications que nous allons détailler dans cette quatrième partie, on peut distinguer deux

modes de fonctionnement:

- le mode de fonctionnement incrémental
- le mode de fonctionnement à vitesse constante.

4.1 Fonctionnement incrémental

Pour ce type d'applications, le but consiste à réaliser un positionnement très précis. Pour cela, on injecte un train d'impulsions et la position finale correspond au nombre d'impulsions contenue par le train.

On retrouve ce type de fonctionnement pour:

- les systèmes d'affichage tels que les horloges,
- les systèmes d'impression où le positionnement précis de la tête d'impression est réalisée à l'aide d'un actionneur pas à pas,
- les machines à poinçonner,
- les dispositifs automatiques de contrôle ou de mesure,
- les robots manipulateurs ou assembleurs,
- les volets de climatisation sur les véhicules automobiles...

4.2 Fonctionnement à vitesse constante

Dans ce cas, on ne se soucie plus du nombre d'impulsions contenue par le train pilotant le moteur mais on s'intéresse à la fréquence des oscillations du signal de commande. En effet, la vitesse de rotation du moteur est proportionnelle à cette fréquence. Ce type de fonctionnement est principalement employé pour :

- les mémoires à disques sur les micro-ordinateurs où à partir du signal émis par le quartz et d'un moteur pas à pas, la rotation à vitesse constante des périphériques à disques (disque dur, lecteur de disquettes, CD rom) est réalisée assurant ainsi la synchronisation lors de l'échange de données,
- les dispositifs de mélange où la commande synchrone des moteurs permet un réglage du débit des différents constituants...
- les traceurs à base de temps variable....

4.3 Fonctionnement incrémental et à vitesse constante

Il est à noter que certaines applications font appel à ces deux modes de fonctionnement. A titre d'exemple, en informatique pour les mémoires à disques, le disque est entraîné à vitesse constante par un premier moteur pas à pas et la tête de lecture est positionnée à l'aide d'un second moteur pas à pas fonctionnant en mode incrémental.

De même, en commande numérique de machine outils, les moteurs pas à pas permettant le déplacement de la table ou de l'outil selon deux axes perpendiculaires doivent travailler en synchronisme donc à des vitesses proportionnelles tout respectant un positionnement précis. Pour cette dernière application, l'emploi d'une commande en boucle fermée devient primordiale si l'on désire une précision élevée.

Bibliographie

- [Abignoli-90] M. ABIGNOLI, C. GOELDEL, *Moteurs pas à pas*, Techniques de l'ingénieur, D 3960, pages 1 à 21, 1990.
- [Betin-95] F. BETIN, "Contribution à la commande en boucle fermée des moteurs pas à pas", Thèse de l'Université de Reims Champagne-Ardenne, soutenue le 6 décembre 1995.
- [Betin-99] F. BETIN, M. DELOIZY, D. PINCHON, C. GOELDEL, "Régulation par logique floue de la vitesse d'un entraînement à moteur pas à pas", *Revue Internationale de Génie Electrique*, éditions Hermès, vol. 2, n°4/1999, pp. 439-463.
- [Bruniaux-88] P. BRUNIAUX, "Contribution à la modélisation non linéaire, à l'identification et à la commande en boucle ouverte des moteurs pas à pas hybrides", Thèse de l'Université de Lille Flandres Artois, soutenue le 19 décembre 1988.
- [Goedel-84] C. GOELDEL, "Contribution à la modélisation, à l'alimentation et à la commande des moteurs pas à pas.", Thèse de doctorat ès Sciences, mars 1984, Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy.

ACTIONNEUR LINEAIRE INTEGRE POUR APPLICATION DOMOTIQUE

H. BEN AHMED, B. MULTON, L. PREVOND (*), J. LUCIDARME (*)

Laboratoire d'Electricité, Signaux et Robotique (LESIR UPRESA CNRS 8029)

Ecole Normale Supérieure de Cachan

Antenne de Bretagne, Campus de Ker Lann 35170 BRUZ

(*) Campus de Cachan, 61 Avenue du Président Wilson 94235 Cachan-Cedex

E-mail : benahmed@bretagne.ens-cachan.fr

I- INTRODUCTION – ETAT DE L'ART

Le besoin d'un confort toujours croissant et la nécessité d'une plus grande sécurité, conjugués à un impératif économique à long terme (plus grande fiabilité et de durée de vies) exprimée notamment par les gestionnaires des parcs des matériels domotiques (office HLM, ...etc.) ont engendré le développement d'entraînements électromécaniques dans presque tous les domaines de la vie courante et tout particulièrement dans l'habitat (portes, volets, stores, et même les lits !, ...) [1].

D'une manière générale, ces entraînements électriques requièrent une grande discrétion aussi bien sonore que visuelle (et donc une forte intégration dans leur environnement), un faible coût et enfin une fiabilité élevée tant au niveau du fonctionnement que de celui de la sécurité des personnes (normes d'isolation électrique).

D'autre part, ces entraînements ne sont appelés à fonctionner que quelques minutes par jour. De ce fait, le rendement énergétique ne représente pas une contrainte majeure pour leur dimensionnement (les valeurs de rendement couramment rencontrées sont faibles, 25 % environ), mais c'est le couple ou la poussée nécessaires (et la puissance concernant les entraînements indirects) qui est la grandeur dimensionnante.

Concernant les systèmes d'ouverture/fermeture (O/F) dans l'habitat, nous pouvons distinguer deux catégories de charges entraînées :

- Charge de type *levage* (O/F verticale) où il s'agit de soulever et de freiner une masse donnée ;
- Charge de type *traction* (O/F horizontale) où il s'agit ici d'entraîner une masse à une certaine vitesse. Une fois la masse mise en mouvement, l'actionneur ne devra vaincre que les frottements générés par le déplacement.

La première catégorie, généralement réalisée à partir de systèmes à entraînement indirects, est associée à un enrouleur. Ce dernier adjoint à un guidage linéaire joue le rôle d'un système de transformation rotation/translation.

I-1 Entraînements de type levage

Les technologies utilisées pour l'entraînement de ce type de charge combinent un moteur tournant, asynchrone monophasé dans la plus part des cas, un réducteur à grand rapport de réduction (quelques centaines) et enfin des systèmes de fin de course et de blocage [2].

Les figures suivantes montrent deux exemples d'entraînement de charge de type levage où il s'agit donc dans les deux cas de soulever un tablier de masse allant de quelques kg à quelques centaines de kg.

Le premier exemple (figure 1) met en œuvre un moteur asynchrone tournant classique, la fonction réducteur est réalisée par la couronne d'enroulement.

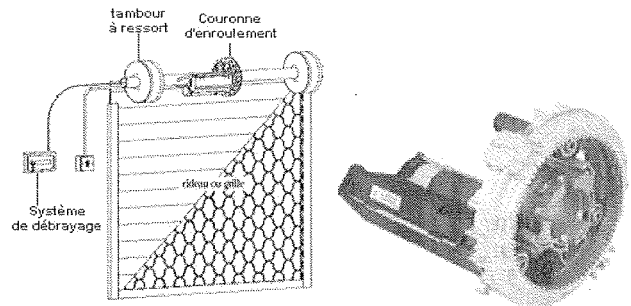


Figure 1 - Exemple d'entraînement type levage (SIMU) [18]

Un exemple de caractéristiques du moteur et de la charge est donné au tableau suivant.

| | |
|---------------------------|-----------------|
| Tension | 230 V monophasé |
| Couple | 75 à 180 Nm |
| Nombre de cycles par jour | 5 |
| Poids du tablier | 320 kg maxi. |

Tableau 1 - Exemple de caractéristiques pour enrouleur forte charge [20]

Le second exemple (figure 2), développé par le groupe SOMFY pour des entraînements de stores ou de volets roulants, est un moteur asynchrone tubulaire monophasé à condensateur de déphasage [1]. Les différents éléments (réducteur, frein, moteur, système de comptage) sont noyés dans un tube d'un certain diamètre correspondant au diamètre du tube d'enroulement. La longueur est fonction de la puissance nominale du moteur.

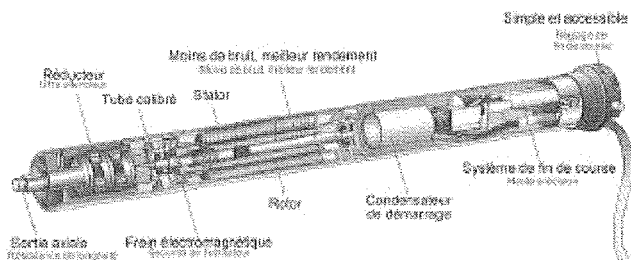


Figure 2 - Vue éclatée d'un "actionneur tubulaire" moteur tournant asynchrone en prise indirecte [18]

Les différentes gammes développées sont au nombre de 3 suivant les diamètres des tubes d'enroulement les plus rencontrés sur le marché. Quelques caractéristiques sont données au tableau 2.

| | |
|------------------------|------------|
| Diamètre (mm) | 40, 50, 60 |
| Couples (Nm) | 3 à 130 |
| Rapport réducteur | 100 à 300 |
| Vitesse charge (tr/mn) | 8 à 35 |

Tableau 2 - Gamme des moteurs SOMFY

Notons que l'utilisation d'un moteur asynchrone dans ce type d'application, outre l'avantage d'un coût réduit, permet de s'affranchir d'un dissipateur lors du freinage, l'énergie dans ce cas est dissipée directement par effet Joule dans le rotor de la machine.

I-2 Entraînements de type traction

Concernant les charges de type traction (rideaux, portes coulissantes, ...), il existe tout d'abord des **entraînements indirects** de type linéaires composés donc d'un moteur tournant et d'un système de transformation rotation/translation le plus souvent de type vis/écrou (voir figure ci-dessous).

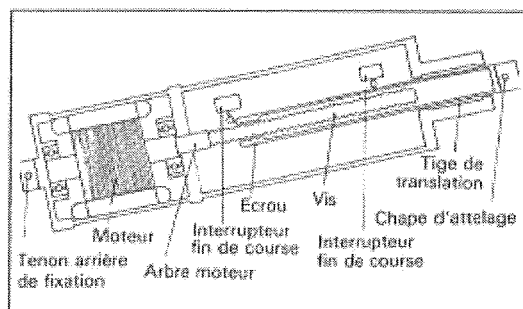


Figure 3 - Schéma de principe d'un actionneur linéaire indirect [4]

Il existe également des **entraînements directs** pour lesquels le moteur linéaire entraîne directement la charge sans

intermédiaire mécanique. Plusieurs principes existent [5], [15] et se développent sur le plan industriel peu à peu. Néanmoins, la quasi-totalité des principes de conversion électromécanique, de type synchrone, utilisent des rails actifs comportant des aimants permanents (ou encore des enroulements d'excitation).

Nous donnons dans ce qui suit quelques exemples industriels.

1-2 1 Actionneurs polyphasés synchrones plans à bobine mobile

a- Bobine dans l'entrefer :

Une bobine plate montée sur un support ou autoportée est placée dans un entrefer magnétique où est généré un flux magnétique d'excitation obtenu par un assemblage plan d'aimants permanents alternés (voir figure 4).

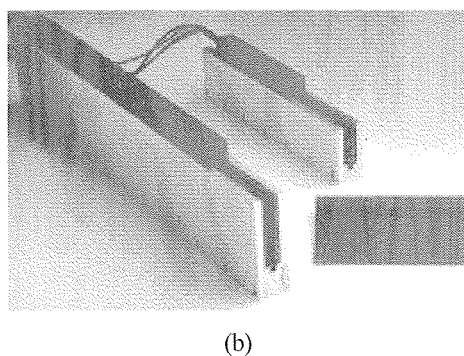
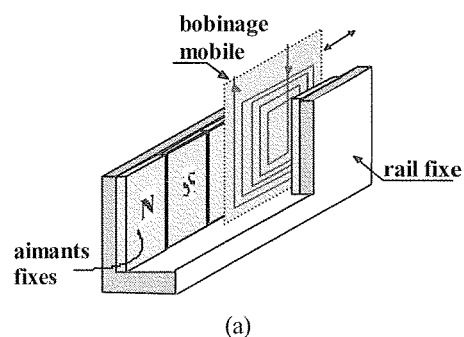


Figure 4 - Schéma de principe (a) et actionneur linéaire polyphasé à bobine mobile de chez ETEL [7]

b- Structure triphasée à plots :

Des circuits magnétiques en "U" (référéncés 22 sur la figure 5a) dont chaque jambe comporte un bobinage (102, figure 5b) sont mobiles et disposés parallèlement au déplacement. A l'intérieur de ces circuits est disposé, sans contacts, un parallépipède (14) aimanté alternativement dans le sens perpendiculaire au déplacement.

La partie mobile est guidée par un chariot avec roulettes (122) faisant office également de porte crochet pour les rideaux (123).

Actionneur linéaire intégré pour application domotique

L'ensemble est inséré dans un profilé de tringle à rideaux relativement encombrant nécessitant deux étages : étage moteur et étage guidage (tringle non standard).

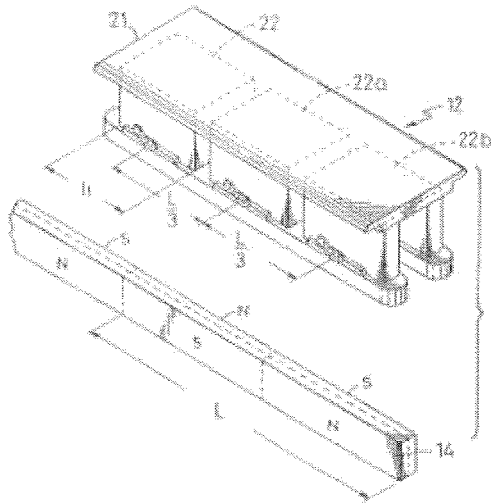


Figure 5a - Eléments de l'actionneur synchrone à plots [8]

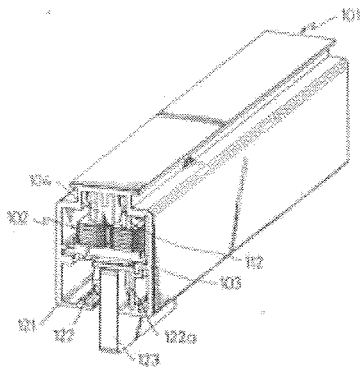


Figure 5b - Schéma de l'ensemble monté dans une tringle spéciale [8]

1-2 2 Actionneur synchrone tubulaire :

Ce type d'actionneur, développé notamment par la société Linear Drives [22], se compose d'une partie fixe en forme de barreau constitué d'aimants permanents placés à l'intérieur d'un tube en acier inoxydable amagnétique.

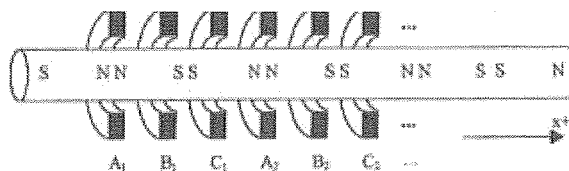


Figure 6a - Schéma de principe

La partie mobile entoure le barreau et comprend trois phases reliées à l'extérieur par un câble souple.

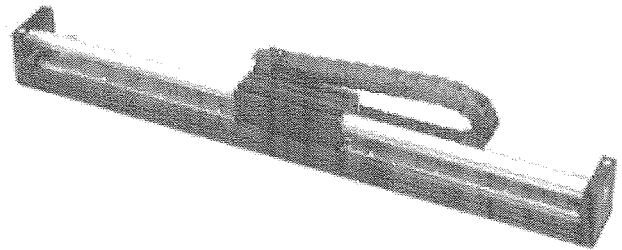


Figure 6b - Actionneur linéaire tubulaire Linear Drives [22]

II- TRINGLE A RIDEAUX - PROBLEMATIQUE

Les raisons de confort et de durée de vie des systèmes mécaniques domestiques mentionnées en introduction ont incités la société SIMU (groupe SOMFY) à s'intéresser à la motorisation des tringles à rideaux grand public, motorisation nécessitant des entraînements de type traction. Les solutions que nous avons illustrées précédemment peuvent s'adapter à ce type d'entraînement. Néanmoins, toutes ces solutions utilisent des rails actifs composés donc d'aimants ou de bobinages d'excitation sur toute la course ce qui les rend peu adaptées à une application grand public. De plus, de part leur architecture, certaines solutions ne permettent pas une intégration suffisante dans des tringles de dimensions standards (par exemple 24*16 mm²).

La société SIMU (groupe SOMFY) a donc contacté l'équipe "conception d'actionneurs" du LESIR pour étudier ce type de motorisation avec comme soucis majeurs une intégration maximale et un coût minimal.

II-1 Cahier des charges

Il s'agit d'assurer l'entraînement d'un rideau (charge inertielle, voir figure 7) sur une course pré-définie. Les contraintes approximatives d'un tel système sont les suivantes :

- **Intégration** complète du système d'entraînement à une tringle de dimensions standards de section 24*16 mm² ;
- Respect des **normes** en vigueur en termes de tension et d'isolation électrique ;
- **coût** minimal ;
- Longueur maximale de la partie mobile du moteur = 200 mm ;
- Masse entraînée = 1 kg ;
- Vitesse de déplacement > 0.2 m/s ;
- Effort moyen utile = 5 N ;
- 2 cycles A/R sur une course de 4 m puis refroidissement ;
- facilités de fabrication en série du dispositif.

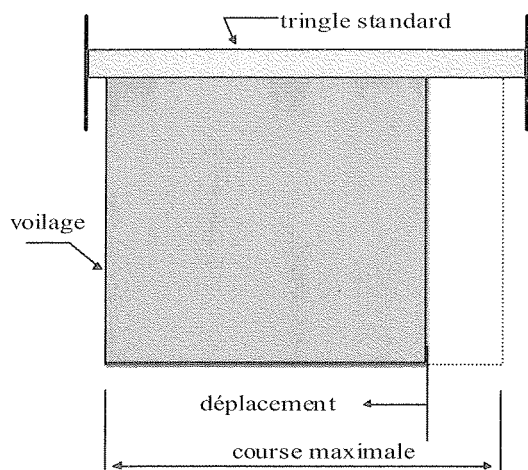


Figure 7

II-2 Solution LESIR

Le LESIR conçoit et étudie depuis les années 80 des structures tournantes et linéaires associant effet de réluctance variable et excitation par aimants permanents, communément qualifiées d'hybrides.

La caractéristique importante qui a été mise à profit pour cette application est la possibilité d'une meilleure intégration de la structure électromagnétique à la fonction globale dans laquelle elle se trouve.

Ainsi, suite à la recherche de topologies adaptées au cahier des charges, nous avons imaginé une nouvelle structure dite à commutation de flux [10] dans laquelle il est possible de solidariser inducteur et induit. Cette disposition permet, outre une construction simplifiée, d'avoir un rotor (machine tournante) ou un rail (actionneur linéaire) complètement passif, ne comportant ni bobinage ni aimant comme dans les structures à réluctance variable. Cette dernière qualité permet de concevoir des actionneurs linéaire à très grande course avec un coût tout à fait raisonnable et présentant de bonnes performances. Elle permet également, dans l'application de tringle à rideaux, d'utiliser, moyennant une mise en forme simple, le support des tringles actuelles en tant que partie statorique du moteur (rail).

Nous allons dans ce qui suit présenter le principe de fonctionnement de l'actionneur retenu pour cette application, la méthode de son dimensionnement ainsi que les différents modes d'alimentation et de contrôle.

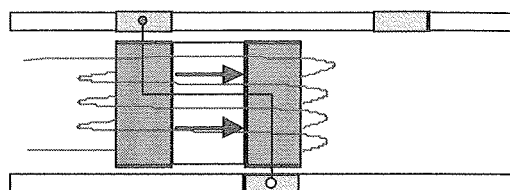
III- TOPOLOGIE ET PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE L'ACTIONNEUR LINEAIRE INTEGRE

III-1 Topologie

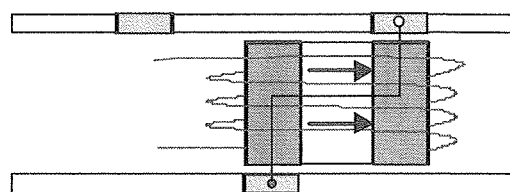
Les structures à commutation de flux permettent, à l'inverse des structures classiques, d'obtenir, à travers le bobinage de puissance (l'induit), un flux d'excitation alternatif avec un seul aimant (inducteur). Cette commutation de flux est obtenue grâce à la présence de dentures au niveau du rail.

Ainsi, une cellule élémentaire est composée d'une partie en mouvement ("mover") composée d'un aimant permanent, de deux cales magnétiques de concentration de flux et d'un bobinage de puissance. La partie fixe ("rail"), entourant le mover est, quant à elle, complètement passive, elle n'est composée que de plots magnétiques supérieurs et inférieurs décalés, de part et d'autre de l'aimant, d'un demi-pas dentaire.

Comme le montre la figure 8, il existe deux positions caractéristiques : position de conjonction positive où le flux inducteur vu par l'enroulement de puissance est positif, position de conjonction négative où le flux inducteur est négatif.



(a)



(b)

Figure 8 - Position caractéristiques de flux maximal
Conjonction positive (a), négative (b)

Le retour de flux s'effectue dans la troisième dimension, le rail entourant complètement le mover (voir figure 9).

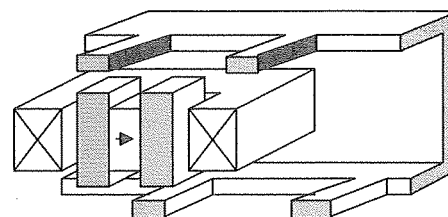


Figure 9 - Composition d'une cellule élémentaire

Le rail peut donc être réalisé dans un profilé standard en matériaux ferromagnétique dans lequel on réalise des ouvertures de différentes formes telles que montré par la figure 10.

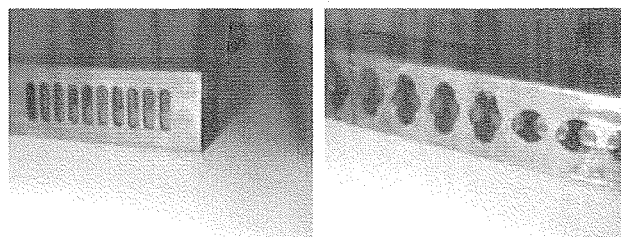


Figure 10 - Exemples de formes d'ouvertures

Actionneur linéaire intégré pour application domotique

Grâce aux caractéristiques du bobinage induit (bobinage de type global), l'actionneur linéaire proprement dit peut être réalisé avec plusieurs cellules élémentaires pour chaque phase. Les phases seront par conséquent découplées magnétiquement (structure type "multi-stack"). A titre d'exemple la figure ci-dessous présente une version à 3 cellules par phase.

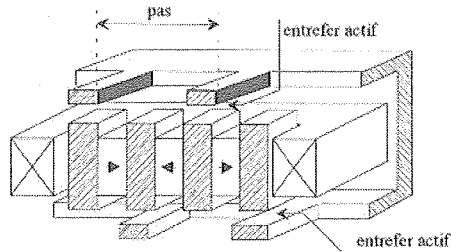


Figure 11 - Structure multicellulaire (une phase seule est représentée)

Ainsi, le mover est réalisé à partir d'un assemblage de plots, d'aimants permanents et de cuivre. Ces différents éléments peuvent être noyés dans une matrice en résine telle que montré par la figure 12.

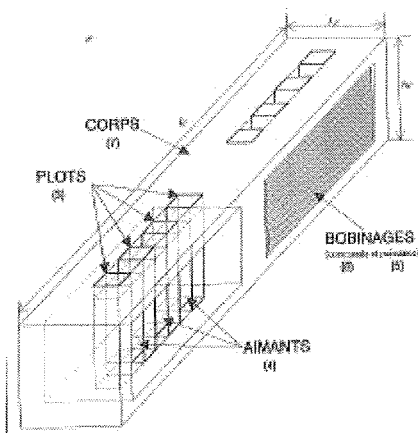


Figure 12 - Réalisation du mover (exemple actionneur diphasé)

Il est à noter qu'une version dite à "rail entouré" est aussi possible [13]. Dans ce cas, le mover entoure complètement le rail à l'inverse du cas précédent.

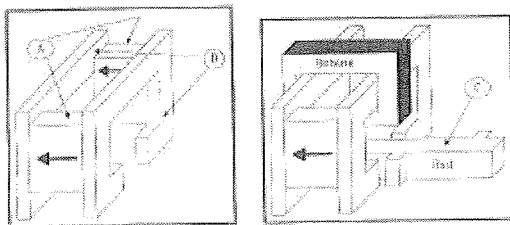


Figure 13 - Variante "rail entouré" [13]

III-2 Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement est commun à toutes les structures synchrones. Le bobinage de puissance, siège d'une f.e.m. alternative à ses bornes (dérivée du flux inducteur

$\Phi_a(x)$) sera alimenté par un courant synchronisé, de préférence en phase avec elle ($\psi = 0$, fonctionnement dit à flux croisés), ce qui donne le maximum d'effort (si l'effet réluctant est négligeable).

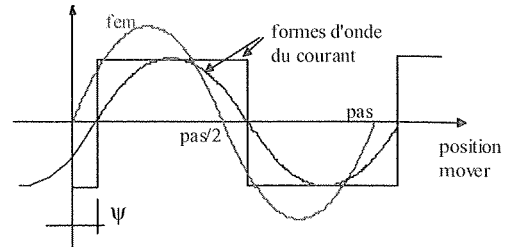


Figure 14 - Exemple de formes d'ondes de la fem et du courant

Chaque phase développe un effort dit hybride (interaction aimants-courants d'induit, noté F_H), un effort dit réluctant (interaction courants d'induit-denture du rail, F_R) et un effort de détente (interaction aimants-denture du rail, noté F_D). L'effort total instantané $F_T(x)$ développé par une phase du moteur est donc la composition de ces trois efforts dont l'expression, en régime magnétique linéaire, est donnée ci-dessous [16].

$$F_T(x) = (nI) \frac{d\Phi_a}{dx} + \frac{1}{2} (nI)^2 \frac{dP}{dx} + \frac{1}{2} \left(\frac{B_r}{\mu_0} l_a \right) \sum_k \frac{d\Phi_{ak}^*}{dx}$$

où nI est le nombre d'ampères-tours d'une phase de l'induit, P est la perméance de celle-ci (phases découplées), B_r est l'induction rémanente des aimants, l_a leur longueur dans le sens de l'aimantation et Φ_{ak}^* est le flux vu par l'aimant «k» d'une même phase (y compris le flux mutuel inter-aimants, l'induit n'étant pas alimenté).

A titre d'illustration, la figure 15 présente les efforts instantanés obtenus dans le cas où $F_R = 0$, pour une f.e.m sinusoïdale et une alimentation, à flux croisé, en créneaux de courant.

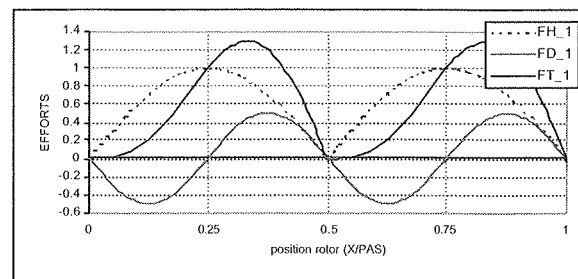


Figure 15 - Exemple de formes d'ondes des efforts obtenus (une seule phase est alimentée)

Pour un actionneur diphasé, l'effort total instantané (noté F_T) est celui de la figure 16.

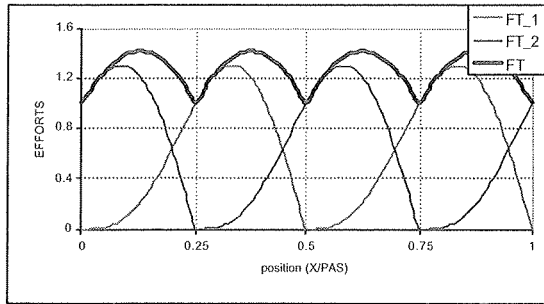


Figure 16 - Exemple de formes d'ondes des efforts obtenus pour un actionneur diphasé

Pour une répartition sinusoïdale des efforts, c'est à dire un flux inducteur et un effort de détente sinusoïdaux et une alimentation en créneaux de courant à flux croisés, l'ondulation de l'effort total pour un cas diphasé vaut :

$$\frac{\Delta F_T}{F_T} = \frac{\pi(\sqrt{2}-1)}{4} \approx 30\%$$

Une ondulation importante peut générer un déplacement irrégulier gênant pour le bon fonctionnement du système. On peut réduire cependant sensiblement cette ondulation par l'augmentation du nombre de phases, par la modification de la géométrie des aimants et des plots ou/et par une disposition judicieuse des cellules élémentaires [13].

Le fonctionnement de la machine peut également être décrit à partir de l'approche énergétique (i.e. Travaux virtuels). Dans le plan flux/ampères-tours, le point de fonctionnement relatif à une phase décrira un cycle fermé dont l'aire délimitée correspondra à l'énergie convertie par période de fonctionnement (ici le pas dentaire). La forme du cycle dépendra de celle du courant d'alimentation, de la variation de l'inductance propre de l'induit, de la caractéristique magnétique intrinsèque des matériaux ferromagnétiques et enfin de l'angle d'autopilotage.

Nous avons représenté ci-dessous deux formes de cycles obtenus avec des matériaux non saturables et pour deux cas d'alimentation : courant sinusoïdal et en créneaux.

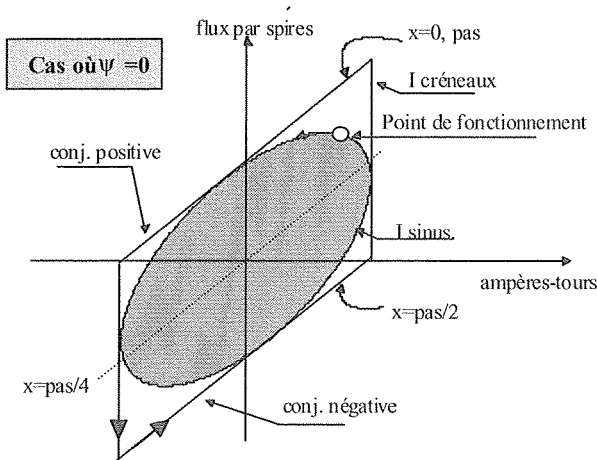


Figure 17 - Exemples de Cycle de conversion (hyp. : régime linéaire, pas d'effet réductant, $\psi = 0$)

Le calcul de l'aire ΔW_m délimitée par le trajet du point de fonctionnement permet d'en déduire directement l'effort moyen développé par l'actionneur par :

$$\overline{F_T} = \frac{\Delta W_m}{pas}$$

L'aire précitée a pour expression dans le cas simple de matériaux linéaires :

$$\Delta W_m = k_I * [\varphi_{ao} n I_{max}] \cos(\psi)$$

où φ_{ao} est le flux inducteur maximal et k_I est un coefficient tenant compte de la forme du courant d'alimentation, avec :

$$k_I = \begin{cases} 4 & \text{: courant en créneaux} \\ \pi & \text{: courant sinusoïdal} \end{cases}$$

Dans le cas d'un régime magnétique non-linéaire, la détermination du cycle de fonctionnement nécessite un calcul numérique.

IV- DIMENSIONNEMENT

IV-1 Méthodologie

Comme on a vu précédemment, le calcul de l'effort moyen nécessite le calcul de l'énergie magnétique convertie et donc la détermination du cycle de fonctionnement pour une alimentation en courant donnée.

Dans notre cas, s'agissant d'une structure à cellules élémentaires, le calcul complet par éléments finis 3D s'avère lourd et complexe en particulier dans une optique d'étude paramétrique. Un calcul par schéma réductant quant à lui nécessite une détermination précise des trajets de champ, exercice difficile dans une structure comportant des aimants permanents et des matériaux saturables. Nous nous sommes donc orientés vers une approche combinée utilisant la méthode des éléments finis dans la zone active (zone de la cellule élémentaire) et une modélisation par schémas réductants dans la zone de retour de flux. Ceci nous a semblé un bon compromis entre la simplicité, la rapidité de calcul et de traitement et la précision.

Ainsi, l'actionneur linéaire est divisé en plusieurs zones, chaque zone est caractérisée par une fonction propre non linéaire : le flux φ fonction de la force magnétomotrice V . La fonction $\varphi_c(V_c)$, propre à la zone active, est calculée par éléments finis. Le schéma retenu est le suivant.

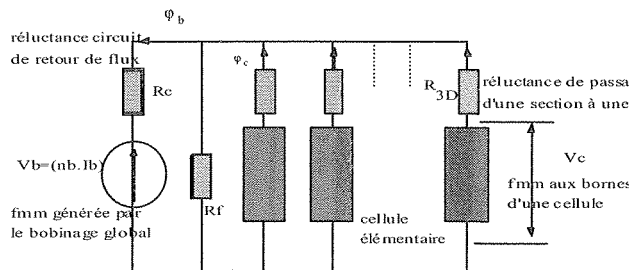


Figure 18 - Schéma réductant correspondant à une phase du moteur

La réluctance R_{3D} symbolise le passage des lignes de champ de la zone active au rail, R_C est la réluctance du circuit de retour de flux (ie. Réluctance rail), R_F symbolise les fuites magnétiques entre la zone active et le rail suivant la direction perpendiculaire au déplacement. Les deux premières réluctances sont saturables.

La détermination du cycle de fonctionnement $\varphi_b = (V_b)$ en régime magnétique non-linéaire a été effectuée en utilisant une méthode semi-graphique permettant la minimisation du nombre de points de calcul [11]. La non-linéarité magnétique est prise en compte par un calcul itératif utilisant la méthode de Newton-Raphson.

D'autre part, afin de pouvoir généraliser les résultats de l'étude et d'en faciliter leurs interprétations nous avons adopté une normalisation de la cellule élémentaire (voir figure 19) où toutes les dimensions géométriques ont été réduites par rapport à la hauteur de la cellule H_d , sachant que celle-ci représente la principale contrainte d'encombrement (hauteur du profilé).

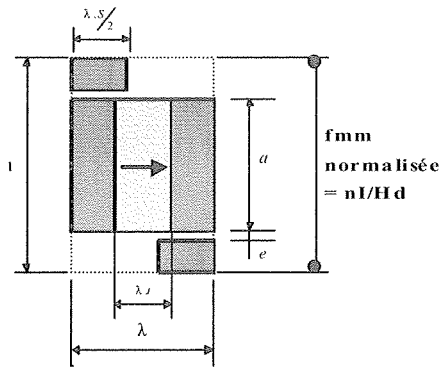
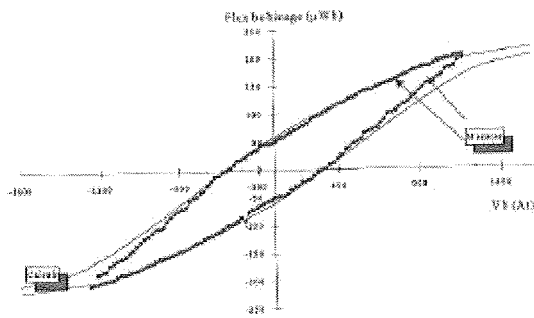


Figure 19 - Cellule élémentaire normalisée

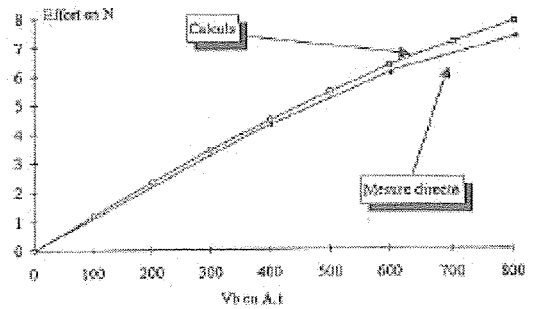
IV-2 Etude paramétrique

La méthodologie développée nous a permis de mener une étude paramétrique alliant rapidité et précision. Nous présentons, dans ce qui suit, les principaux résultats obtenus pour une alimentation en créneaux de courant supposée parfaite ($\psi = 0$, commutations instantanées).

Les deux premières figures représentent le cycle de conversion ainsi que l'effort moyen calculés et mesurés. Ces courbes mettent en évidence la validité du modèle théorique sur une large plage du courant d'induit.



(a)



(b)

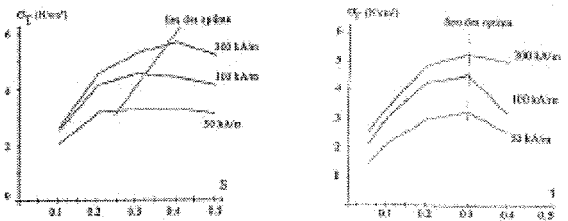
Figure 20 - Caractéristiques extrêmes du cycle de conversion (a) et effort moyen développé (b)

Quant à l'étude paramétrique, nous nous sommes intéressés à la valeur moyenne de la pression magnétique tangentielle σ_T , caractéristique intrinsèque nous permettant notamment d'évaluer les performances de l'actionneur à commutation de flux comparativement à d'autres structures, dont l'expression est :

$$\sigma_T = \frac{\overline{F_T}}{S_e}$$

où S_e correspond à la surface d'entrefer totale.

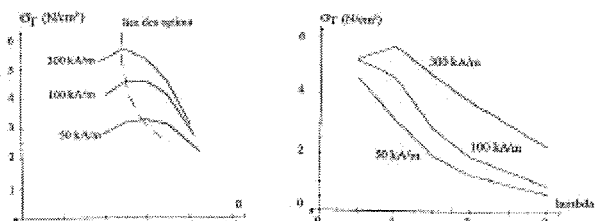
Les principaux résultats obtenus (pour des aimants ferrites - 0.35 T) sont représentés aux figures ci-dessous. Elles illustrent la dépendance de la pression tangentielle vis à vis des principaux paramètres normalisés (largeur plots s , largeur aimants t , hauteur aimants a , facteur de forme λ et jeu mécanique e) et magnétique (force magnétomotrice).



(a)

(b)

Influence de la largeur des plots (a) et des aimants (b)



(a)

(b)

Figure 21 - Influence de la hauteur des aimants (a) et du facteur de forme (b)

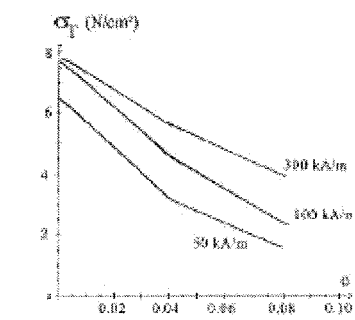


Figure 22 - Influence du jeu mécanique

Ces résultats permettent ainsi de déterminer une géométrie optimale maximisant σ_T . Les valeurs optimales théoriques obtenues sont données au tableau 3.

| Paramètres normalisés | Valeurs optimales |
|------------------------------------|-------------------|
| Facteur de forme | 1 |
| Largeur plots | 0.35 |
| Largeur aimants (sens aimantation) | 0.3 |
| Hauteur aimants | 0.6 |

Tableau 3 - Géométrie optimale théorique

L'effort surfacique moyen obtenu pour cette géométrie et pour une force magnétomotrice normalisée de 50 kA/m (valeur calculée à partir des considérations d'échauffement supposé adiabatique sur un cycle de fonctionnement) ainsi que pour un jeu mécanique relatif de 4% est de 3 N/cm². Connaissant l'effort moyen que devra développer l'actionneur, le nombre total de cellules élémentaires et la section bobinable peuvent être alors aisément déduits.

V- ALIMENTATION ET CONTROLE

On montre que la constante de temps électrique d'un dispositif électromagnétique est inversement proportionnelle au carré des dimensions caractéristiques. Un système de petites dimensions est donc fortement résistif, une limitation du courant par la résistance de l'induit est alors envisageable. Ceci permettra notamment de s'affranchir du découpage électronique (générateur de pollution électromagnétique) et d'accepter un capteur de position rudimentaire (2 points par période).

Ces différentes observations nous ont donc orientés vers une stratégie d'alimentation diphasée en pleine onde de tension sans limitation électronique du courant. De plus, la structure développée étant par construction à phases découplées magnétiquement, chaque phase disposera d'une alimentation propre.

Deux modes d'alimentation ont été étudiés :

- à commutation électronique
- à commutation électromécanique (collecteur)

V-1 Alimentation électronique

La stratégie d'alimentation retenue étant la pleine onde de tension, il a fallu donc mettre en œuvre :

- une alimentation continue à partir du réseau domestique 230V/50 Hz ;

- pour chaque phase, un convertisseur de puissance commandé en pleine onde ;
- un générateur de signaux de commande synchronisés à un capteur de position pour l'autopilotage ;
- une gestion du sens de déplacement, de fin de course, de blocage et de démarrage.

Nous avons cherché des dispositifs nécessitant une mise en œuvre simple et utilisant au maximum des composants du commerce.

V-1.1 Source continue

Nous avons choisi une tension continue de 24V continu. L'alimentation a été réalisée classiquement par un transformateur monophasé, un redresseur à diodes et une capacité de filtrage.

En outre, la partie de l'actionneur comportant les bobinages se déplace sur le rail passif. C'est donc un élément en mouvement qu'il faut alimenter. Vu la faible puissance électrique nécessaire au mouvement (10 W environ compte tenu du rendement) et la faible énergie consommée pour un déplacement, l'utilisation d'un accumulateur d'énergie embarqué type Cadmium-Nickel par exemple est possible. Une recharge automatique rapide se trouverait alors en bout de course (en position de repos). L'information de déplacement (vitesse, course, arrêt) serait transmise par infrarouge. Cette solution, a priori coûteuse, nécessite un accumulateur qu'il faudra entretenir voir changer, ainsi qu'un système de transmission d'information à distance.

La solution que nous avons retenue est celle utilisant les contacts glissants.

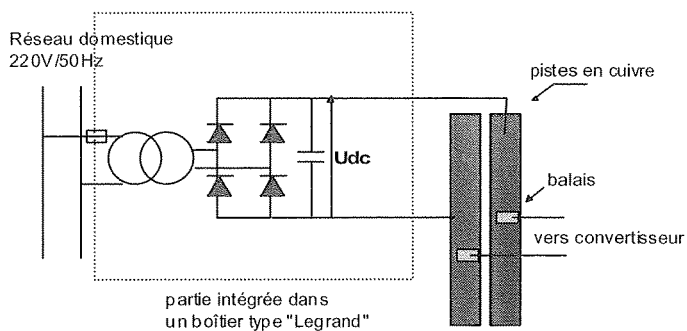


Figure 23 - Alimentation de puissance des pistes

Les pistes continues en cuivre ont été insérées dans le profilé (rail) tel que montré par la figure 24.

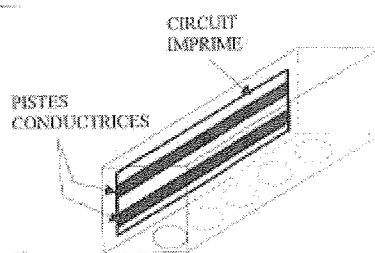


Figure 24 - Disposition des pistes dans le rail

V-1. 2 Convertisseur de puissance

L'onduleur est un pont en H du commerce (circuit SG 3717). L'alimentation des composants électroniques du bloc commande a été réalisée à partir d'un régulateur 0/5 V.

Le schéma général de la partie puissance est donné à la figure suivante.

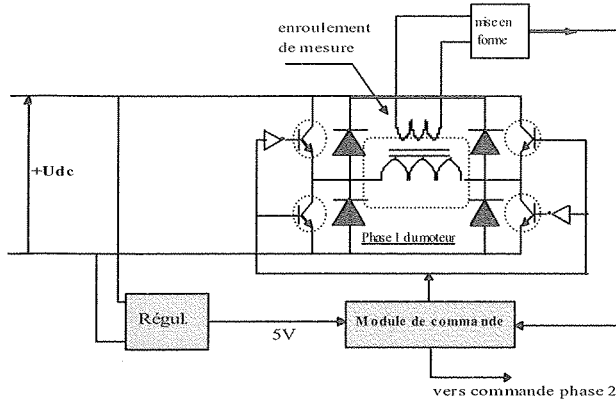


Figure 25 - Schéma du convertisseur de puissance (Une seule phase est représentée)

V-1. 3 Capteur de position

Pour des raisons de coût et d'encombrement, l'utilisation d'un capteur direct est à éviter. D'autre part, la stratégie d'alimentation adoptée est celle d'une alimentation en créneaux de tension en pleine onde, l'information position nécessaire est alors réduite à la simple détection des positions de commutation. Pour ce faire, nous avons donc utilisé un capteur indirect qui mesure la tension induite dans un enroulement secondaire couplé magnétiquement au bobinage de puissance. Cette technique simple permet notamment de s'affranchir du terme résistif de l'enroulement de puissance, terme prépondérant dans ce type de moteur.

Ainsi, le bobinage de mesure "voit", aux nombres de spires près, le flux total généré par les aimants permanent et par l'alimentation de puissance (terme inductif).

La tension induite à ses bornes, en régime linéaire, obéit à l'équation suivante :

$$u_m = (N_m) V \cdot \left[\frac{d\phi_a}{dx} + \frac{1}{N_p} L \frac{di}{dx} \right]$$

Détails du schéma : Un bobinage de puissance (Np) est alimenté par une tension U et une intensité I. Il est couplé magnétiquement à un bobinage de mesure (Nm) qui génère une tension um.

où N_m , N_p représentent le nombre de spires respectivement du bobinage de mesure et de puissance, V étant la vitesse de déplacement, ϕ_a le flux des aimants (inducteur), L l'inductance d'une phase du moteur (induit) supposée indépendante de la position de la partie mobile (l'effet réductant est négligeable dans cette structure). Le signal obtenu est alors comparé à zéro afin de générer un signal carré de commande synchrone de la position.

La seconde phase comporte le même enroulement de mesure. La même procédure lui est appliquée et l'on obtient un signal de commande naturellement décalé de $\pi/2$ électrique par rapport au précédent.

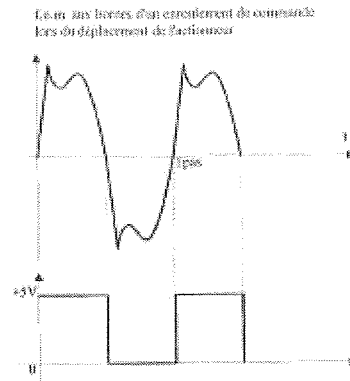


Figure 26 - Formes d'ondes mesurées de la tension induite aux bornes de l'enroulement de mesure et celle de la tension de commande

L'inconvénient majeur de cette solution est le non fonctionnement du capteur lorsque le mover est à l'arrêt. Il fallait donc prévoir une procédure de démarrage. Nous avons adopté, pour résoudre ce problème, un démarrage en mode pas à pas (en boucle ouverte) avec un sens de déplacement arbitraire. Sachant qu'un pas suffit, on détecte durant celui-ci la position de la partie mobile ainsi que le sens obtenu. Si ce dernier est différent de celui imposé, on inverse l'ordre d'alimentation des phases.

V-1. 4 Commande

Cette partie a été réalisée à l'aide d'un micro-contrôleur basique 8 bits [14]. Celui-ci permet de :

- générer une commande en mode pas à pas lors du démarrage de l'actionneur.
- choisir l'ordre d'alimentation des phases à partir de la consigne du sens de déplacement ;
- générer les signaux de commande nécessaires aux interrupteurs de puissance ;
- couper l'alimentation lorsque le mobile rencontre un obstacle ou qu'il se trouve en fin de course en contrôlant les tensions aux bornes des enroulements de mesure.
- surveiller la température du bobinage, etc.

V-1. 5 Maquette expérimentale et mesures

Une maquette diphasée de laboratoire a été réalisée conformément au principe décrit plus haut.

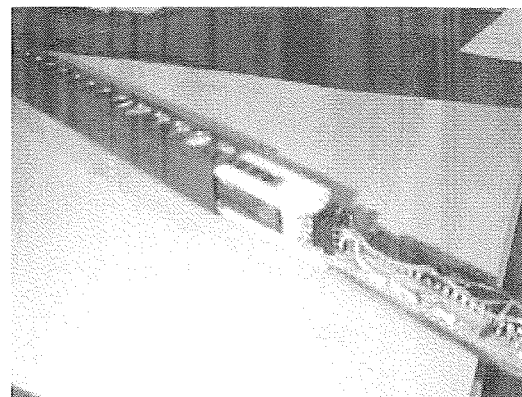


Figure 27 - Vue de l'ensemble actionneur/électronique de la maquette réalisée

A titre d'exemple, les formes d'onde du courant et du cycle de conversion calculées pour cette maquette de laboratoire sont données aux figures suivantes.

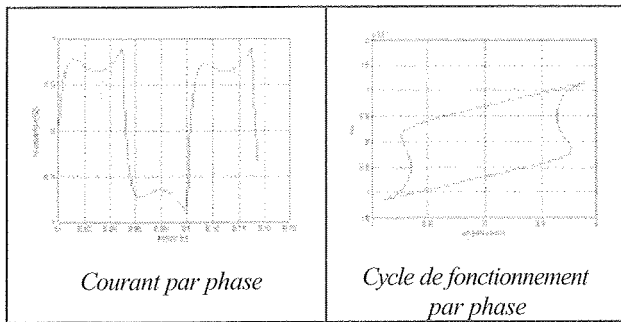


Figure 28 - Exemple de formes d'ondes calculées du courant et du cycle de conversion

Les relevés dynamiques relatifs au déplacement en fonction du temps pour différentes valeurs de tension U_{dc} et pour différentes charges entraînées sont donnés aux figures 29.

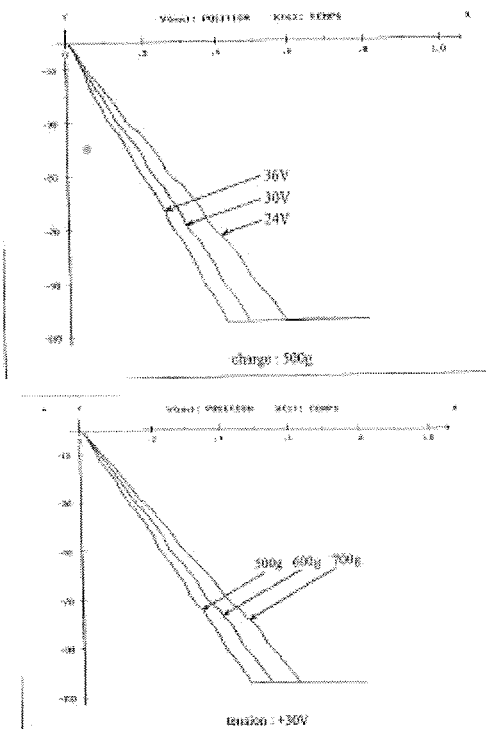


Figure 29 - Essais dynamiques (alimentation électronique)

Ces relevés montrent ainsi que le fonctionnement de l'autopilote est tout à fait satisfaisant. La vitesse de déplacement, après une courte phase d'accélération, est constante et vaut environ 0.2 m/s pour une tension d'alimentation de 24 V et une charge embarquée de 500g. Notons que la vitesse stabilisée dépend essentiellement des frottements internes générés par le guidage du mover dans le rail, frottements estimés en régime nominal à 5 N.

Le dispositif électronique d'alimentation de commutation des courants (onduleur) et la commande (autopilotage indirect) décrit précédemment était nécessaire pour assurer le déplacement. Bien que les différents essais aient montré de bonnes performances, cependant dans une optique de minimisation des coûts et surtout de l'encombrement qui devenait prohibitif dans une tringle à faible section, nous nous

sommes orientés vers une seconde solution utilisant un collecteur mécanique à la place de l'onduleur électronique et de sa commande "classique".

V-2 Alimentation électromécanique

V-2.1 Collecteur mécanique

Pour la réalisation du collecteur mécanique, Il suffit de deux pistes conductrices de formes adéquates (voir figure 30) et solidaires du rail ainsi qu'une paires de balais par phase embarqués sur la partie mobile de l'actionneur.

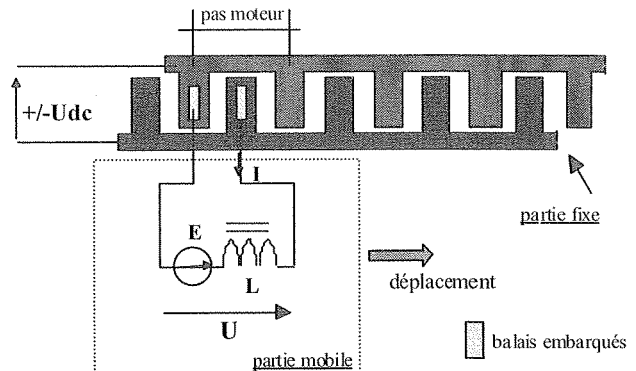


Figure 30 - Alimentation électromécanique non-assistée (une phase représentée)

L'alimentation des pistes est réalisée comme précédemment mais en y ajoutant un inverseur bipolaire pour le changement de sens de déplacement :

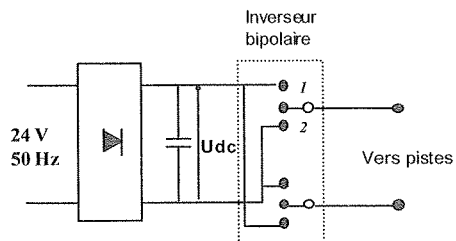


Figure 31 - Alimentation des pistes

Les deux pistes sont réalisées en technologie circuits imprimés comme précédemment. Sur un pas complet de déplacement, le courant subit un cycle, c'est à dire qu'il est alternativement positif puis négatif. Le collecteur doit donc avoir un pas égal à celui du rail.

Les balais doivent couvrir une largeur suffisamment faible pour ne pas court-circuiter l'alimentation continue lors des inversions (*) et ils doivent être espacés d'un demi-pas.

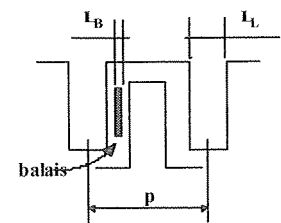


Figure 31

(*) En ce sens, ce collecteur est différent de celui d'une machine à courant continu classique vu que dans cette dernière, l'induit est composé de plusieurs sections dont celles appartenant à la même voie d'enroulement sont mises en série. Lors des commutations, il y a court-circuit de quelques sections de l'induit et non de la source continue.

Dans ces conditions, la tension appliquée aux bornes d'une phase du moteur est de la forme idéalisée suivante :

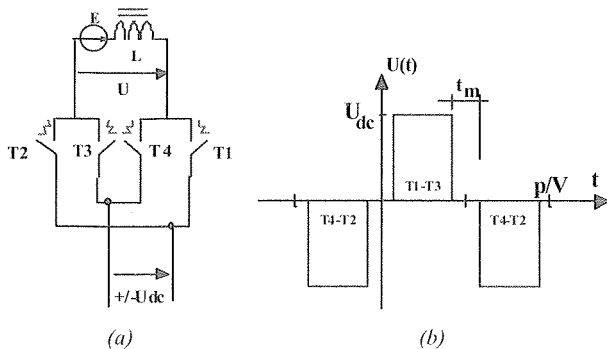


Figure 32 - Représentation schématique du collecteur (a) et tension appliquée à une phase du moteur (b)

Le temps mort t_m est donné par la relation suivante :

$$t_m = \frac{\left[\frac{p}{2} - (L_L + L_B) \right]}{V}$$

où p et V représentent respectivement le pas de déplacement du moteur et la vitesse de déplacement.

Notons que ce temps mort est, dans ce mode d'alimentation, inversement proportionnel à la vitesse de déplacement alors que dans le cas d'une solution électronique, celui-ci est généralement fixe.

La largeur des pistes peut être réduite et compatible avec la faible place disponible à l'intérieur d'une tringle de dimension 24*16 par exemple, ceci grâce aux grandes densités de courant permises dans des bandes de cuivre extra-plates (50 à 80 A/mm²).

Les balais peuvent être, dans une version industrielle, en graphite, des lames de cuivre souple ou encore un système à billes et ressorts. Sachant que les contraintes de vitesse sont très réduites dans cette application (quelques 0.1 m/s), la contrainte la plus importante est la minimisation des efforts de frottements.

Un exemple de forme d'onde calculée du courant absorbé par une phase du moteur est donné à la figure suivante.

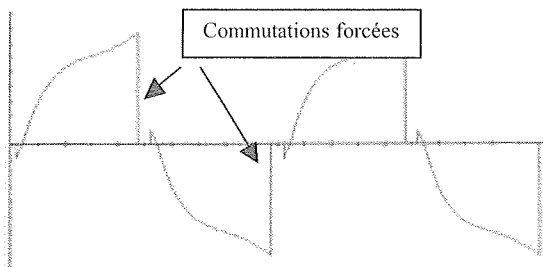


Figure 33 - Courant par phase (commutations forcées)

Les tests dynamiques obtenus à partir cette fois-ci d'une alimentation électromécanique ont montré que l'autopilotage mécanique, présentant une mise en œuvre très simple, permet d'obtenir des performances dynamiques très satisfaisantes et comparables à celles obtenues avec la solution électronique.

Cependant et bien que la contrainte de coût ait été satisfaite, l'expérimentation d'un tel système de commutation mécanique a révélé des étincelles particulièrement intenses, du fait de la nature inductive des bobinages du moteur. Il n'est pas raisonnable de fonctionner dans ces conditions, d'abord à cause de l'usure importante observée du collecteur, de l'échauffement occasionnés et enfin, à cause de la pollution électromagnétique engendrée par les arcs électriques.

Nous avons donc cherché des solutions d'aide à la commutation pour réduire, voir annuler complètement, les étincelles.

V-2. 2 Système d'aide à la commutation

Des solutions de réduction des étincelles existent. Celles-ci consistent à placer un circuit écrêteur aux bornes de chaque phase, la tension d'écrêtage doit, bien entendu, être supérieure à la tension d'alimentation maximale. Ces écrêteurs peuvent être constitués de varistances ou de diodes zéner en opposition ou encore de circuits résistance-condensateur-diode.

Cependant, ces solutions sont purement dissipatives, elles transforment l'énergie magnétique stockée dans l'enroulement du moteur en chaleur dissipée dans les composants additionnels. Ceci dégrade sensiblement le rendement de l'ensemble et de plus ces solutions n'éliminent pas complètement les étincelles.

Nous avons alors imaginé et expérimenté [12] une autre méthode simple qui permet d'éliminer le problème moyennant un très faible surcoût grâce à une récupération de l'énergie magnétique stockée au lieu d'une dissipation dans les arcs électriques ou dans des composants passifs comme c'était le cas précédemment. Concrètement, cette solution consiste "simplement" à remplacer, dans la solution dite « tout-électronique », les interrupteurs de puissance par des "interrupteurs" mécanique (balais+pistes) tout en gardant les diodes de récupération. Cela nécessite (voir figures 34 et 35) :

- deux pistes continues supplémentaires de cuivre ;
- un pont complet de diodes (très faible calibre et recouvrement lent) par phase ;
- une paire de balais glissants (non commutants) par phase ou pour l'ensemble des phases ;
- éventuellement un condensateur de faible valeur.

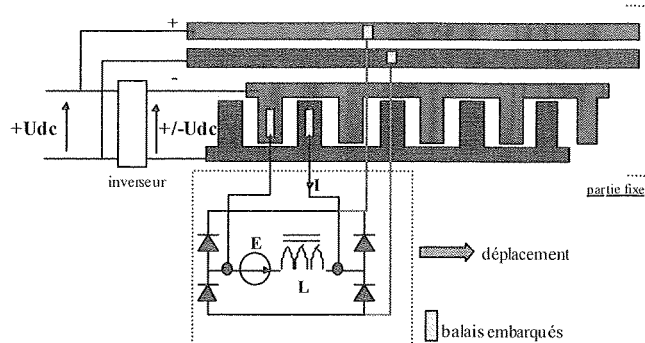


Figure 34 - Alimentation électromécanique assistée (une phase représentée)

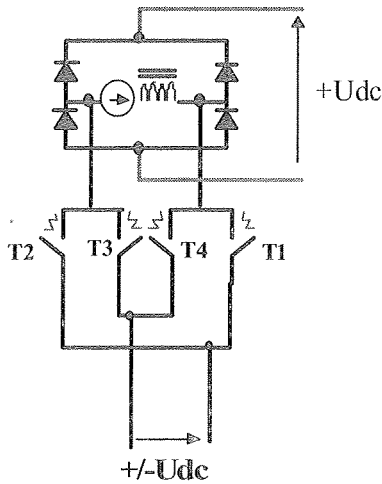


Figure 35 - Schéma de principe du système d'aide à la commutation

La figure 36 représente le système de pistes réalisé en circuit imprimé souple et devant être collé sur des deux face « inactives » du rail.

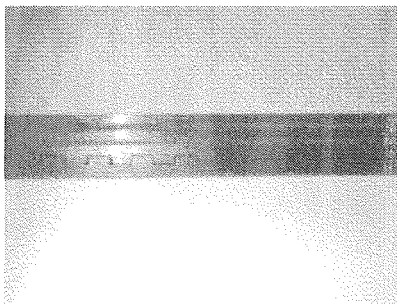


Figure 36 - Photo du collecteur réalisé

A titre d'exemple, les figures 37 et 38 donnent les formes d'ondes du courant moteur, de la tension appliquée et du courant renvoyé à la source via le pont de diodes lors des commutations.

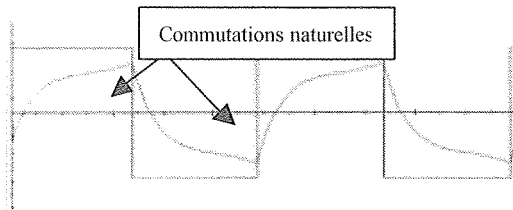


Figure 37 - Courant et tension par phase (commutations naturelles)

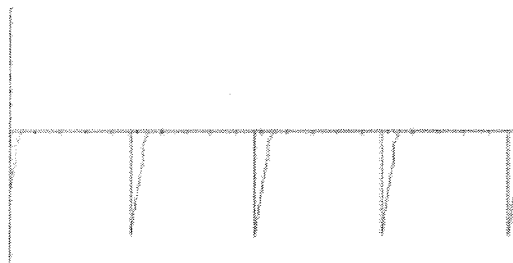


Figure 38 - Courant renvoyé à la source par une phase du moteur lors des commutations

Le relevé de la tension, du courant d'alimentation et du courant renvoyé à la source sont représentés aux figures suivantes.

On observe bien une récupération de l'énergie magnétique stockée dans l'inductance lors des commutations comme illustré en simulation.

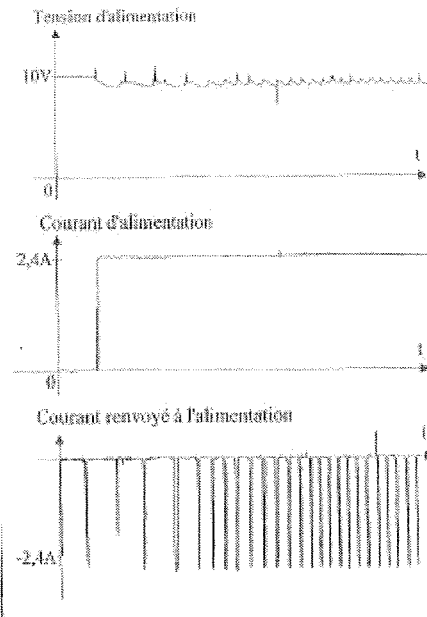


Figure 39 - Exemple de relevés de formes d'ondes de tension, de courant d'alimentation et de courant renvoyé à la source

Par ce procédé, les étincelles ont été complètement éliminées, l'usure a été fortement réduite et de plus le rendement s'est trouvé amélioré de quelques points.

VI- CONCLUSION

Cette étude traite de la conception et de la mise en œuvre d'une motorisation directe de tringle à rideaux.

A partir d'un bref rappel des différentes solutions pour les **entraînements domotiques**, en particulier les actionneurs linéaires pouvant être utilisés pour la motorisation de tringle à rideaux, nous avons montré que la plupart de ces solutions utilisent des rails actifs comportant sur toute la course des aimants permanents ou des enroulements d'excitation. Elles ne sont donc pas adaptées à une application grand public.

Une structure synchrone hybride spéciale bien adaptée à l'application précitée a été alors imaginée, modélisée et développée. Celle-ci est dite à **commutation de flux**. La partie mobile est composée d'aimants permanents, de plots de concentration de flux et de bobinage. La partie fixe est complètement passive correspondant au profilé d'une **tringle à rideaux standard**, moyennant une mise en forme simple.

Une modélisation combinée *éléments finis* - *schéma réductant* alliant rapidité et souplesse et donc compatible avec une étude paramétrique a été élaborée. Celle-ci a notamment permis l'**optimisation** de la géométrie de l'actionneur.

Concernant l'alimentation et le contrôle, deux dispositifs ont été étudiés et testés utilisant des éléments électriques et/ou électroniques standards. La stratégie d'alimentation retenue est une alimentation en pleine

onde de tension sans limitation électronique du courant. Le premier dispositif d'alimentation est dit « **tout-électronique** » utilisant un pont en H classique, le second dispositif dit « **électromécanique** » utilise un collecteur mécanique et un dispositif original d'**élimination d'étincelles** par récupération.

Ces deux modes d'alimentation ont donné pleine satisfaction tant au niveau de la qualité de fonction que de celui de l'intégration. Néanmoins, le coût de l'alimentation « tout-électronique » s'est avéré plus élevé.

Notons enfin que la conception du dispositif décrit dans cet article a été réalisée sans préjuger de la topologie électromagnétique. Plusieurs « itérations humaines » ont été nécessaires. A chaque itération, il a fallu vérifier la pertinence de la solution trouvée vis à vis des contraintes fixées notamment le coût et l'intégration.

VII- BIBLIOGRAPHIE

[1] B. Gréhan " Actionneurs tubulaires pour le bâtiment", Journées "Electrotechnique" du club EEA, 2 au 3 février 1995, Montpellier.

[2] J.M. Orsat, C. Vanderschaeghe "Entraînement électrique à vitesse variable pour les produits légers du bâtiment", EPE 1994, pp.:49-53.

[3] B. Multon, J. Bonal "Les entraînements électromécaniques directs : diversité, contraintes et solutions", colloque SEE CEMD, Cachan, février 1999, pp.:1-14.

[4] Les vérins électro-mécaniques, revue "les entraînements et systèmes", mars- avril 1992.

[5] H. Ben Ahmed, L. Prévond, B. Multon, B. Salamand, J. Lucidarme "Special Synchronous Linear Actuators. Structures and Performances", Revue Electromotion, Vol. 5, N° 3, 1998, pp.:93-101.

[6] B. Multon, H. Ben Ahmed, N. Bernard, P.E. Cavarec "Les moteurs électriques pour applications de grande série", La revue 3EI n°21 de juin 2000, 14p.

[7] E. Favre, C. Brunner, D. Piaget "Les entraînements linéaires directs", colloque SEE CEMD, Cachan, 4 février 1999, pp.:31-44.

[8] Jun Saito and all "Moving-Coil Linear Motor", brevet US N° US50 72144, décembre 1991.

[9] Meiji Shingu and all "Linear Step Motor Type Driving Apparatus For Driving a Longitudinally Movable Body", brevet US N° US49 63809, octobre 1990.

[10] J. Lucidarme, B. Multon, L. Prévond "Dispositif de conversion électromécanique", brevet Français N° FR92 13236, 4 novembre 1992.

"Electromechanical Converter Device Producing Linear Motion", demande internationale N°PCT/FR 93 01086 du 3 novembre 1993, déposant : ENS Cachan, déposé dans 20 pays, brevet Européen EP 667991, brevet US 5661350, délivré le 26 août 1997.

[11] L. Prévond, H. Ben Ahmed, B. Multon, J. Lucidarme. "Méthode de prédétermination des caractéristiques

électromagnétiques de machines à bobinage global à commutation de flux. Application à un actionneur linéaire." Journal de Physique III, pp: 1307-1330, Juin 1997.

[12] B. Multon, J. Lucidarme, L. Prévond " Système d'aide à la commutation pour collecteur de moteur linéaire", brevet Français N° FR94 06186, 20 mai 1994, déposant : SOMFY

"Linear motor supplied by conductive tracks and having arc suppression has diodes connecting to divert switching energy", brevet US N°US5621259 délivré le 15 avril 1997, déposant : SOMFY .

[13] L. Prévond : "Etude, expérimentation et modélisation de structures hybrides innovantes tournantes et linéaires", thèse CNAM Paris, octobre 1994.

[14] G. Delaitre. "Actionneur linéaire hybride intégré dans un tube profilé". Mémoire Ingénieur CNAM, décembre 1993.

[15] M. Antunes "Conception, modélisation et expérimentation d'un actionneur linéaire multi-tiges à aimants permanents", mémoire ingénieur CNAM, novembre 1999.

[16] E. Santander, H. Ben Ahmed, M. Gabsi : "Prediction and measurement of detent torque of single phase machine", colloque IEE, 1-3 september 1997, pp.:210-214.

[17] [http:// www.somfy.fr](http://www.somfy.fr)

[18] [http:// www.simbac.com](http://www.simbac.com)

[19] <http://www.linak.com>

[20] <http://www.variosys.com>

[21] <http://www.snt.tm.fr>

[22] <http://www.lineardrives.com>

Remerciements :

L'étude présentée dans cet article a fait l'objet d'un contrat de collaboration entre le LESIR et la société SIMU (groupe SOMFY). Nous remercions en particulier MM. Giraud, Dupielet, Genin, Gréhan et Vanderschaeghe pour leur participation dans ce projet.

Cet article est téléchargeable au format pdf sur le site web :

<http://www.mecatronique.bretagne.ens-cachan.fr>

COMMANDE VECTORIELLE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE DIPHASEE DISSYMETRIQUE.

J.P. HAUTIER, J.P. CARON, F. VANDECASTEELE,

Laboratoire d'Électrotechnique et d'Électronique de Puissance de Lille

L2EP – CER ENSAM de Lille

8, Boulevard Louis XIV – 59046 Lille Cedex - France

mail : hautier@lille.ensam.fr

Résumé

Pour éliminer le couple pulsatoire pouvant être généré par une machine asynchrone diphasée dissymétrique, il suffit d'imposer un rapport sur les amplitudes des courants circulant dans les phases du stator [1], [2], [3]. Il devient ainsi possible d'appliquer une loi de contrôle vectoriel à la machine, à condition d'asservir les courants dans le repère naturel des enroulements. L'article décrit alors une application adaptée d'un correcteur résonnant à fréquence variable permettant le suivi de références sinusoïdales de courant, sans erreur de poursuite et sans compensation directe des forces électromotrices. Précisons que ce dernier point reflète l'intérêt majeur de la présentation, puisque la même solution est adaptable à toute machine polyphasée.

Mots clés : Machine asynchrone, machine dissymétrique, correcteur résonnant, commande vectorielle.

1. INTRODUCTION

La machine considérée, désignée habituellement comme moteur asynchrone à condensateur permanent, est constituée au stator d'un enroulement principal (2/3) en quadrature dans l'espace électrique avec un enroulement auxiliaire (1/3). Classiquement, l'alimentation d'une telle machine est réalisée à partir d'une seule source monophasée ; un condensateur mis en série avec l'enroulement auxiliaire permet l'obtention d'un champ tournant d'amplitude suffisante pour assurer le démarrage. Au régime permanent, la dissymétrie statorique est à l'origine de la propagation d'un champ elliptique, tournant à la vitesse du synchronisme ; il en résulte un couple pulsatoire de fréquence double de celle du réseau comme le montre la simulation de la figure 1. La dissymétrie structurelle de la machine oblige à contrôler directement les courants statoriques afin de reconstituer un champ circulaire selon certaines conditions révélées par la modélisation. Une commande vectorielle peut alors être mise en œuvre afin de disposer du couple nominal sur toute la plage de vitesse.

2. MODELISATION

La modélisation de la machine est menée avec les hypothèses classiques : *entrefer constant, répartition spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices, absence de saturation et de pertes ferromagnétiques*. Dans l'espace électrique, \vec{s}_1, \vec{s}_2 désignent les axes du stator dissymétrique, \vec{r}_1, \vec{r}_2 ceux du rotor ; ce dernier, formé d'une cage d'écureuil, est considéré équivalent à un enroulement diphasé symétrique.

Avec les hypothèses retenues, nous définissons le modèle naturel de la partie électrique de la machine :

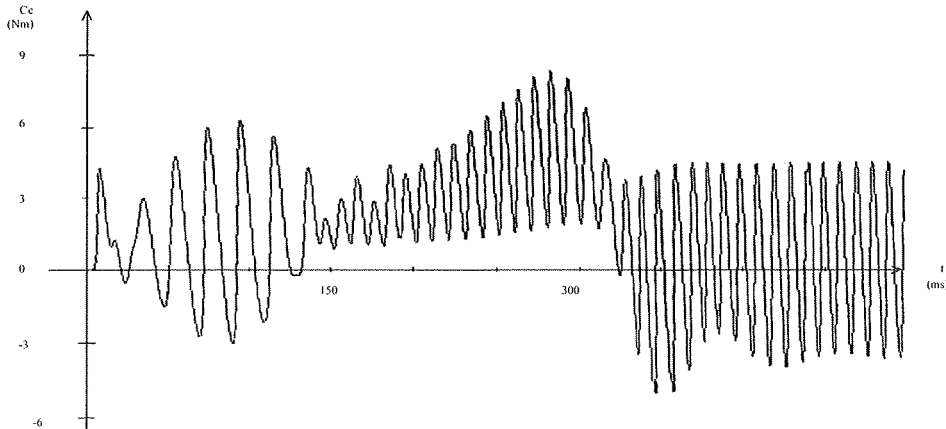


Figure 1 - Exemple d'évolution du couple pendant la phase de démarrage.

$$\begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{r1} \\ i_{r2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{s1} & 0 & M_{11} & M_{12} \\ 0 & L_{s2} & M_{21} & M_{22} \\ M_{11} & M_{21} & L_r & 0 \\ M_{12} & M_{22} & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{r1} \\ i_{r2} \end{bmatrix} \quad (1)$$

avec :

- s,r les indices des grandeurs statoriques et rotoriques ;
- α l'angle électrique entre stator (S_1) et rotor (R_1) ;
- R_{s1}, R_{s2}, R_r les résistances des enroulements ;
- L_{s1}, L_{s2}, L_r les inductances des enroulements ;
- M_1, M_2 les maxima des mutuelles inductances stator/rotor ;
- $M_{11} = M_1 \cos(\alpha), M_{12} = -M_1 \sin(\alpha)$
- $M_{21} = M_2 \sin(\alpha), M_{22} = M_2 \cos(\alpha)$

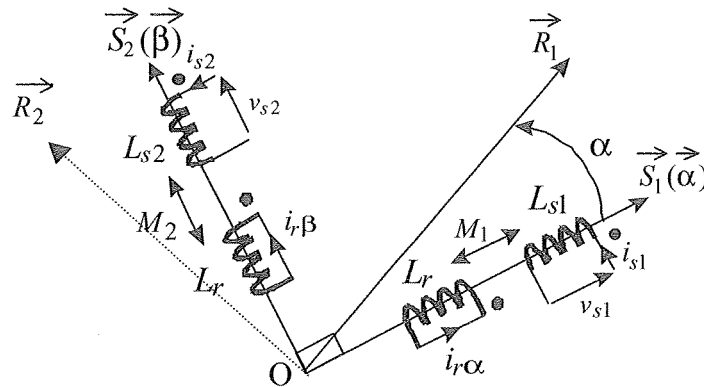


Figure 2 - Représentation des enroulements dans l'espace électrique α, β .

Les enroulements statoriques étant différents, la transformation de Park appliquée à cette machine ne conduit à un modèle simple que si le référentiel est solidaire du stator (repère α, β) [4-Pb 8]. Les courants et les flux rotoriques dans le nouveau repère s'expriment en fonction des courants réels au travers de la matrice de rotation $[T(\alpha)]$ telle que :

$$[T(\alpha)] = \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & -\sin(\alpha) \\ \sin(\alpha) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \text{ et } \begin{bmatrix} x_{r\alpha} \\ x_{r\beta} \end{bmatrix} = [T(\alpha)] \begin{bmatrix} x_{r1} \\ x_{r2} \end{bmatrix} \quad (2)$$

Le modèle électrique attaché à la représentation spatiale de la figure 2 s'écrit alors :

$$\begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d/dt & 0 & 0 & 0 \\ 0 & d/dt & 0 & 0 \\ 0 & 0 & d/dt & \omega \\ 0 & 0 & -\omega & d/dt \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{s1} \\ \phi_{s2} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (3)$$

avec :

$$\omega = \frac{d\alpha}{dt}, \quad \begin{bmatrix} \phi_{s1} \\ \phi_{s2} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} & 0 & M_1 & 0 \\ 0 & L_{s2} & 0 & M_2 \\ M_1 & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M_2 & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (4)$$

respectivement la vitesse angulaire électrique et la relation matricielle flux-courants.

Afin de définir un modèle à paramètres mesurables, on procède aux changements de variables suivants :

$$i'_{r\alpha} = (L_r / M_1) i_{r\alpha}, \quad i'_{r\beta} = (L_r / M_2) i_{r\beta}$$

$$i'_{\phi\alpha} = (1 / M_1) \phi_{r\alpha}, \quad i'_{\phi\beta} = (1 / M_2) \phi_{r\beta}$$

On obtient :

$$\begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \tau_r^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \tau_r^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i'_{r\alpha} \\ i'_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d/dt & 0 & 0 & 0 \\ 0 & d/dt & 0 & 0 \\ 0 & 0 & d/dt & \omega/A \\ 0 & 0 & -A\omega & d/dt \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{s1} \\ \phi_{s2} \\ i_{\phi\alpha} \\ i_{\phi\beta} \end{bmatrix} \quad (5)$$

avec :

$$\begin{bmatrix} \phi_{s1} \\ \phi_{s2} \\ i_{\phi\alpha} \\ i_{\phi\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} & 0 & \lambda & 0 \\ 0 & L_{s2} & 0 & \lambda/A^2 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i'_{r\alpha} \\ i'_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (6)$$

et $A = M_1 / M_2$, $\tau_r = L_r / R_r$ la constante de temps rotorique et $\lambda = M_1^2 / L_r$

Si on introduit σ_1 et σ_2 les coefficients de dispersion ramenés sur chaque axe, on vérifie les relations :

$$\lambda = M_1^2 / L_r = L_{s1}(1 - \sigma_1) = A^2 L_{s2}(1 - \sigma_2)$$

Le bilan de puissance, établi à partir des expressions (3), conduit à la formulation du couple électromagnétique c en fonction des grandeurs électromagnétiques rotoriques dans le repère (α, β) :

$$c = p(\phi_{r\beta} i'_{r\alpha} - \phi_{r\alpha} i'_{r\beta}) \quad (7)$$

où p est le nombre de paires de pôles.

3. ÉQUILIBRAGE DES FORCES MAGNETOMOTRICES

Lorsque le stator est parcouru par des courants sinusoïdaux de pulsation ω_{s0} , l'entrefer est le siège d'une force magnétomotrice à parcours elliptique formée d'une composante directe et d'une composante inverse [5]. L'élimination du couple pulsatoire nécessite de rendre le parcours circulaire en annulant l'une de ces deux composantes de sorte que les courants induits dans les phases rotoriques constituent un système diphasé équilibré. Dans cette hypothèse, l'écriture complexe des équations rotoriques (3) et (4) donne :

$$0 = (R_r + jL_r \omega_{s0}) L_{r\alpha} + jM_1 \omega_{s0} L_{s1} + \omega (M_2 L_{s2} + L_r L_{r\beta})$$

$$0 = (R_r + jL_r \omega_{s0}) L_{r\beta} + jM_2 \omega_{s0} L_{s2} - \omega (M_1 L_{s1} + L_r L_{r\alpha}) \quad (8)$$

avec: $L_{r\beta} = -jL_{r\alpha}$

L'équilibre est alors conditionné à une relation entre les courants statoriques, soit : $L_{s2} = -jAL_{s1} \quad (9)$

Les amplitudes des courants statoriques sont dans le rapport des mutuelles : $\hat{I}_{s2} = A\hat{I}_{s1}$ soit $M_2\hat{I}_{s2} = M_1\hat{I}_{s1}$.

Dans le repère (α, β) , les courants statoriques et rotoriques ont la même pulsation ω_{s0} en régime permanent sinusoïdal de sorte que :

$$i_{s1} = \hat{I}_{s1} \cos(\omega_{s0}t), \quad i_{s2} = A\hat{I}_{s1} \sin(\omega_{s0}t)$$

$$i_{r\alpha} = \hat{I}_r \cos(\omega_{s0}t - \varphi_r), \quad i_{r\beta} = \hat{I}_r \sin(\omega_{s0}t - \varphi_r)$$

$$\text{avec : } \varphi_r = \text{Arg}\left(\frac{L_{s1}}{L_{r\alpha}}\right) = \frac{\pi}{2}(\text{sgn}(\omega_{s0} - \omega)) + \text{Arc tan}\tau_r(\omega_{s0} - \omega)$$

En exprimant les flux en fonction des courants dans la relation (7) du couple, on obtient :

$$c = pM_1 \left[\frac{i_{s2} i_{r\alpha}}{A} - i_{s1} i_{r\beta} \right]$$

$$\text{d'où : } \boxed{c = pM_1 \hat{I}_{s1} \hat{I}_r \sin(\varphi_r) \quad (\bar{c} = pM_1 \vec{I}_r \wedge \vec{I}_{s1})} \quad (10)$$

Ce résultat montre effectivement que la condition (9), entre les courants, conduit à annuler toute composante pulsatoire dans le couple. Il convient de préciser que cette expression (10) serait également obtenue, en régime permanent, avec une machine diphasée symétrique, caractérisée uniquement par la mutuelle M_1 entre stator et rotor et alimentée par des courants de même amplitude.

4. MODÈLE ÉQUIVALENT A COUPLAGE SYMÉTRIQUE

La « symétrisation » du couplage entre le stator et le rotor, nécessitant l'adoption d'une valeur unique M_1 pour les mutuelles inductances, conduit à effectuer trois changements de variables sur les grandeurs statoriques d'axe \vec{S}_2 :

$$v'_{s2} = A v_{s2}, \quad \Phi'_{s2} = A\Phi_{s2}, \quad i'_{s2} = i_{s2} / A \quad (11)$$

La relation flux-courants est ainsi été modifiée :

$$\begin{bmatrix} \Phi'_{s1} \\ \Phi'_{s2} \\ \Phi_{r1} \\ \Phi_{r2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{s1} & 0 \\ 0 & A^2 L_{s2} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} M_1 \cos(\alpha) & -M_1 \sin(\alpha) \\ M_1 \sin(\alpha) & M_1 \cos(\alpha) \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} M_1 \cos(\alpha) & M_1 \sin(\alpha) \\ -M_1 \sin(\alpha) & M_1 \cos(\alpha) \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{s1} \\ i'_{s2} \\ i_{r1} \\ i_{r2} \end{bmatrix} \quad (12)$$

et on obtient le modèle de la machine à couplage symétrique :

$$\begin{bmatrix} v_{s1} \\ v'_{s2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & A^2 R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i'_{s2} \\ i_{r1} \\ i_{r2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s1} \\ \Phi'_{s2} \\ \Phi_{r1} \\ \Phi_{r2} \end{bmatrix} \quad (13)$$

Quand les coefficients des sous-matrices diagonales des résistances et des inductances statoriques sont différents, la transformation de Park dans le repère (d, q) réintroduit des termes de couplage dépendant de l'angle de rotation. Pour contourner ce problème, on définit une machine à stator symétrique basée sur l'équivalence énergétique au régime sinusoïdal caractérisé par $\hat{I}'_{s2} = \hat{I}_{s1}$, tant pour les pertes Joule que pour l'énergie magnétique. Ainsi, on pose :

$$R_s = \frac{1}{2}(R_{s1} + A^2 R_{s2}), \quad L_s = \frac{1}{2}(L_{s1} + A^2 L_{s2}) \quad (14)$$

La transformation de Park alors appliquée au stator $[T(\theta_s)]$ et au rotor $[T(\theta_r)]$ est exprimée par la matrice :

$$[T(\theta_{s,r})] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{s,r}) & \sin(\theta_{s,r}) \\ -\sin(\theta_{s,r}) & \cos(\theta_{s,r}) \end{bmatrix} \quad (15)$$

Elle caractérise le passage des grandeurs du repère naturel au repère (d,q) (voir fig. 3).

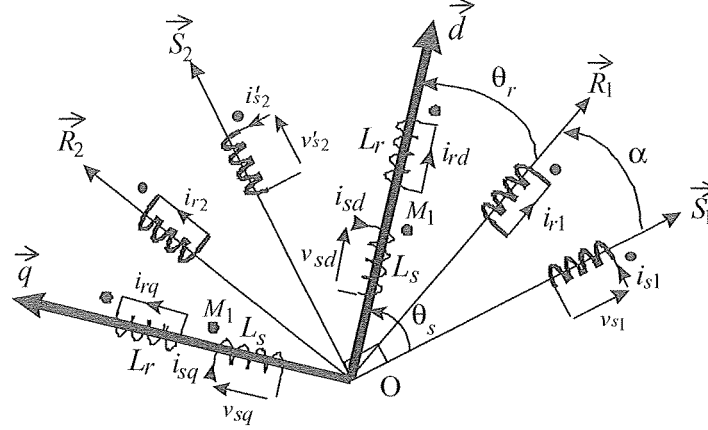


Figure 3 - Situation du référentiel d,q .

Après les changements de variables :

$$i'_{rd} = (L_r / M_1) i_{rd}, \quad i'_{rq} = (L_r / M_1) i_{rq}$$

$$i_{\phi d} = (1 / M_1) \phi_{rd}, \quad i_{\phi q} = (1 / M_1) \phi_{rq}$$

on obtient le modèle de référence classique pour la commande :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \tau_r^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \tau_r^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i'_{rd} \\ i'_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d/dt & -\omega_s & 0 & 0 \\ \omega_s & d/dt & 0 & 0 \\ 0 & 0 & d/dt & -\omega_r \\ 0 & 0 & \omega_r & d/dt \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ i_{\phi d} \\ i_{\phi q} \end{bmatrix} \quad (16)$$

avec :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ i_{\phi d} \\ i_{\phi q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & \lambda & 0 \\ 0 & L_s & 0 & \lambda \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i'_{rd} \\ i'_{rq} \end{bmatrix} \quad (17)$$

où $\omega_s = d\theta_s / dt$ et $\omega_r = d\theta_r / dt$ désignent respectivement les vitesses du référentiel (d,q) dans le repère statorique et dans le repère rotorique.

Par la suite, la « symétrisation » artificielle du stator à travers R_s et L_s n'a pas de conséquence quantitative grâce à l'asservissement des courants et au réglage des tensions qui vont être réalisés dans le repère naturel.

Le bilan de puissance conduit à l'expression du couple :

$$c = p(\phi_{rq} i'_{rd} - \phi_{rd} i'_{rq}) \quad (18)$$

et, en exprimant les flux et les courants à partir des changements de variables précédents, on trouve également :

$$c = p\lambda(i_{\phi q} i'_{rd} - i_{\phi d} i'_{rq}) \quad (19)$$

5. STRATÉGIE DE COMMANDE

La commande réalisée est du type à flux rotorique orienté (ou plutôt à orientation du référentiel d,q sur le flux rotorique) avec asservissement des courants dans le repère naturel des enroulements statoriques. Dans l'hypothèse où la condition (9) puisse être assurée, la stratégie est envisagée sur la base du modèle de la machine à couplage symétrique entre stator et rotor (16)(17). Nous rappelons brièvement les résultats de la commande vectorielle dite à flux rotorique orienté, mais le lecteur intéressé pourra trouver la description détaillée de la commande vectorielle dans la bibliographie [4-pb 8].

STRATÉGIE VECTORIELLE

Les courants i_{s1} et i_{s2} sont mesurés par des capteurs : les mesures sont notées \tilde{i}_{s1} et \tilde{i}_{s2} . Les opérateurs $1/A$ et A permettent donc de passer au modèle équivalent symétrique, afin de considérer ensuite le modèle de Park pour le contrôle. Les courants obtenus après transformation par $[T(\tilde{\theta}_s)]$ sont des grandeurs considérées comme estimées puisque provenant à la fois de capteurs et d'une opération sur un angle lui-même estimé.

Le bloc d'estimateurs est bâti en appliquant les relations (21) et (22) :

$$\tilde{\theta}_s = \int_0^t (p\tilde{\Omega} + \frac{\tilde{v}_r^{-1} \tilde{i}_{sq}}{\tilde{i}_{\phi d}}) dt, \quad \tilde{i}_{\phi d} = \frac{1}{1 + \tilde{v}_r s} \tilde{i}_{sd} \tag{23}$$

Comme le courant statorique d'axe d règle le flux, sa valeur de référence i_{sdREF} est déterminée par un correcteur C_ϕ réalisant l'asservissement du courant magnétisant estimé à une référence $i_{\phi dREF}$. Pour une valeur donnée du courant magnétisant, le courant statorique d'axe q assure le réglage du couple ; sa référence est alors déterminée par le bloc T_c tel que :

$$i_{sqREF} = \frac{1}{p \tilde{\lambda} \tilde{i}_{\phi d}} c_{REF} \tag{24}$$

La transformation inverse de Park conduit aux références des courants statoriques de la machine « symétrisée », puis l'opérateur A à celles de la machine réelle.

ASSERVISSEMENTS DES COURANTS RÉELS

Il faut bien comprendre que les performances de la commande vectorielle ne sont obtenues que si les courants réels sont strictement confondus avec leurs références. Or ces courants sont alternatifs et a priori, se pose le problème du traînage, plus particulièrement du déphasage qui, dans ce cas, varie avec la fréquence. La dynamique des asservissements doit donc être optimale par rapport à la fréquence de commutation du convertisseur alimentant la machine ; une solution classique est d'utiliser des correcteurs à hystérésis assurant la commande directe des tensions de l'onduleur. La solution ici proposée est de conserver une commande rapprochée classique à modulation de largeur d'impulsions [7], les courants étant alors asservis au moyen de *correcteurs résonnants* [10] qui ont la propriété de maintenir un gain infiniment grand à leur fréquence d'accord. La figure 5 donne les schémas fonctionnels correspondants dans l'hypothèse où les capteurs sont idéalisés ($\tilde{i}_{s1} = i_{s1}, \tilde{i}_{s2} = i_{s2}$) et que la dynamique du convertisseur et de sa commande rapprochée est supposée infiniment grande.

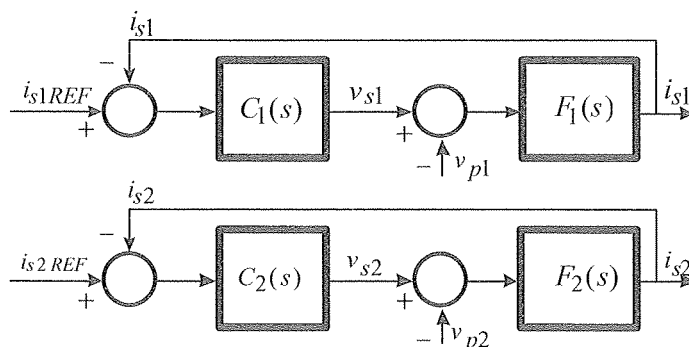


Figure 5 - Schémas fonctionnels d'asservissement des courants.

Le modèle considéré du processus est alors obtenu en reprenant les équations statoriques du modèle α, β (5). Dans le développement des équations statoriques, on exprime les courants $i'_{r\alpha}$ et $i'_{r\beta}$ tirés des expressions rotoriques (6) ; il vient :

$$\begin{aligned} v_{s1} &= R_{s1} i_{s1} + \sigma_1 L_{s1} \frac{di_{s1}}{dt} + \lambda \frac{di_{\phi\alpha}}{dt} \\ v_{s2} &= R_{s2} i_{s2} + \sigma_2 L_{s2} \frac{di_{s2}}{dt} + \frac{\lambda}{A^2} \frac{di_{\phi\beta}}{dt} \end{aligned} \quad \lambda = L_{s1}(1 - \sigma_1) = A^2 L_{s2}(1 - \sigma_2) \tag{25}$$

Le développement suivant des équations rotoriques (5) prend également en compte les relations (6) :

$$\begin{aligned} (1 + \tau_r \frac{d}{dt}) i_{\phi\alpha} &= i_{s1} - \frac{\omega}{A} \tau_r i_{\phi\beta} \\ (1 + \tau_r \frac{d}{dt}) i_{\phi\beta} &= i_{s2} + A\omega\tau_r i_{\phi\alpha} \end{aligned} \quad (26)$$

La combinaison des expressions (25) et (26), alors écrites dans le formalisme de Laplace, conduit aux fonctions de transfert du processus :

$$F_1(s) = \frac{1 + \tau_r s}{R_{s1} [1 + (\tau_{s1} + \tau_r) s + \sigma_1 \tau_{s1} \tau_r s^2]}, \quad F_2(s) = \frac{1 + \tau_r s}{R_{s2} [1 + (\tau_{s2} + \tau_r) s + \sigma_2 \tau_{s2} \tau_r s^2]} \quad (27)$$

avec : $\tau_{s1} = L_{s1} / R_{s1}$ et $\tau_{s2} = L_{s2} / R_{s2}$.

$$\text{de telle sorte que : } i_{s1}(s) = F_1(s) (v_{s1}(s) - v_{p1}(s)) \quad \text{où } v_{p1}(s) = -s \frac{\lambda\omega\tau_r i_{\phi\beta}}{A(1 + \tau_r s)} \quad (28)$$

$$i_{s2}(s) = F_2(s) (v_{s2}(s) - v_{p2}(s)) \quad \text{où } v_{p2}(s) = s \frac{\lambda\omega\tau_r i_{\phi\alpha}}{A(1 + \tau_r s)} \quad (29)$$

Ce modèle suppose implicitement la vitesse invariante, en d'autres termes, évoluant lentement par rapport aux courants (sinon les expressions de v_{p1} et v_{p2} seraient fausses). Ces dernières tensions représentent les f.e.m. induites au stator, nécessairement de même pulsation que les courants. A l'origine d'un couplage complexe et sensible entre les axes, il est inimaginable de les reconstituer dans l'optique d'un découplage, comme ce serait le cas avec le référentiel d,q .

La machine utilisée a une puissance nominale de 550 W ; elle possède deux paires de pôles et s'alimente normalement sous 220 V à 50 Hz. Les valeurs numériques des paramètres ont été obtenues par adaptation de la méthode d'Uyeda [4][9] :

$$R_{s1} = 5,7 \Omega, R_{s2} = 11,5 \Omega, L_{s1} = 322 \text{ mH}, L_{s2} = 462 \text{ mH}, \sigma_1 = 0,167, \sigma_2 = 0,218, A = 0,862, \tau_r = 50 \text{ ms}.$$

Il en découle que les expressions numériques des fonctions de transfert (27) se simplifient sous la forme de mode dominant sensible du premier ordre :

$$F_1(s) \cong \frac{1}{R_{s1} + L_{e1}s} \quad \text{avec } L_{e1} \approx 0,57 \text{ H} \quad F_2(s) \cong \frac{1}{R_{s2} + L_{e2}s} \quad \text{avec } L_{e2} \approx 0,98 \text{ H}$$

Les correcteurs choisis ont pour fonctions de transfert :

$$C_{1,2}(s) = \frac{N_{1,2}(s)}{D(s)} = \frac{c_{0(1,2)} + c_{1(1,2)}s + c_{2(1,2)}s^2}{s^2 + \omega_s^2} \quad (30)$$

Ainsi, le module du gain de ces correcteurs tend vers l'infini à la pulsation ω_s ; celle-ci correspond à la pulsation statorique en régime permanent. Les polynômes caractéristiques, relatifs à chaque boucle de la figure 5, ont pour expressions :

$$P_{1,2}(s) = c_{0(1,2)} + c_{1(1,2)}s + c_{2(1,2)}s^2 + (R_{s(1,2)} + L_{e(1,2)}s)(s^2 + \omega_s^2)$$

et les courants :

$$i_{s(1,2)}(s) = \frac{N_{1,2}(s)}{P_{1,2}(s)} i_{s(1,2)REF} - \frac{s^2 + \omega_s^2}{P_{1,2}(s)} v_{p(1,2)}(s) \quad (31)$$

Les polynômes caractéristiques sont alors identifiés, l'un et l'autre, à des polynômes de Naslin [8]. Il apparaît bien que les secondes fonctions de transfert (relatives aux f.e.m.) présentent une antirésonance à la pulsation ω_s , ce qui annule l'effet de ces perturbations à cette fréquence et, par conséquent, assure un *découplage implicite* dans la commande.

Une analyse détaillée des premières fonctions de transfert (relatives aux références) montrerait qu'à cette même pulsation ω_s , leur module est unitaire et leur phase nulle, ce qui confère aux asservissements ainsi réalisés des qualités de poursuite idéales. Enfin, le choix de la dynamique de réponse dépend de l'application du critère de Naslin qui, de plus, apporte une excellente robustesse au réglage global.

6. RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

Les correcteurs sont discrétisés et les algorithmes obtenus sont implantés sur une architecture à base de processeurs de signal, la fréquence d'échantillonnage étant de 5 kHz. Leurs paramètres sont alors modifiés en temps réel avec la fréquence et le réglage est déterminé de telle sorte que le régime transitoire soit éteint en une demi-période à la pulsation de 314 rad/s. (Selon le critère de Naslin, ce choix amène à fixer la première pulsation ω_0 et les rapports caractéristiques α respectivement à 220 rad/s et à 2. Le lecteur trouvera le détail de ce critère dans [8-pp 174 à 177]).

Les premiers essais ont été réalisés sans la commande vectorielle, en imposant directement les consignes alternatives suivantes :

$$\begin{cases} 0 \leq t < 0,1s & \rightarrow \begin{cases} i_{s1ref} = 0 \\ i_{s2ref} = 0 \end{cases} \\ t \geq 0,1s & \rightarrow \begin{cases} i_{s1ref} = \sqrt{2} \cos(\omega_s t_1) \\ i_{s2ref} = \sqrt{2} A \sin(\omega_s t_1) \end{cases} \end{cases} \quad \text{avec} \begin{cases} t_1 = t - 0,1s \\ \omega_s \text{ variant de } 0 \text{ à } 250 \text{ rd/s en } 4s \\ A = 0,862 \end{cases}$$

Les figures 6 et 7 montrent que les courants s'attachent rapidement à leurs références de manière quasi parfaite, en dépit d'un transitoire sévère pour l'un d'entre eux. Ces essais valident la qualité des performances obtenues avec les correcteurs résonnants adaptatifs.

La commande vectorielle est ensuite validée dans les conditions suivantes :

$$\begin{cases} 0,1s \leq t < 0,5s & \rightarrow i_{\phi dREF} = 1,5A, c_{REF} = 0 \\ t \geq 0,5s & \rightarrow i_{\phi dREF} = 1,5A, c_{REF} = 0,8 \text{ Nm} \end{cases}$$

Les figures 8 à 11 comparent cette fois les résultats expérimentaux aux résultats simulés, respectivement des courants statoriques i_{s1} et i_{s2} , de la pulsation rotorique ω_r et de la vitesse mécanique du rotor. On peut constater que les qualités de la commande vectorielle classique se retrouvent avec cette solution originale ; l'adaptation de la relation (9) en valeur instantanée pour i_{s2REF} conduit à retrouver quasi instantanément un couple constant (non représenté) lors de l'application de son échelon de référence. Les bruits superposés aux courbes expérimentales sont imputables à divers facteurs : rayonnement du convertisseur, numérisation, hypothèses de modélisation.

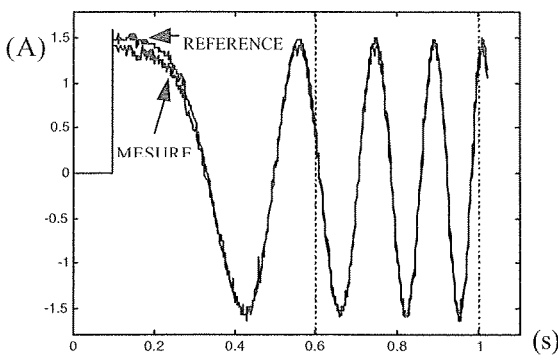


Figure 6 - Évolution du courant i_{s1} .

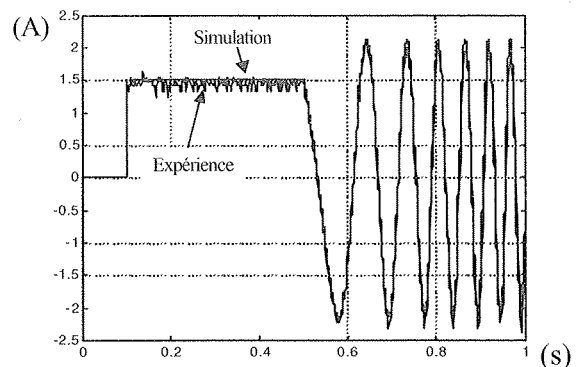


Figure 8 - Commande vectorielle : i_{s1} .

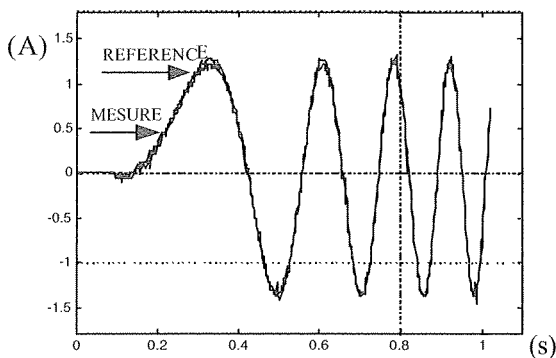


Figure 7 - Évolution du courant i_{s2} .

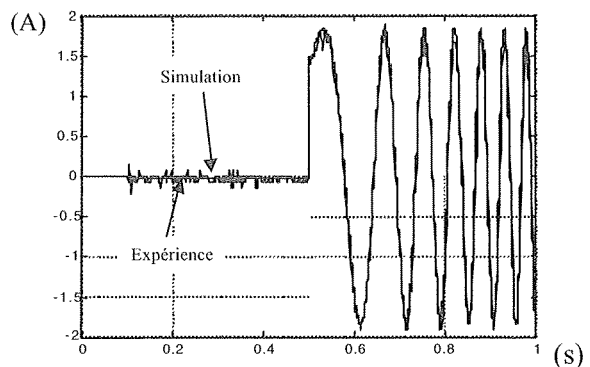


Figure 9 - Commande vectorielle : i_{s2} .

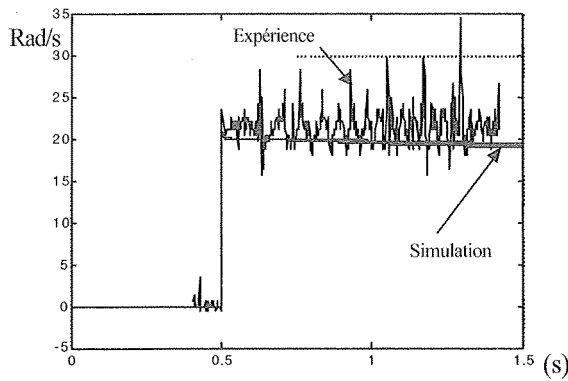


Figure 10 - Commande vectorielle : ω_r .

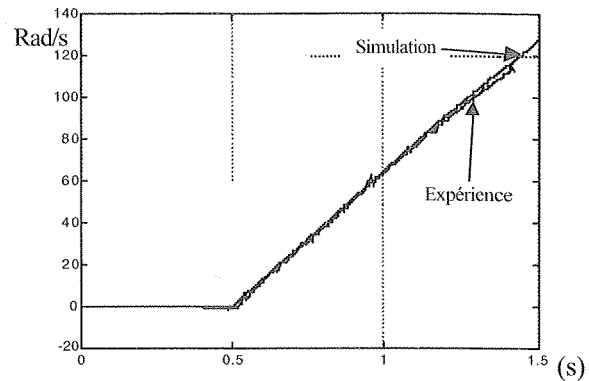


Figure 11 - Évolution de la vitesse

7. CONCLUSION

Cette présentation a pour point marquant le correcteur résonnant adaptatif qui garantit des performances optimales aux asservissements de grandeurs alternatives. Basé sur le phénomène de résonance, il apporte à la boucle où il est inséré un module de gain infiniment grand à une fréquence privilégiée, de sorte qu'il efface les effets des non linéarités et des perturbations agissant à cette même fréquence. C'est ainsi qu'il a permis le contrôle vectoriel d'une machine dissymétrique, puisque ses propriétés intrinsèques conduisent à un découplage implicite dans la commande qui ne peut être conçue dans le référentiel du champ tournant.

Le Laboratoire d'Électrotechnique et d'Électronique de Puissance de Lille (L2EP) développe actuellement diverses applications mettant en œuvre ces structures de correcteurs résonnants. Ils peuvent trouver leur place dans toutes les situations où des asservissements de grandeurs alternatives sont nécessaires ; en d'autres termes, le champ d'application est vaste en Électrotechnique. On peut citer notamment les compensations des perturbations et des non linéarités pour l'obtention de performances spectrales, les redresseurs à absorption sinusoïdale de courant et les filtres actifs. Il peut remplacer très avantageusement les correcteurs classiques associés à des observateurs à la fois complexes et parfois peu robustes ; par conséquent, sa mise en œuvre dans la commande des machines électriques à courant alternatif apparaît ainsi justifiée.

8. RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] A. WROBLEWSKI, J.P. CARON, J.P. HAUTIER, « Modélisation et commande d'un moteur asynchrone monophasé », Revue Générale de l'Électricité, n°2, Février 1994, pp. 1-6.
- [2] F. VANDECASTEELE, « Alimentation optimisée d'une machine asynchrone à commande vectorielle », Thèse de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, Décembre 1998.
- [3] D. KASTHA, B.K. BOSE, « On-line search based pulsed torque compensation of a fault mode single phase variable frequency induction motor drive », IEEE transactions on industry applications, vol. 31, n°4, pp. 802-811, 1995.
- [4] J.P. CARON, J.P. HAUTIER, « Systèmes électrotechniques – Applications industrielles – Problèmes et solutions », Éditions Technip, Paris, 2000
- [5] J.P. CARON, J.P. HAUTIER, « Modélisation et commande de la machine asynchrone », Éditions Technip, Paris, 1995.
- [6] J. FAUCHER, M. GRANDPIERRE, « Les graphes informationnels de causalité : application à la simulation des systèmes électriques », Journées électrotechniques du club EEA, Paris, 1992.
- [7] J.P. HAUTIER, J.P. CARON, « Les convertisseurs statiques. Méthodologie causale de modélisation et de commande », Éditions Technip, Paris, 1999.
- [8] J.P. HAUTIER, J.P. CARON, « Systèmes automatiques : Tome 2, commande des processus », Éditions Ellipses, Paris, 1997.
- [9] J.P. CARON, « Identification paramétrique d'une bobine couplée magnétiquement à une cage conductrice », La Revue 3EI, n°3, pp. 21-28, 1995.
- [10] J.P. HAUTIER, X. GUILLAUD, F. VANDECASTEELE, M. WULVERYCK, « Contrôle de grandeurs alternatives par correcteur résonnant », Revue Internationale de Génie Électrique, Volume 2-n°2/1999, pp. 163-183.

L'ALTERNO DEMARREUR

D'après les informations diffusées par la direction commerciale de Citroën

Résumé : Quelques informations sur l'alternateur

La demande croissante en électricité des équipements de confort pose une difficulté de taille aux constructeurs automobiles. Grand consommateur de puissance électrique, le démarreur peut décharger une batterie en quelques minutes ; l'alternateur atteint actuellement ses limites, la courroie ne pouvant entraîner une puissance supérieure à 2.5 kW, c'est pourquoi Automobiles Citroën a signé un contrat d'études avec la société ISAD afin de mettre au point une nouvelle génération de groupes moto-propulseurs intégrant dans un seul ensemble alternateur et démarreur.

Principe : l'alternateur est une machine tournante auxiliaire réversible (moteur-génératrice) remplaçant le volant moteur situé entre le moteur principal et la boîte de vitesses sur une largeur de 6.8 cm (il se présente sous l'allure d'une couronne dentée de 300 mm de diamètre et de 65 mm de largeur, la masse totale du dispositif est de 40 Kg, son rendement total est supérieur à 85% de 1500 à 6000 tr./min.).

Principales fonctions offertes par le dynalto :

Démarrage en moins de 1/10^{ème} de seconde (jusqu'à 3 secondes pour des systèmes classiques).

Aide au décollage (anti-calage) : complément important de couple à bas régime (ce qui permet de rallonger le 1^{er} voire le 2^{ème} rapport de boîte).

Booster : pendant un temps très court (au maximum 30s) ce système peut apporter une puissance additionnelle de 5 kW (8 CV).

Stop and go : L'alimentation du moteur thermique est coupée après un arrêt excédant 2 secondes, pour redémarrer ; le conducteur n'a qu'à enclencher sa vitesse et accélérer.

Anti-acyclismes : Par leur fonctionnement les moteurs thermiques n'ont jamais une vitesse de rotation parfaitement uniforme, en opposant le couple du dynalto (mode générateur) à celui du moteur on gère beaucoup mieux ces acyclismes (gênants au ralenti).

Anti-réattelage : le couple de dynalto s'oppose aux oscillations de la chaîne de transmission et permet des montées en régime plus linéaires (plus d'à-coups à l'accélération ou décélération brutale).

Source multi-voltages : quatre niveaux de tension : 12 V pour les fonctions à faible consommation (éclairage, essuie vitres, etc.), 42 V (climatisation, assistance de direction, etc.), 100 V continu (démarrage, injection, commande électromagnétique des soupapes, etc.), 220 V alternatif (deux prises pouvant fournir 500 W à l'arrêt et 1000 W en fonctionnement).

Avantages du dynalto : gains en consommation (entre 15 et 20% en utilisation réelle par rapport au même modèle non équipé de dynalto), réduction significative des émissions polluantes (baisse des émissions de CO₂), gains en performances (fonction Booster).

Pour en savoir plus sur l'alternateur, vous pouvez commander les actes du colloque du 04/02/99 :

"La conversion électromécanique directe"

Prix 120 F TTC, (frais de port compris),

à l'ENS CACHAN, Département Formation Continue,
61 avenue du Président Wilson 94 235 CACHAN CEDEX

Communications :

"Etude de faisabilité d'un alternateur intégré ;
comparaison des solutions asynchrone et synchrone à rotor bobiné"
J.M.BIEDINGER, G.FRIEDRICH, J.P.VILAIN (UTC Compiègne) ;
C.PLASSE (VALEO division alternateurs Créteil).

"Comparaison des performances d'une machine à commutation de flux et d'une machine synchrone à aimants enterrés pour une application d'alternateur intégré pour véhicule automobile"

M.BESBES, E.HOANG, M.LECRIVAIN, M.GABSI (Lésir ENS Cachan) ;
A.D.AKEMAKOU, D.HUART, C.PLASSE (VALEO systèmes électriques Créteil).

"Limite de conversion d'énergie des machines à réductance variable :
application au cas de l'alternateur"

M.BESBES, E.HOANG, M.LECRIVAIN, M.GABSI (Lésir ENS Cachan) ;
A.D.AKEMAKOU, D.HUART, C.PLASSE (VALEO systèmes électriques Créteil).

ETUDES SUR LA LIMITATION DE LA SORTIE D'UN CORRECTEUR DE TYPE PI

Renaud MORMESSE

Lycée Léonard de Vinci, Saint Germain en Laye

Résumé : Etude du problème de saturation de l'intégrale (reset-windup) sur un correcteur PI. Présentation de quelques solutions technologiques pour réaliser correctement la limitation de la sortie de ce type de correcteurs.

Nous limiterons l'étude à la correction de type PI, à titre d'exemple, mais tout ce qui est dit, reste, en réalité, valable pour tous les correcteurs comportant au moins une composante de type intégral.

I- Introduction

La sortie d'un correcteur doit toujours être limitée, et ce, pour deux raisons principales :

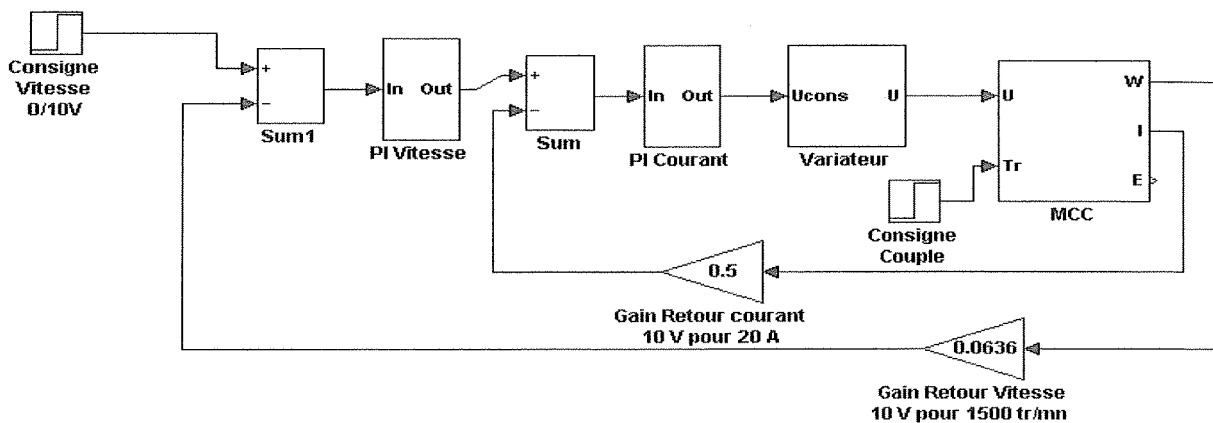
- ⇒ Le système est commandé par une tension extérieure dont les valeurs doivent être comprises dans un intervalle défini (0/5V ou -10/+10V par exemple)
- ⇒ Le correcteur élabore une grandeur de consigne pour une autre boucle d'asservissement et l'on désire limiter les valeurs extrêmes de cette consigne. L'exemple classique est celui de la double boucle vitesse/courant dans laquelle le correcteur de vitesse fournit une tension représentant le courant de consigne. C'est en limitant celle-ci que l'on imposera la limitation sur le courant fourni par le variateur à la machine.

La solution la plus simple, à priori, pour effectuer cette limitation, consiste à placer un limiteur de tension (réglable ou non) après le correcteur PI. Nous allons montrer dans un premier temps que cette méthode n'est pas satisfaisante pour une bonne commande du système, puis nous envisagerons un certain nombre de solutions viables pour effectuer correctement cette limitation.

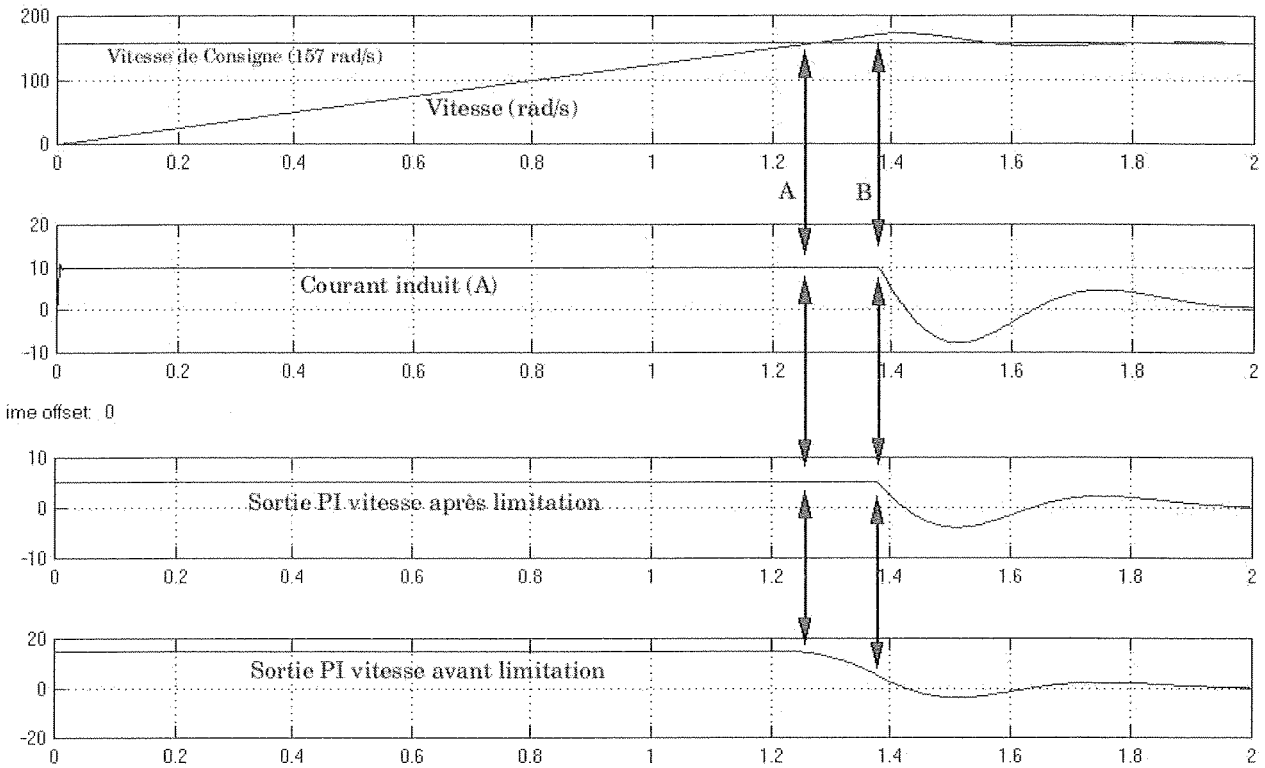
II- Etude de la structure PI + Limiteur séparé

Le système étudié est celui d'une MCC 3KW alimentée par un variateur 4Q, asservie en courant et en vitesse. Il est modélisé sous Simulink (Release 11). Nous avons simplement effectué un démarrage (consigne vitesse à 10V à $t=0$) à couple résistant constant et faible (1 Nm). Les correcteurs sont réglés pour obtenir une réponse satisfaisante du système.

Le bloc « PI vitesse » représente un montage PI à amplificateur opérationnel (alimenté en +/- 15V) suivi d'un limiteur qui a été réglé à 5V afin de limiter le courant à 10A (voir le gain du retour courant).



La simulation sur 2s donne les résultats suivants :



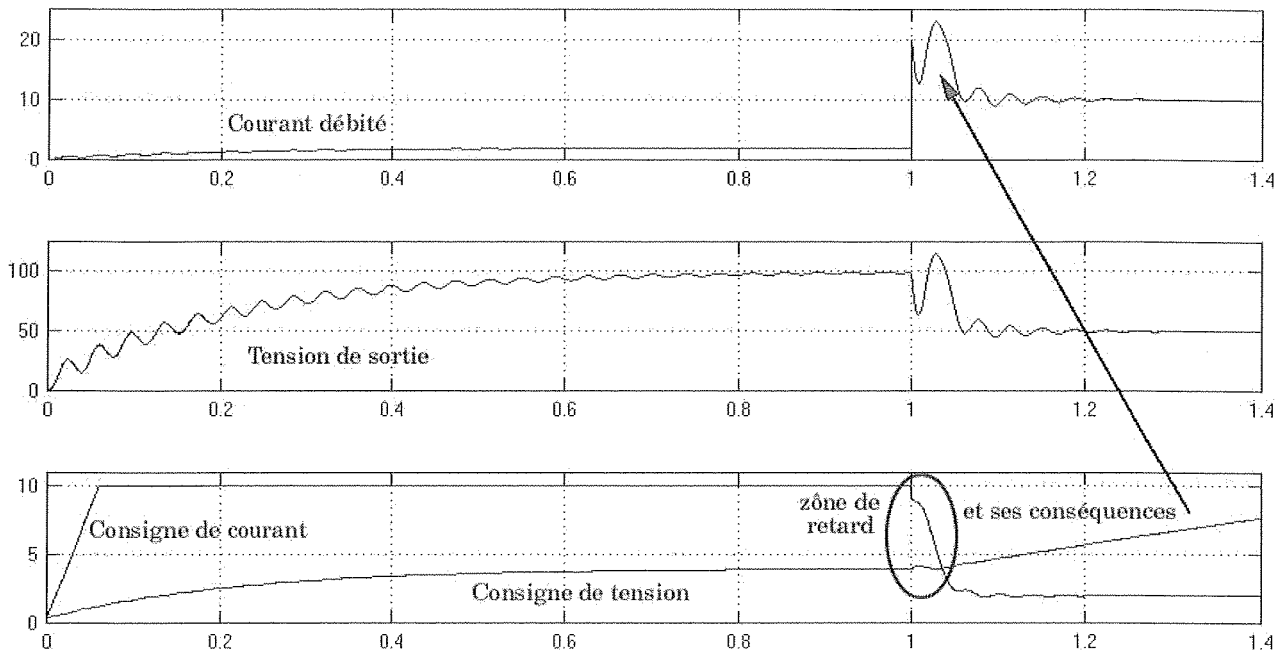
A l'instant A, la vitesse atteint sa consigne et l'erreur change de signe. La sortie du correcteur avant limitation commence à décroître mais à partir de 15V (tension de saturation de l'AO). Il faudra attendre l'instant B pour que cette sortie passe en dessous de 5V, et que le changement de signe de l'erreur soit enfin répercuté sur la commande du système.

Le problème est que nous autorisons la charge du condensateur du correcteur PI jusqu'à une tension (15V) supérieure à celle à laquelle nous voulons effectuer la limitation (5V). Cela entraîne un retard dans la commande ($>0,1s$) et donc un dépassement incontrôlable de la vitesse.

Note 1 : En simulation, on ne peut utiliser pour réaliser un correcteur une simple fonction de transfert du type $K(1+1/Tip)$ suivie d'un limiteur. Dans le cas d'étude précédent, la sortie de la fonction de transfert pourrait grimper à plusieurs centaines de Volts et le résultat de la simulation serait alors complètement aberrant.

Note 2 : Ce dépassement qui, ici, semble tout à fait acceptable, peut devenir prohibitif lorsque nous avons par exemple une régulation parallèle courant/tension d'une alimentation stabilisée. Lors d'une surcharge de cette alimentation, le moindre retard sur l'intervention de la boucle de courant entraîne des sur-intensités excessives (voir les graphes simulés ci-dessous : l'alimentation est commandée à 100V, puis à $t=1s$, on installe une charge de 5Ω alors que la limitation de courant est à 10A. On remarque le non-contrôle de la boucle de courant tant que celle-ci fournit une consigne supérieure à celle de tension). Ce phénomène est d'autant plus marqué que les filtrages de tension de type LC nécessitent de renforcer la correction intégrale par rapport à la proportionnelle pour « adoucir » la commande et éviter les comportements oscillatoires ou les pointes de courant de recharge du condensateur.

Etude sur la limitation de sortie d'un correcteur PI



III- Correction du problème de la limitation

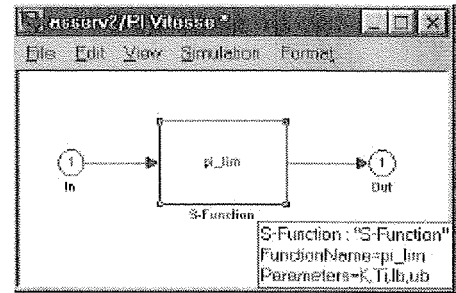
III-1. En simulation avec Simulink

On peut utiliser la S-Function suivante en la plaçant dans un sous-système que l'on masquera afin de lui passer les paramètres K , T_i , l_b et u_b . Elle réalise le correcteur $K \left(1 + \frac{1}{T_i p} \right)$ limité en interne à l'intervalle de tension $[l_b, u_b]$.

Le code source est donné en langage MatLab (m).

```
function
[sys,x0,str,ts]=pi_lim(t,x,u,flag,K,Ti,lb,u
b)
switch flag
case 0
[sys,x0,str,ts] =
mdlInitializeSizes(K,Ti,lb,ub);
case 1
sys =
mdlDerivatives(t,x,u,K,Ti,lb,ub);
case {2,9}
sys = []; % do nothing
case 3
sys = mdlOutputs(t,x,u,K,Ti,lb,ub);
otherwise
error(['unhandled flag = ',num2str(flag)]);
end

function [sys,x0,str,ts] = mdlInitializeSizes(K,Ti,lb,ub)
sizes = simsizes;
sizes.NumContStates = 1;
sizes.NumDiscStates = 0;
```



```
sizes.NumOutputs = 1;
sizes.NumInputs = 1;
sizes.DirFeedthrough = 1;
sizes.NumSampleTimes = 1;
sys = simsizes(sizes);
str = [];
x0 = [0];
ts = [0 0];

function sys = mdlDerivatives(t,x,u,K,Ti,lb,ub)
sort = K*x/Ti+K*u;
if ( sort <= lb & u < 0) | (sort >= ub & u > 0)
    sys = 0;
else
    sys = u;
end

function sys = mdlOutputs(t,x,u,K,Ti,lb,ub)
sort = K*x/Ti+K*u;
if sort > ub
    sys=ub;
else
    if sort < lb
        sys=lb;
    else
        sys=sort;
    end
end
```

III-2. Sur un montage correcteur à amplificateurs opérationnels

Nous envisagerons quatre solutions simples pour résoudre le problème :

- ⇒ La première, souvent utilisée sur des variateurs industriels, consiste à placer en sortie du correcteur un potentiomètre monté en diviseur de tension de rapport $x < 1$. La tension est alors limitée à xV_{sat} (où V_{sat} est la tension de saturation de l'AO). On n'a plus le phénomène de retard car le diviseur réagit instantanément et la limitation intervient avec la saturation de l'AO (celle-ci bloquant, de fait, l'intégration). Ce montage présente l'avantage de son extrême simplicité. Il a deux inconvénients :
 - Les limitations sont forcément symétriques
 - Toute variation de x modifie le gain statique et nécessite donc un re-réglage des constantes du correcteur.
- ⇒ La seconde est également très simple et très facile à mettre en œuvre pour les élèves. On choisit d'alimenter les AO en $\pm 12V$. Leurs tensions de saturations sont alors à peine plus grandes que $\pm 10V$ (dynamique maximale souvent choisie en électronique de commande). En fonction de la limitation désirée (par exemple sur le courant), on règle le gain de la boucle de retour. Par exemple un gain de retour de 1 donne une limitation à 10A, tandis qu'un gain de retour de 2 donne une limitation à 5A, etc. Ce type de réglage possède les mêmes inconvénients que le précédent puisque l'on modifie le gain statique de la fonction de transfert en boucle ouverte.
- ⇒ La troisième méthode consiste à appliquer les limitations sur le correcteur lui-même. Le montage est celui de la Figure 1 :
P règle la saturation positive haute et P' la basse. Pour obtenir des limitations franches il faut respecter le fait que P et P' soient de valeurs faibles par rapport à R', tout en faisant attention à la limitation en courant de l'AO.

Etude sur la limitation de sortie d'un correcteur PI

Ce montage permet de régler séparément les limitations haute et basse et agit directement sur la tension aux bornes de RC ce qui élimine le problème du retard évoqué au II. Cette structure n'est utilisable que sur un montage de type inverseur dont l'entrée "+" est reliée à la masse.

- ⇒ La dernière solution est un peu plus complexe, mais également un peu plus riche. Elle est proposée dans la littérature par H. Bühler [1] [2]. L'amplificateur opérationnel du correcteur est remplacé par le montage de la Figure 2.

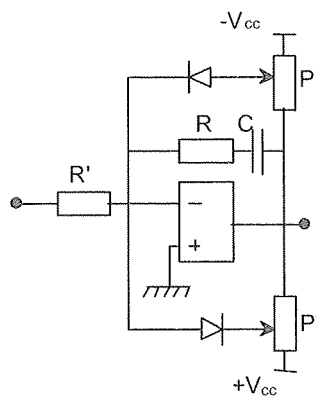


Figure 1

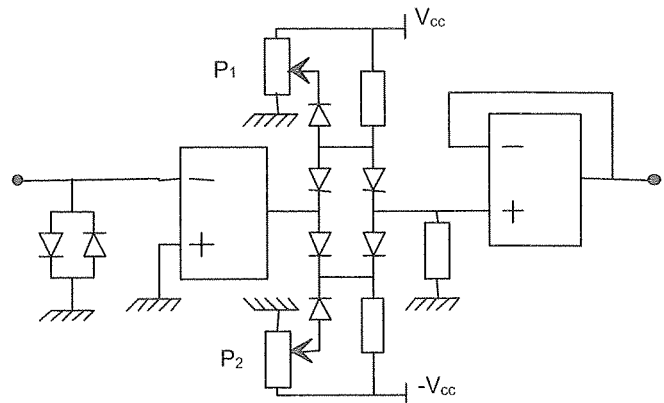


Figure 2

Par rapport au montage de la Figure 1, celui-ci permet de ne plus imposer de conditions sur les valeurs des potentiomètres P_1 et P_2 . Il impose par contre de placer deux diodes à faible seuil sur l'entrée inverseuse de l'AO pour maintenir un potentiel proche de 0 sur cette entrée lors de l'intervention de la limitation et bloquer ainsi l'intégration (voir [2]).

On peut également utiliser ce montage pour la régulation parallèle courant/tension d'une alimentation stabilisée : le potentiomètre P_1 est alors éliminé, et on place la cathode de la diode du haut au potentiel fourni par l'autre correcteur (on agit de même sur l'autre correcteur). Ainsi la tension de sortie du correcteur de la boucle qui n'est pas en action est astreinte à conserver la tension de commande élaborée par l'autre boucle. Le passage de la commande d'une boucle à l'autre est alors instantané et on évite le problème simulé au II.

Le potentiomètre P_2 peut être également éliminé et l'anode de la diode du bas placée à la masse afin de limiter les tensions de sortie des correcteurs à 0 au niveau bas (cas classique d'une alimentation de tension 1Q).

[1] H. Bühler, *Electronique de réglage et de commande*,

Traité d'électricité, Vol. XVI, 3^{ème} édition, Presses polytechniques romandes, Lausanne, 1987.

[2] H. Bühler, *Conception de systèmes automatiques*,

Complément au Traité d'électricité, 1^{ère} édition, Presses polytechniques romandes, Lausanne, 1988. pp. 299-302

INTERNET ET LE GÉNIE ÉLECTRIQUE

Philippe MISSIRLIU

Lycée Newton-ENREA

1, pl. Jules Verne 92110 Clichy

philippe.missirliu@wanadoo.fr

Résumé : Internet, quel intérêt pour le Génie électrique ?

1 Présentation :

Cet article a pour but, à l'occasion de l'ouverture du site de la revue 3EI, de donner des exemples de ce qu'il est possible de trouver sur Internet en matière de Génie Electrique. Nous présentons ici une version « papier » de la page de liens qui se trouve sur le site de la STS Electrotechnique du Lycée Newton-ENREA de Clichy : <http://membres.tripod.fr/tsetclichy> . Ce document ne prétend pas être exhaustif mais simplement proposer quelques pistes classées par thème.

2 Recherche d'information sur les composants :

Oubliés, les « databook » gros comme des annuaires qui s'empilent sur les étagères, les notices de composants qui deviennent illisibles à force d'être photocopiées. En quelques clics on peut désormais accéder à toutes les documentations de tous les fabricants de composants. Le problème est de savoir où se trouve l'information. Plusieurs cas se présentent :

Je connais le fabricant du composant sur lequel je cherche des informations :

DATABOOKSHELF : c'est une page de liens qui pointent vers les sites des différents fabricants. L'intérêt particulier de ce site est que les liens ne pointent pas vers la page d'accueil mais directement vers l'emplacement où se trouve la documentation technique, ce qui épargne souvent bien des recherches.

Je connais la référence du composant :

QUESTLINK : c'est une immense base de données sur les composants. Elle possède un moteur de recherche par mots clés (choisir *Power Search*). **Attention** : pour télécharger les documents vous devrez vous inscrire. Cela est sans engagement et le résultat vaut le petit dérangement.

Je connais la fonction à remplir :

Encore et toujours QUESTLINK . Saisissez un mot clé représentatif de votre problème dans le moteur de recherche. Vous voulez des informations sur les alimentations à absorption sinusoïdale ? Tapez *power factor correction*. Vous accédez immédiatement à toutes les notes d'applications et notices de composants de tous les fabricants. A vous de faire votre choix.

3 Les logiciels gratuits :

L'investissement représenté par la connexion à Internet peut être facilement rentabilisé en utilisant un grand nombre de logiciels gratuits disponibles sur le réseau. Les produits présentés ci-dessous n'ont pas de clé, peuvent être installés sur autant de postes que l'on désire et être donnés aux étudiants. Nous les utilisons avec satisfaction à l'ENREA, certains depuis plusieurs années.

GRIDS : C'est un logiciel de dessin vectoriel avec une bibliothèque de symboles électriques. Certes pas aussi performant qu'un produit professionnel mais simple d'emploi et largement suffisant pour notre usage.

TARGET : Pour faire du schéma électronique et du routage de circuit imprimé (avec un routeur automatique). Un logiciel très complet et en français. La version d'évaluation, que nous utilisons, permet de faire des cartes format Europe et nous convient parfaitement (le lien mène vers le distributeur français, pour trouver Target sur ce site, aller sur la page *PCB Solutions*).

STAROFFICE : SUN, entreprise bien connue a récemment acheté les droits d'une suite bureautique dans le seul but de la mettre à disposition de qui veut bien la télécharger. Vous avez donc pour rien : un traitement de texte, un logiciel de dessin, un tableur, un éditeur HTML, un logiciel de présentation... Ce

produit est tout à fait performant et possède des convertisseurs pour lire et sauvegarder dans les formats de ses concurrents.

- F-PROT** : Les virus sont la plaie des ordinateurs partagés par de nombreux utilisateurs. La version shareware de ce logiciel antivirus nous vaut une tranquillité parfaite.

4 Groupes de discussion et listes de diffusion :

Les pages web représentent la partie officielle et figée d'Internet. Si vous souhaitez poser des questions, participer à des débats, bref dialoguer dirigez vous vers les groupes de discussion. Un groupe de discussion (*newsgroup* en anglais) est en quelque sorte un panneau de petites annonces virtuel et accessible depuis toute la planète. Il en existe sur tous les sujets imaginables. Nous nous intéressons aux suivants :

- fr.sci.electrotechnique** : le groupe de discussion des électrotechniciens francophones. Il vient d'ouvrir (décembre 99).
- alt.engineering.electrical** : son équivalent en anglais.

Si vous cherchez une réponse à une question précise il est peut être préférable de vérifier si votre problème n'a pas été déjà traité. Pour cela vous pouvez utiliser les services de DEJA.COM qui propose un outil de recherche sur le contenu de tous les groupes de discussion.

5 Simulation et calcul en ligne :

Quelques sites permettent de simuler des systèmes ou proposent des calculateurs en lignes :

- Williamson Labs** : Ce site présente entre autre un simulateur de NE555.
- Power Designer** : Cette entreprise d'engineering propose sur son site, entre autres ressources intéressantes sur l'électronique de puissance, deux calculateurs :
 - Inductance de lissage
 - Echauffement des IGBT dans un bras d'onduleur.

6 Ressources pédagogiques :

Et si tous les enseignants de génie électrique mettaient leur travail en commun ? A l'occasion d'une nouvelle leçon pourquoi ne pas consulter ce que des collègues ont déjà fait sur le même sujet ? Les sites qui suivent répondent à ce genre de préoccupation et permettent de télécharger des cours et des TP :

- Le site de la revue 3EI** : Qui a été présenté dans le dernier numéro de la revue.
- Xavier COTTON** : Un collègue de BTS Electronique qui gère une page web pleine de ressources utiles pour tout le génie électrique.
- Réseau National de Ressources en Electrotechnique** : C'est le site officiel du ministère.

7 Enseignant, un métier en voie de disparition ?

Certains prédisent qu'Internet fera disparaître notre profession. A voir.

Lorsque j'étais petit garçon, les cours de musique nous étaient dispensés par un gros poste radio que l'instituteur posait solennellement sur son bureau à jour et heure fixe. Il en sortait la voix radiodiffusée d'un monsieur qui nous faisait chanter en chœur. Je suis sûr qu'à l'époque certains estimaient que cette géniale trouvaille, fruit du progrès technique, allait faire disparaître le métier de professeur de musique. On sait ce qu'il en advint ...

EOLIENNES ET VITESSE VARIABLE

Marc BUDINGER

LEEI-ENSEEIH

Laboratoire d'Electrotechnique et
d'Electronique Industrielle.

marc_budinger@yahoo.com

Dimitri LERAY

LGMT-INSA Toulouse

Laboratoire de Génie
Mécanique de Toulouse

Dimitri.leray@gmm.insa-tlse.fr

Yves DEBLEZER

Division Nouveaux Marchés

Jeumont Industrie
27, rue de l'Industrie

59 573 Jeumont

Résumé.

Une éolienne a pour but de convertir l'énergie cinétique du vent en énergie électrique. Pour avoir une conversion efficace il faut avoir une bonne adéquation entre les caractéristiques couple/vitesse :

- du capteur mécanique (les pales de l'éoliennes) ;
- du générateur électrique (alternateur et son électronique de commande).

Les solutions modernes permettent d'arriver à cette adéquation en utilisant :

- l'attaque directe de l'hélice : réalisable par les caractéristiques fort couple/basse vitesse des générateurs à aimant permanents à grand nombres de pôles ;
- l'électronique de puissance et la vitesse variable pour s'adapter de manière optimale à un vent fluctuant.

A. Energie maximale récupérable

1. Energie du vent

Cette énergie est l'énergie cinétique de l'air. Pendant un temps dt une surface fictive S voit passer un volume d'air dV :

$$dV = dx \cdot S = v \cdot dt \cdot S$$

Qui correspond à une masse dm :

$$dm = \rho \cdot dV = \rho \cdot v \cdot dt \cdot S,$$

avec ρ la densité volumique de masse de l'air.

Cette masse dm a pour énergie cinétique :

$$Ec = \frac{1}{2} dm \cdot v^2$$

D'où la puissance traversant une surface d'aire S :

$$P = \frac{dEc}{dt} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot S \cdot v^3$$

L'énergie récupérable est donc fonction de :

- la densité de l'air ;
- la surface balayée par le capteur (d'où la tendance à augmenter le diamètre des pales) ;
- la vitesse des vents et de leur durée.

Pour ce dernier point on trace par site une courbe de fréquence donnant pour chaque vitesse de vent le nombre d'heures (ou pourcentage de l'année) correspondant.

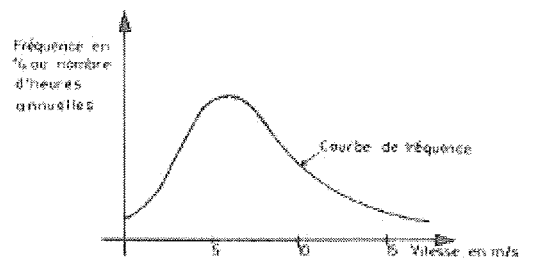


Figure 1 : Courbe de fréquence des vents

A partir de cette dernière on peut calculer la répartition énergétique du vent. Cette énergie est proportionnelle à la durée et au cube de la vitesse du vent :

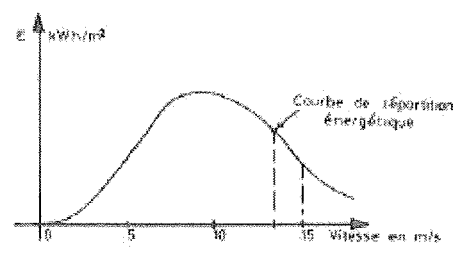


Figure 2 : Courbe d'énergie des vents

L'énergie totale récupérable sur l'année est l'aire sous la courbe de répartition énergétique pondérée par la plage de vitesse admissible par l'éolienne. On voit l'intérêt d'avoir un générateur pouvant s'adapter à une plage de vitesse bien choisie et suffisamment large.

2. Loi de Betz

La première limitation à la récupération totale de cette énergie est exprimée par la loi de Betz. Elle correspond au fait qu'il faut évacuer l'air qui a travaillé dans le capteur.

Si on suit une masse d'air dm , on peut observer :

- une diminution de la vitesse car l'air a donné une partie de son énergie ;
- un étalement du tube de fluide pour conserver le débit (augmentation de la section S).

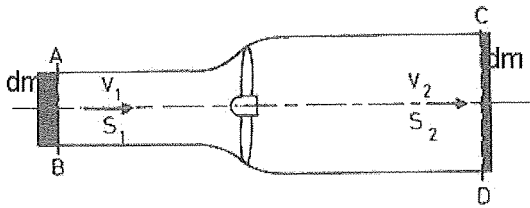


Figure 3 : Veine de vent

Estimons la force qui provoque ce phénomène. Le premier principe de la mécanique nous dit que :

$$\frac{d\vec{p}}{dt} = \vec{F}$$

Exprimons la variation de la quantité de mouvement d'une masse d'air $M+dm$ autour d'un volume de contrôle V délimité par ABCD.

A l'instant t , la masse d'air $M+dm$ correspond au rectangle noir de gauche et à V :

$$p(t) = dm \cdot v_1 + p_V$$

A l'instant $t+dt$, la masse d'air $M+dm$ correspond au rectangle noir de droite et à V :

$$p(t + dt) = dm \cdot v_2 + p_V$$

Entre les deux instants t et $t+dt$, V correspondant au volume commun ABCD reste dans un état constant, on a donc :

$$dp = p(t + dt) - p(t) = dm \cdot (v_1 - v_2)$$

Le débit se conservant et en supposant l'air incompressible :

$$S_1 \cdot v_1 = S_2 \cdot v_2 = S \cdot v$$

Et :

$$dm = \rho \cdot v \cdot dt \cdot S$$

d'où :

$$F = \frac{dp}{dt} = \rho \cdot V \cdot S \cdot (v_1 - v_2)$$

La puissance absorbée est donc de la forme :

$$P = F \cdot v = \rho \cdot v^2 \cdot S \cdot (v_1 - v_2)$$

En appliquant le théorème de l'énergie cinétique à l'élément dm et en dérivant on obtient directement une autre expression de cette puissance :

$$P = \frac{dEc}{dt} = \frac{1}{2} \cdot \frac{dm}{dt} \cdot (v_1^2 - v_2^2)$$

$$P = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot S \cdot v \cdot (v_1^2 - v_2^2)$$

En égalisant ces deux expressions de P , on obtient :

$$v = \frac{v_1 + v_2}{2}$$

D'où :

$$P = \frac{1}{4} \cdot \rho \cdot S \cdot (v_1 + v_2) \cdot (v_1^2 - v_2^2)$$

Pour une vitesse de vent v_1 donnée, cette expression trouve un maximum pour

$$v_2 = \frac{v_1}{3}$$

Soit :

$$P_{\max} = \frac{8}{27} \cdot \rho \cdot S \cdot v_1^3 = \frac{16}{27} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot \rho \cdot S \cdot v_1^3 \right)$$

De plus :

$$S_1 \cdot v_1 = S \cdot v \text{ et } v = \frac{v_1 + v_2}{2} = \frac{2}{3} v_1$$

On a alors :

$$P_{\max} = \frac{8}{27} \cdot \rho \cdot S \cdot v_1^3 = \frac{8}{9} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot \rho \cdot S_1 \cdot v_1^3 \right)$$

L'énergie maximale susceptible d'être recueillie par l'éolienne est au plus 8/9 de l'énergie cinétique de l'air qui la traverse.

B. Caractéristiques du capteur mécanique

1. Portance et Traînée d'un profil : De l'aile d'avion...

Sur une voilure type aile d'avion, de section constante, on définit les forces résultantes appliquées par l'air sur le profil :

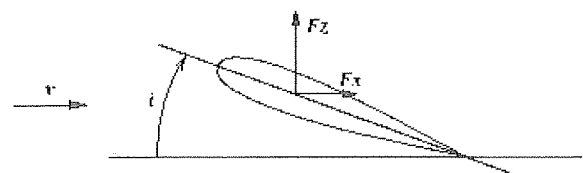
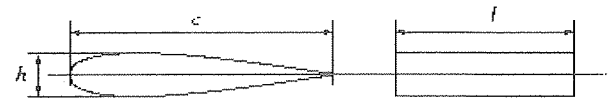


Figure 4 : Aile d'avion et forces résultantes

avec :

- v la vitesse du vent (par rapport au profil) ;
- i l'angle d'incidence ;
- F_z la force de portance ;
- F_x la force de traînée.

F_z et F_x sont pris de la forme habituelle :

$$F_x = \frac{\rho \cdot A}{2} v^2 \cdot C_x(i)$$

$$F_z = \frac{\rho \cdot A}{2} v^2 \cdot C_z(i)$$

où :

- A désigne l'aire de la surface projetée : $A = l \cdot h$
- ρ la densité de l'air
- C_x le coefficient de portance du profil
- C_z le coefficient de traînée du profil

Attention ! Les forces F_z et F_x peuvent être exprimées dans différentes bases : base liée à la direction du vent relatif ou base liée au profil. On utilisera la première dans ce qui suit.

Notons que les coefficients C_x et C_z sont fonctions de l'incidence. A titre d'information, on donne l'allure :

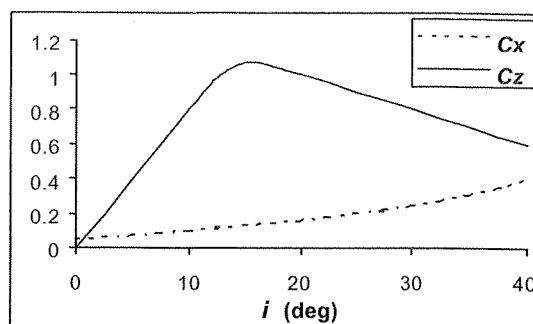


Figure 5 : Coefficients de portance et de traînée

On observe en particulier la chute brutale de portance au delà de 15° (phénomène de décrochage).

2. ...à la pale d'éolienne

Considérons une section S d'une pale d'éolienne :

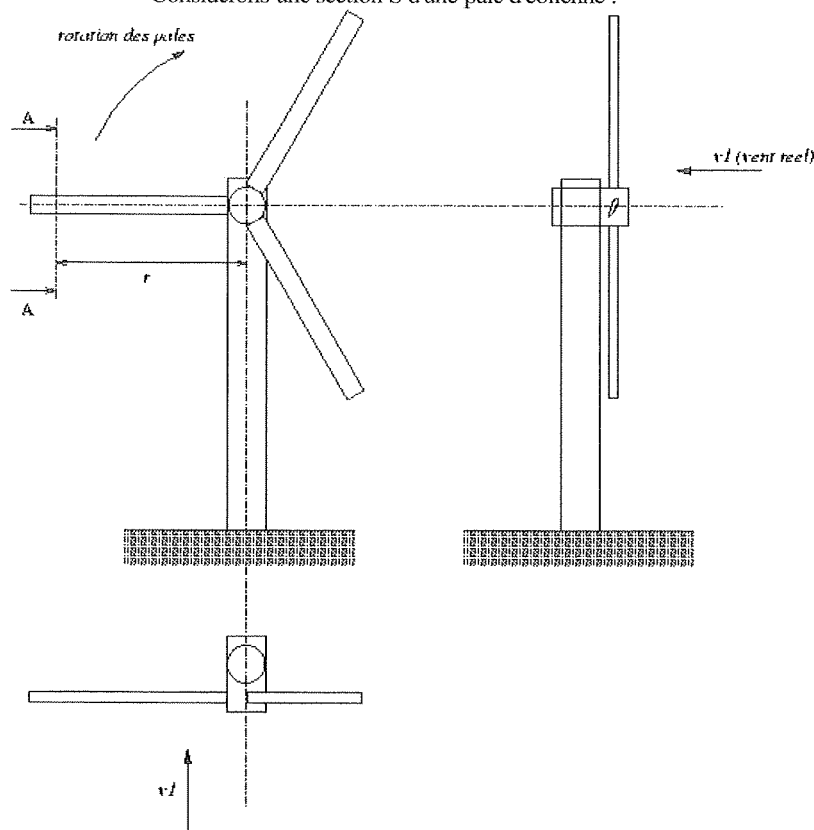


Figure 6 : vue globale de l'éolienne

- r est la distance de l'axe de l'hélice au plan de la section choisie (plan défini par A-A),
- v_1 est l'intensité du vent (i.e. le vent par rapport au sol).

On suppose que l'axe de l'hélice est aligné avec le vent, qui est uniforme et constant.

Le profil considéré "voit" d'une part le vent réel v_1 , mais aussi le vent relatif v_2 qui est dû à la vitesse de la section elle-même par rapport au sol.

Ainsi avec la somme vectorielle $v_1 + v_2 = v$, on se retrouve dans la situation de l'aile d'avion :

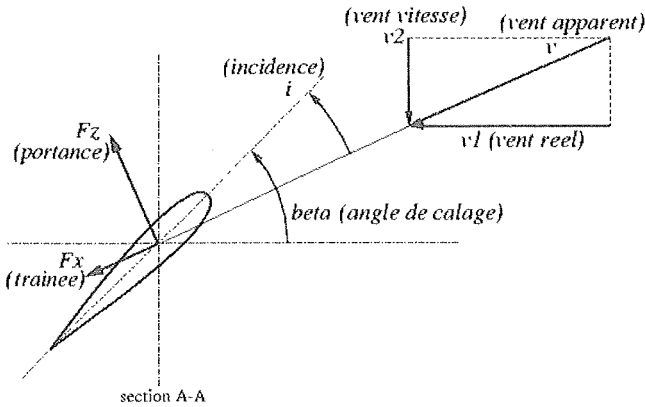


Figure 7 : profil de la pale d'éolienne (correspond au plan de section A-A de Figure 6)

- ici l'angle β caractérise le positionnement de la pale par rapport à l'axe de l'hélice (angle dit de calage)
- le vent relatif est donné par $v_2 = \omega \cdot r$ (ω vitesse de rotation de l'hélice).

Les forces appliquées par l'air sur une portion de longueur l de la pale sont donc encore :

$$F_x = \frac{\rho \cdot A}{2} v^2 \cdot C_x(i) \text{ et}$$

$$F_z = \frac{\rho \cdot A}{2} v^2 \cdot C_z(i)$$

Et le couple moteur que pourra fournir l'hélice sera l'intégrale, sur toutes les pales, des couples

$$M = r \cdot (F_z \cdot \cos(\beta - i) - F_x \cdot \sin(\beta - i))$$

comme $v^2 = v_1^2 + v_2^2$ on a :

$$M = r \frac{\rho A}{2} (v_1^2 + v_2^2) \cdot [C_z(i) \cdot \cos(\beta - i) - C_x(i) \cdot \sin(\beta - i)]$$

et la puissance fournie est :

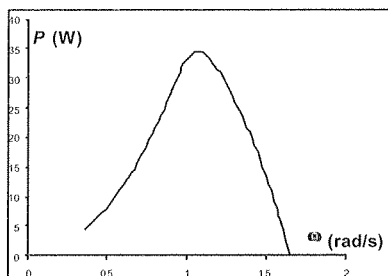
$$P = \omega r \frac{\rho A}{2} (v_1^2 + v_2^2) \cdot [C_z(i) \cdot \cos(\beta - i) - C_x(i) \cdot \sin(\beta - i)]$$

Si on trace P en fonction de la vitesse de rotation de l'hélice ω

(en remarquant $v_2 = \omega \cdot r$ et $i = \beta - \arctan \frac{\omega \cdot r}{v_1}$),

on obtient une courbe, à vitesse de vent réel fixée, d'allure :

Figure 8 : Caractéristique puissance/vitesse de rotation du capteur mécanique



C. Adéquation générateur/capteur mécanique

1. Intérêt de la vitesse variable

Pour la suite on se place dans le cas des éoliennes à pas fixe. On peut également réaliser des systèmes à pas variable pour s'adapter à la vitesse du vent, mais une pale fixe a l'avantage de la simplicité mécanique et de la robustesse.

Un angle de calage est choisi à l'installation de l'éolienne pour avoir une bonne adéquation entre la courbe de puissance des vents du site et la plage des vitesses de rotations de l'alternateur éolien.

Pour différentes vitesses de vent réel on obtient, en traçant les courbes P- ω (Figure 8), un réseau de courbes de la forme :

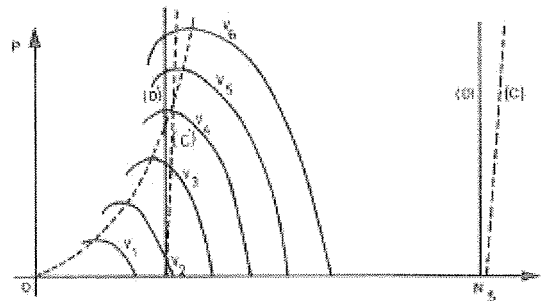


Figure 9 : Caractéristiques puissance/vitesse de rotation

En ordonnée on trouve la puissance mécanique reçue et en abscisse la vitesse de rotation de l'éolienne.

- Courbes v_1, v_2, \dots, v_6 : puissance reçue en fonction de la vitesse de rotation, pour différentes vitesses de vent réel
- (D) : caractéristique d'un alternateur synchrone
- (C) : caractéristique d'un alternateur asynchrone

Si l'alternateur (synchrone ou asynchrone) est directement relié au réseau, ce dernier va imposer une plage étroite de vitesse de rotation (une vitesse fixe pour le synchrone, un faible glissement pour l'asynchrone).

On n'utilise alors de manière optimale qu'une vitesse de vent. Pour une autre intensité de vent seule une fraction de la puissance maximale sera récupérée.

Si au contraire l'alternateur est relié au réseau via un convertisseur statique, le réseau n'impose plus sa fréquence à l'éolienne. Par la commande du convertisseur on asservit la vitesse de rotation pour optimiser la puissance débitée en fonction du vent (on suit la courbe en pointillés des puissances max.).

2. Solution de Jeumont Industrie

La solution de Jeumont Industrie est constituée :

- d'un alternateur discoïde ;
- d'un convertisseur statique de type onduleur-redresseur MLI à IGBT.

L'alternateur discoïde est une machine à champ axial. Contrairement aux machines classiques à champ radial où les conducteurs et les pôles sont disposés le long de génératrices d'un cylindre, ceux-ci sont disposés sur les rayons d'un disque. L'avantage de cette structure est de pouvoir multiplier le nombre de surface d'entrefer par ajout de disques et d'avoir une puissance massique importante.

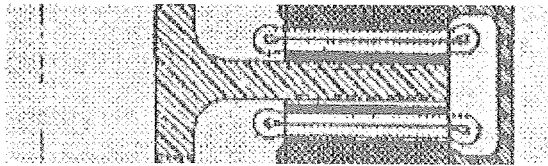


Figure 10 : Demi-disque et bobinage correspondant

Cette technologie est particulièrement efficace avec un nombre important de pôles. Ces derniers sont constitués d'aimants permanents terres rares NdFeBo qui permettent malgré la petitesse des pôles d'avoir une induction dans l'entrefer importante (comparativement à des pôles bobinés où l'induction est proportionnelle à leur taille). Cet entraînement à vitesse lente permet de se passer du multiplicateur et d'avoir une attaque directe. Les multiplicateurs de fortes puissance (>700 kW) et à grand rapport de vitesses présentent des problèmes de fiabilité et de vieillissement précoce lorsqu'ils sont soumis à des charges variables. La maintenance de ce type d'appareil en haut d'un mât peut se révéler très coûteuse.

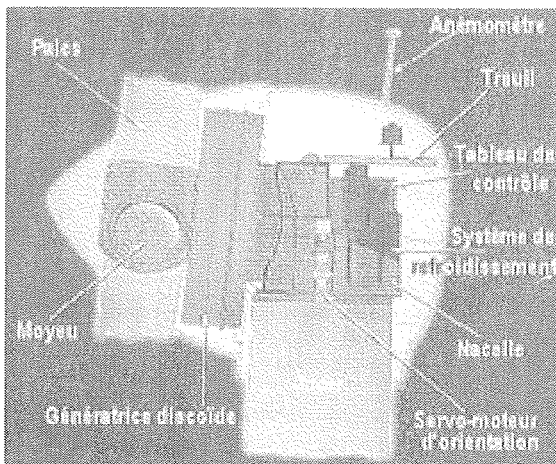


Figure 11 : Nacelle de la J148

Le convertisseur MLI côté machine permet d'utiliser l'alternateur à son rendement maximum et de commander la vitesse de l'éolienne de manière à optimiser le transfert de puissance :

- par vent faible la consigne de vitesse est lue dans une table mémoire fonction de la vitesse du vent (mesurée par anémomètre) ;
- pour des vents plus forts le fonctionnement se fait à puissance constante (la puissance nominale).

L'asservissement de vitesse permet également de freiner et d'arrêter l'éolienne en cas de vents trop violents. Un frein mécanique double le frein électrique et assure le verrouillage à l'arrêt.

L'onduleur MLI alimente le réseau à tension et fréquence fixe par l'intermédiaire d'un transformateur BT/HTA. Il permet de fonctionner à cos ϕ unitaire et de limiter la pollution réseau en courants harmoniques. C'est lui aussi qui régule la tension du bus continu.

Actuellement une éolienne de 750 kW est installée à WIDEHEM (Nord-Pas de Calais) et sera bientôt rejointe par 5 autres de mêmes puissances.

| | |
|------------------------------|---------------|
| Puissance nominale | 750 kW |
| Hauteur du moyeu | 46 m |
| Diamètre des pales | 48 m |
| Vitesse de rotation | 9 à 25 tr/min |
| Vitesse nominale du vent | 13,14 m/s |
| Vitesse du vent au démarrage | 3 m/s |
| Vitesse maximale du vent | 25 m/s |

Caractéristiques de la J148

D. Bibliographie

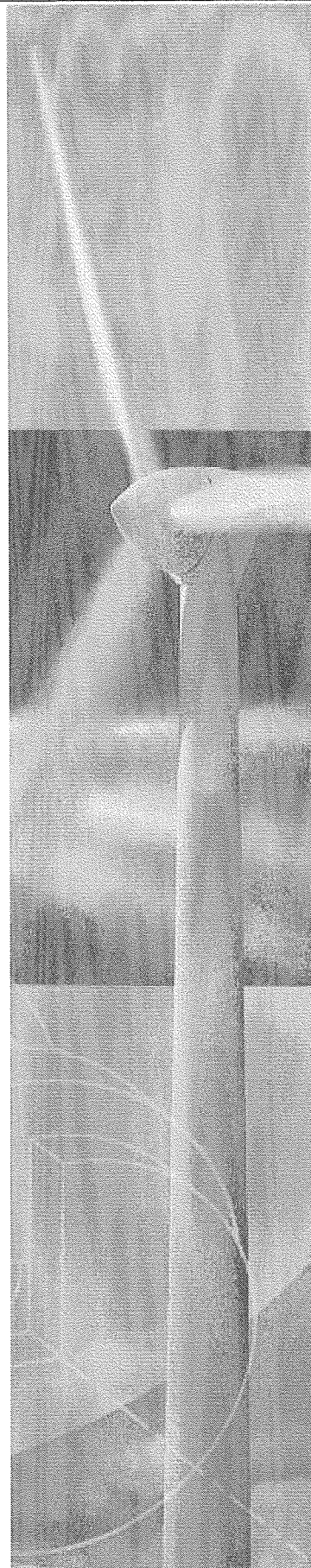
Energie Eolienne
Désiré Le Gourières
Eyrolles

Les entrainements de fortes puissances et à très basses vitesses
P. Letellier - Jeumont Industrie
CEMD'99 Cachan

La variation électronique de vitesse au service de la production d'énergie électrique par éolienne
C. Saget
REE juillet 1998

Energies Eoliennes
J. Martin
Techniques de l'Ingénieur

www.WINDPOWER.dk



CAPTAGE DE L'ENERGIE SOLAIRE DANS L'ESPACE ET TRANSMISSION PAR MICRO-ONDES

F. COSTA, E. LABOURE

ENS Cachan LESIR UPRESA 8029
61, Avenue du Président Wilson, 94230 Cachan

1. INTRODUCTION

Cet article présente une perspective très futuriste de l'utilisation des énergies renouvelables puisqu'il s'agit de capter l'énergie solaire dans l'espace grâce à des photopiles puis de l'acheminer sur terre par faisceaux de micro-ondes. Le concept paraît surprenant, cependant de nombreuses études ont été réalisées sur sa faisabilité depuis une quarantaine d'années et des travaux sont toujours en cours. Par ailleurs, un congrès international annuel sur ce thème existe depuis une petite dizaine d'années et quelques expériences commencent à voir le jour. Nous ferons ici une synthèse historique et technique de ce projet en montrant les difficultés à vaincre.

2. TRANSMISSION SUR GRANDES DISTANCES PAR MICRO-ONDES

2.1. Historique :

L'utilisation de faisceaux micro-onde pour la transmission de puissance date du début des années 1950. L'observation spatiale étant inexistante et, dans le contexte de la guerre froide, l'armée américaine envisagea des plates-formes d'observation hélicoptères stationnaires en haute altitude (15 000m) et qui seraient restées postées sur de longues périodes, d'où l'idée l'apport d'énergie par faisceaux directifs micro-ondes. La société Raytheon au travers des travaux de William C. Brown, spécialiste de la fabrication de tubes d'émission micro-onde participa initialement à ce programme (projet RAMP : Raytheon Airborn Microwave Platform 1959). L'utilisation de micro-ondes λ de l'ordre de 10cm, fréquence de l'ordre de 3GHz est nécessaire afin de pouvoir utiliser des réflecteurs et des lentilles de tailles raisonnables pour focaliser le faisceau. On démontra qu'il est théoriquement possible de transmettre de l'énergie micro-onde avec un rendement proche de 100% [1].

A cette époque existaient différents problèmes liés à la technologie disponible :

- la nécessité de tubes d'émission de forte puissance avec un bon rendement (seul existait le Klystron limité à quelques 100W et d'un rendement de l'ordre de 40%).

- la nécessité de convertir avec un bon rendement l'énergie micro-ondes en courant continu, ce qui nécessitait des diodes VHF performantes inconnues à l'époque. Le concept d'antenne redresseur (rectenna) apparut : c'est une structure qui intègre le dipôle récepteur, un filtre anti-harmoniques et le redresseur, le principe sera détaillé plus loin.

La première réalisation eut lieu en 1963 sur une maquette de plate-forme hélicoptère guidée en altitude par des câbles, un faisceau de 400W transmet une puissance de 100W à un petit moteur à courant continu qui entraînait une hélice. Le rendement total fut de 13%.

Les années suivantes des progrès sur la conception de l'antenne redresseur et des diodes à l'état solide permirent

d'augmenter significativement le rendement de transmission [2].

1964 : 4480 diodes à pointe sont nécessaires pour obtenir 270W pour une masse de 5,5kg/kW DC, la plate-forme est sustentée à une hauteur de 20m.

1968 : on passe à 1kg/kW DC .

1971 : développement de diodes Schottky à l'AsGa en redresseur demi-onde, ce qui simplifie la structure de l'antenne.

1973 : le rendement de transmission passe à 27% pour une puissance reçue de 40W.

1975 : essai de transmission sur quelques mètres avec une antenne d'émission à ouverture gaussienne, le rendement obtenu (DC DC) est de 54%.

1975 : Au JPL, 30kW DC reçu pour allumer des lampes avec une antenne de 18m² sur une distance de 1600m avec un rendement (DC/micro-onde) de 84%.

1975 : démonstration de l'utilisation possible du magnétron de four à micro-onde avec un bon rapport signal/bruit et une bonne durée de vie.

1976-77 : Rectenna à deux plans : un plan récepteur (dipôle +diodes) et un plan réflecteur.

1983 : Rectenna en couche mince et un rendement micro-onde/DC de 85% pour un rendement massique de 1kW/kg.

Dans les années 80, la technologie émission/réception est mûre et on en vient à imaginer des applications différentes des objectifs initiaux avec des puissances transmises plus élevées. Les principaux projets sont décrits ci-dessous

2.2. Projet SPS (Solar Power Satellite)

Ce concept est introduit en 1968 par Peter Glaser [3], [6] : un satellite en orbite géostationnaire capte l'énergie solaire disponible en permanence grâce à des photopiles, cette énergie est ensuite envoyée sur terre par faisceau micro-ondes. Cette solution veut représenter une alternative à la disparition des énergies fossiles et aux restrictions d'utilisation de l'énergie nucléaire pour cause d'écologie. Les équipements sont dimensionnés pour une puissance fournie de l'ordre de 5 gigawatt. Le satellite mesure 5200m x 10400m

pour ce qui est de la surface de captage du rayonnement solaire. Celui-ci est de 1400W/m^2 dans l'espace, soit 40% de plus que sur terre avec un taux de disponibilité de 100%. Le rendement de cette première conversion est estimé à 15%. L'antenne d'émission à réseau présente un diamètre de 1000m. La source micro-onde est constituée par 100 000 tubes klystron de 70kW de puissance unitaire émise. Le rendement de transmission DC-DC est estimé entre 58 et 72% qui sont en réalité les chiffres atteints en laboratoire à faible niveau de puissance transmise. Les antennes réceptrices au sol sont elliptiques ($10\text{km} \times 13\text{km}$) et captent l'énergie sous une densité de l'ordre de 100W/m^2 à 2.45GHz . Notons que le coût actuel du lancement et de l'assemblage en orbite géostationnaire d'un tel satellite est d'un coût inabordable.

Récemment (1997), la NASA a réactivé cette idée avec une approche plus modulaire et standardisée de façon à pouvoir lancer des modules par des fusées classiques. Par ailleurs, des progrès sensibles ont été réalisés sur les différents maillons technologiques, en particulier sur les cellules solaires pour lesquelles le rendement approche 25%. Le concept de tour solaires est apparu fournissant une puissance de 100 à 400MW pour un coût de 8 à 15 Milliards d'Euro, ce qui représente une réduction d'un facteur 30 par rapport au concept initial, soit un prix variant de 20 à 40 Euro/Watt.

Le tableau suivant permet de comparer les coûts au Watt en capital (investissement à réaliser) et en production pour diverses sources d'énergies. Il apparaît clairement que la solution SPS est encore peu compétitive, mais qu'elle est susceptible de le devenir à moyen terme.

| | charbon | gaz | nucl. | hydro | solaire | SPS |
|--------------------------|---------|-----|-------|-------|---------|-------|
| coût capital Euro/W | 3,2 | 1,8 | 3,5 | 5,3 | 13 | 20/40 |
| coût de production c/kWh | 5 | 3 | 4,5 | 3 | 6 | 4 |

2.3.Projet LEO to GEO (Low Earth Orbit to Geostationary Orbit) :

C'est un projet de véhicule spatial permettant le transfert de fortes charges (50T) d'une orbite basse à l'orbite géostationnaire en utilisant des propulseurs ioniques (Xénon) alimentés en énergie électrique transmise par faisceau micro-ondes depuis la terre [3]. L'énergie transférée est de 20MW et nécessite une surface d'antenne de $50\,000\text{m}^2$. Ce système nécessite l'installation de stations d'émission réparties autour de l'équateur pour assurer la continuité de fourniture en énergie à la station spatiale.

2.4.Projet PRS (Power relay satellite)

Il consiste en un satellite réflecteur situé en orbite géostationnaire qui assure le transfert d'énergie depuis une station d'émission dans une zone éloignée à une station de

réception proche d'utilisateurs, c'est à dire du transport sur de très longues distances.

2.5.Projet HALE (High Altitude Long Endurance aircraft)

C'est un avion sans pilote volant à une altitude de 20km durant plusieurs mois ou semaines pour assurer une fonction de relais de télécommunications ou de station météo de haute altitude, cette solution étant nettement moins onéreuse qu'un satellite.

2.6.Projet WPT (Wireless Power Transmission) à la Réunion

Pour finir, citons le projet démonstrateur sur l'île de la Réunion d'une transmission sans fil de 10kW sur 700m par micro-ondes à $2,45\text{GHz}$ pour assurer la fourniture d'énergie à un village isolé (site de Grand Bassin). La densité d'énergie du faisceau est de 25mW/cm^2 . Le respect du cadre environnemental a conduit à choisir cette solution. Le coût estimé est de l'ordre de 4MF. Le rendement global visé est de 20%, l'énergie est fournie par le réseau EDF.

3.PRINCIPE DE LA TRANSMISSION ET LIMITATIONS :

3.1.Principe

Le principe consiste à transformer une puissance continue en énergie micro-onde (de longueur décimétrique) à transmettre cette énergie via une antenne directive et à assurer la conversion inverse sur une antenne redresseur de réception. Le schéma de principe est représenté figure 1.

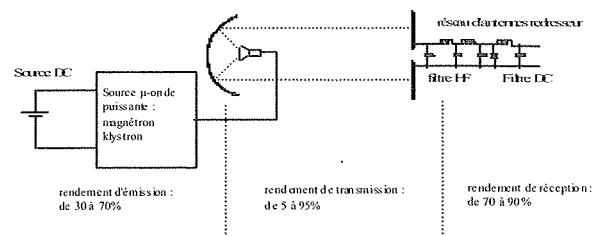


Figure 1 : principe de la transmission

Le faisceau micro-onde présente différentes zones dans lesquelles il a des propriétés spécifiques. On distingue :

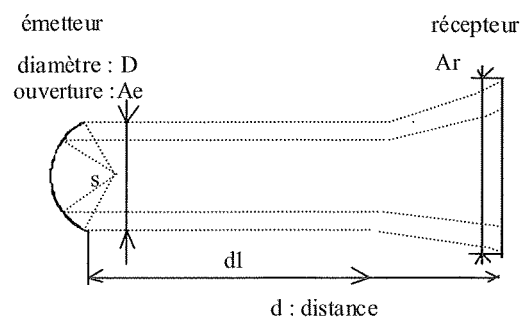


figure 2 : diffraction du faisceau micro-onde

- une zone dans laquelle l'énergie reste concentrée à 90% à l'intérieur d'un faisceau tubulaire, elle s'étend jusqu'à une distance $d_1 = D^2/2\lambda$, D est le diamètre de l'ouverture rayonnante. C'est la zone de Rayleigh.

- une zone où le faisceau commence à diverger, comprise entre d_1 et $d_2 = 2D^2/\lambda$. C'est la zone de Fresnel.

- une zone dite de Fraunhofer où le faisceau devient omnidirectionnel.

L'application en terme de transfert d'énergie ne peut se concevoir que dans les premières zones.

3.2. Rendement de transmission

Plusieurs paramètres permettent de définir les caractéristiques et le rendement de la transmission :

L'expression de la densité de puissance χ obtenue au centre de l'ouverture de réception, dans l'axe de l'ouverture d'émission de surface A_e , à une distance d , délivrant une puissance P avec un rayonnement micro-onde de longueur λ est donnée par :

$$(1) \quad \chi = \frac{A_e \cdot P}{(\lambda \cdot d)^2}$$

Cette expression montre l'intérêt de travailler avec une faible longueur d'onde pour maximiser χ .

Le rendement de la transmission dépend des paramètres A_e , A_r , d , λ . On définit un paramètre normalisé τ :

$$(2) \quad \tau = \frac{\sqrt{A_e \cdot A_r}}{\lambda \cdot d}$$

La courbe (figure 3) suivante résultant des calculs de [1] précise l'évolution du rendement de transmission (puissance reçue/puissance émise) en fonction de τ .

On constate donc la possibilité de transmettre de la puissance avec un rendement proche de 1. On remarque toutefois que la taille de l'ouverture d'émission croît avec la distance sur laquelle on veut transférer la puissance. En supposant $\lambda = 10\text{cm}$ ($F = 3\text{GHz}$), un rendement de transmission de 95%, soit $\tau = 2$, et en supposant de plus que l'ouverture d'émission est quatre fois plus petite que celle de réception, $A_r = 4 \cdot A_e$, on en déduit une relation entre le diamètre de l'antenne d'émission et la distance de transmission :

$$(4) \quad D = 0.36 \cdot \sqrt{d}$$

D et d en mètre

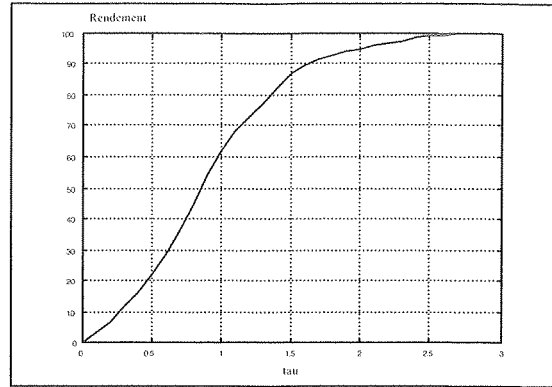
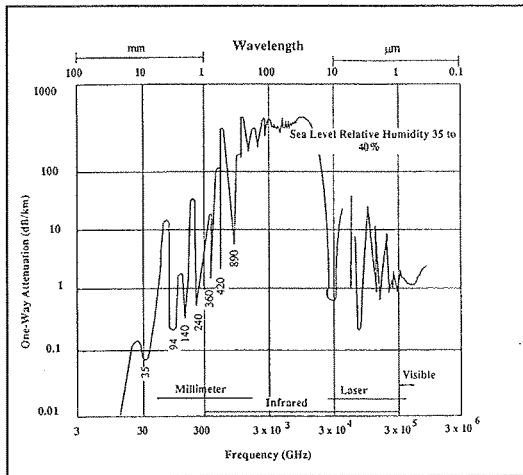


Figure 3 : rendement de transmission

Une transmission sur 10km nécessite donc une antenne de 36m de diamètre, ce qui paraît peu réaliste. On est donc amené à accepter une dégradation du rendement de transmission pour obtenir des dimensions d'antenne acceptable. Par exemple le projet SPS est dimensionné avec τ de l'ordre de 0.9 ce qui assure un rendement de transmission de l'ordre de 60%. Le projet sur l'île de la Réunion de transmission de puissance de 10kW est dimensionné pour un rendement global de 20%, soit un rendement de transmission de l'ordre de 50%.

Le choix de la fréquence est important à plusieurs titres : il influe sur le rendement de transmission comme le montrent les équations (1), (2) et (3). Par ailleurs, il dépend des propriétés physiques du milieu dans lequel s'opère la propagation. Il n'y a pas de restriction dans le vide, il est alors intéressant de travailler à la fréquence la plus élevée possible, compatible avec un bon rendement des tubes d'émission et du dispositif de réception. La gamme de 35GHz semble bien adaptée à la technologie actuelle des tubes d'émission. Par contre dans l'atmosphère, le rendement décroît fortement au delà de 3GHz à cause de la présence de molécules d'eau, la fréquence de 2.5GHz est intéressante car il est possible d'utiliser des magnétrons (puissance de l'ordre du kW) en réseau, analogues à ceux utilisés en chauffage micro-onde ou des klystrons. Le rendement est de l'ordre de 70% pour ces technologies. Même si l'atténuation dans l'atmosphère augmente fortement pour des fréquences supérieures à 3GHz, il existe cependant quelques fenêtres comme le montre la courbe 4. Notamment la fenêtre à 35GHz peut être intéressante pour des transmissions de quelques dizaines de kilomètres.



Courbe 4 : atténuation atmosphérique en fonction de la fréquence

Les aspects théoriques à aborder pour maîtriser ces concepts sont :

- la réflexion d'onde sur une paroi : pour l'émission par une antenne de type parabole [4]
- le rayonnement d'une ouverture : pour connaître la répartition de la densité de puissance au niveau de l'ouverture et son diagramme de rayonnement. La répartition du champ E dans l'ouverture est la transformée de Fourier du diagramme de rayonnement. Ce résultat est important pour optimiser le rayonnement de l'antenne et notamment éviter les lobes secondaires. La répartition gaussienne du champ dans l'ouverture permet d'éviter ce problème [1], [4], [5].
- la théorie de la diffraction pour la dispersion du faisceau [4].

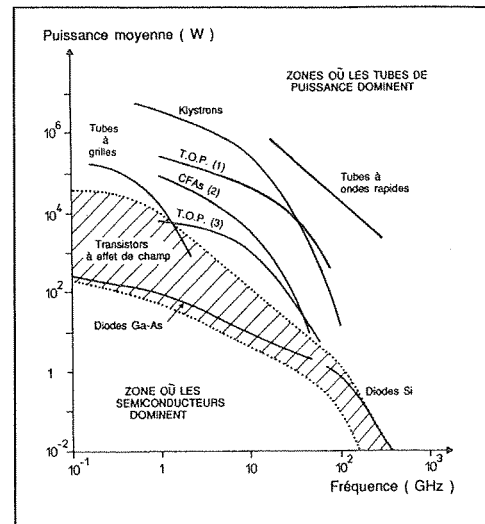
3.3. Les sources micro-onde [10]

Les sources de micro-onde de puissance sont essentiellement des tubes à vide. Leurs domaines d'application actuel se situent dans les télécommunications, le radar et les applications d'instrumentation scientifique et médicale (accélérateurs). Leur gamme de fréquence s'étend de 1 à 30GHz. Les semi-conducteurs de puissance (As-Ga) adaptés à la gamme 1GHz-30GHz ne dépassent pas quelques dizaines de watt. La courbe 5 présente dans un plan puissance/fréquence, les technologies de sources micro-ondes disponibles.

Le fonctionnement des tubes est basé sur l'interaction entre un champ magnétique et un champ électrique RF : l'énergie cinétique ou potentielle acquise par les électrons est cédée au champ électromagnétique.

Parmi les tubes de puissance, on distingue :

- les klystrons : ce sont des tubes amplificateur bande étroite à plusieurs cavité résonnantes. Le principe du klystron est de moduler longitudinalement la vitesse d'un faisceau électronique par un champ électrique RF. Il y a ainsi formation de paquets d'électrons qui se déplacent. La modulation de vitesse se traduit par la modulation du courant électronique. Ce courant induit par résonance de la cavité de sortie un champ RF. Ce principe est représenté figure 6.



Courbes 5 : technologies de sources micro-ondes

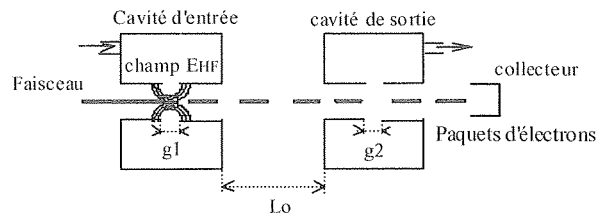


Figure 6 : principe du klystron

Pour augmenter le gain, plusieurs cavités sont placées en cascades. La limite en gain se situe aux environs de 90dB. En accordant différemment les diverses cavités, il est possible de réaliser une amplification à bande élargie. Le rendement varie de 40 à 70%, les pertes résultent de l'énergie cinétique des électrons venant collisionner le collecteur du faisceau. Il est impérativement muni d'un dispositif de refroidissement. La gamme puissance/fréquence de ce type de composant est donnée par le tableau suivant [7]:

| Puissance (kW) | Rendement | Fréquence |
|-------------------|-----------|----------------------------------|
| 1 | 50-70% | 1.3 à 18 GHz |
| 50 | 25-35% | 400-900 MHz: bande TV VHF/UHF |
| 1000 (impulsions) | 65-70 | 300 MHz |

- Le magnétron [8], [9] : c'est un tube oscillateur. Différents modèles existent, notamment dans les applications de chauffage industriel ou domestique (four à micro-ondes). La gamme de puissance s'étale de quelques centaines de watt à environ 10kW pour la fréquence industrielle de 2.45GHz. Les rendements maximaux obtenus sont de l'ordre de 70%.

La structure de ce dispositif est représentée figure 7.

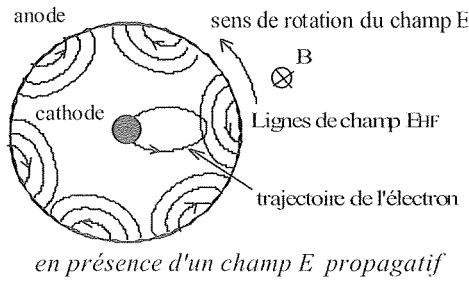
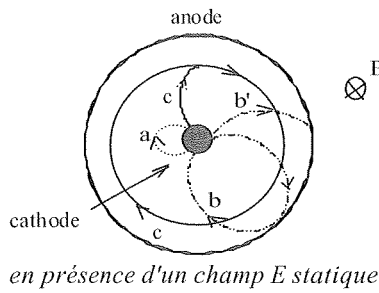


Figure 7 : principe du magnétron

Dans le cas de polarisation par un champ électrique statique E_0 , un électron émis par la cathode est accéléré par l'anode. En présence d'un champ magnétique transversal B , sa trajectoire s'incurve. Plusieurs cas sont possibles selon l'intensité du champ B :

- l'électron décrit une trajectoire a) qui le ramène sur la cathode : il n'y a pas de courant
- l'électron est attiré par l'anode et y cède son énergie cinétique b) ou il frise l'anode et revient sur la cathode à vitesse nulle b) : un courant apparaît
- l'électron n'atteint pas la cathode mais se déplace autour de la cathode c). L'électron possède une vitesse particulière $V_e = E_0/B$ telle que la force exercée par le champ électrique compense celle exercée par le champ magnétique.

Si on ajoute au champ E_0 statique un champ RF défini par :

$$E_1 = E_{HF} \cdot \exp(j(\omega t - \beta z))$$

sa vitesse de phase (ou de propagation) vaut :

$$V_p = \omega/\beta.$$

La propagation de ce champ sur l'anode est analogue au champ tournant d'une machine. Le transfert entre l'énergie cinétique de l'électron et le champ n'est possible que s'il y a synchronisme entre la vitesse V_e et la vitesse de propagation V_p du champ E_{HF} . Un électron émis par la cathode avec la vitesse initiale V_0 va se trouver ralenti pour atteindre la vitesse du champ V_p . le différentiel d'énergie $w = e(V_0 - V_p)$ est cédé au champ électromagnétique. Les électrons émis qui ne participent pas à cet échange contribuent à dégrader le transfert d'énergie, ce qui explique le rendement inférieur à 1. En réalité le phénomène concerne un ensemble d'électrons dont la trajectoire tourbillonnaire autour de la cathode finit par atteindre l'anode (sinon il n'y aurait pas de courant) en cédant son énergie potentielle.

L'anode est constituée de cavités résonnantes qui constituent une ligne fermée sur elle-même dans laquelle se propage le champ E_{HF} , la ligne possède donc plusieurs

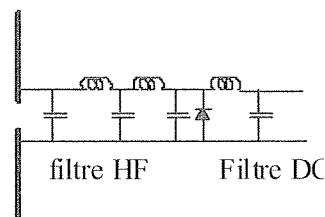
modes propres, dont un (mode π) est accordé sur la vitesse de rotation des électrons. L'oscillation démarre sur le bruit propre de la structure.

Le signal est prélevé par une boucle couplée à une des cavités, noter que du fait de l'existence possible de plusieurs modes, le signal de sortie possède une pureté spectrale moins grande que dans le cas d'amplification par klystron. Enfin sa durée de vie est plus faible que celle du klystron.

D'autres variétés de tubes existent : gyrotrons, tubes à ondes progressives, mais leurs rendement inférieur à 30% ne permettent pas actuellement de les utiliser en transmission d'énergie, des études sont en cours pour améliorer leurs performances.

3.4. Technologie de réception

Le convertisseur d'énergie micro-onde-courant continu est une antenne intégrant un filtre HF, un redresseur et un filtre BF. Ce dispositif est dénommé rectenna (rectifier-antenna). L'antenne est constituée de dipôles élémentaires associés en séries parallèles comme représenté sur la figure 8. Pour augmenter le rendement de réception, un réflecteur est associé au réseau de cellules.



cellule dipôle redresseur

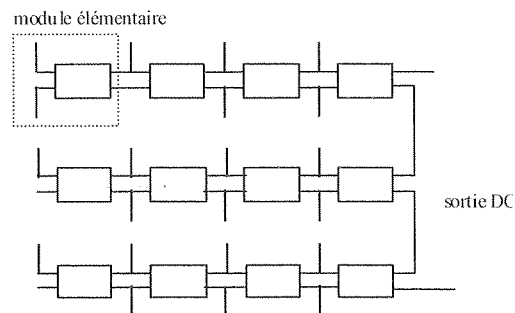


Figure 8 : principe du rectenna

La présence du filtre HF passe-bas du cinquième ordre en sortie du dipôle demi-onde permet d'éviter la circulation dans celui-ci des courants harmoniques générés par le redresseur. La cellule de filtrage classique LC en sortie permet de restituer la composante continue de tension redressée. La charge de sortie doit être adaptée pour un rendement optimal de la cellule comme l'indique la courbe de la figure 9.

Les filtres sont directement réalisés par des motifs ajoutés à la ligne reliant le dipôle à la sortie DC. Cette technique est actuellement parfaitement maîtrisée [3], [11], [13], [14].

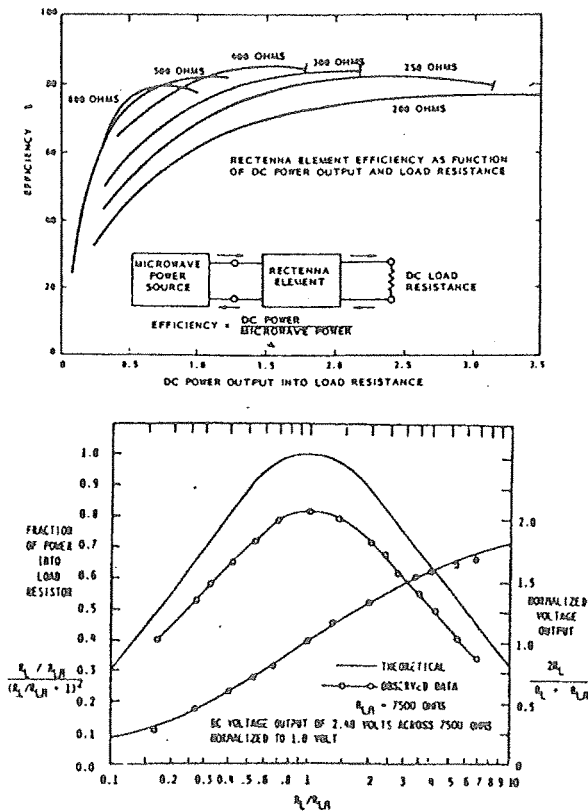


Figure 9 : évolution du rendement de la cellule en fonction de la résistance de charge

Des études [11] ont montré l'intérêt d'établir un modèle de la diode schottky à l'AsGa pour optimiser le rendement de la cellule. Un modèle à composants non-linéaire a été proposé dans cette étude.

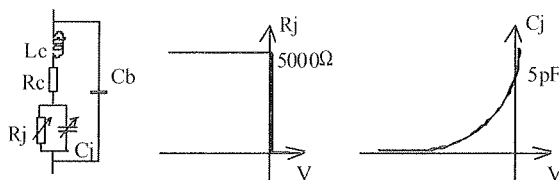


Figure 10 : modèle de la diode RF

Il ressort qu'à 2.45GHz, un rendement de 85% peut être obtenu pour une puissance restituée de 10W. La diode détermine essentiellement le rendement, ainsi que son adaptation aux impédances des circuits de charge et de filtre. Il a été constaté que le rendement optimal est obtenu pour une résistance de charge égale à environ 1.3 à 1.4 fois la résistance d'entrée de la diode.

Le rendement se dégrade jusqu'à environ 70% à une fréquence de fonctionnement de 35GHz. Cette étude a de plus montré que le rendement de conversion est amélioré par la présence du filtre qui élimine les harmoniques de commutation. A cette fréquence une partie de la puissance de l'ordre de 10% est dissipée dans la structure.

Un des inconvénients de la structure présentée concerne le dipôle demi-onde de réception. Il est également accordé pour les harmoniques d'ordre supérieur et favorise donc la

re-émission des harmoniques de redressement, ce qui contribue à dégrader le rendement. Pour minimiser ce problème, il a été proposé d'utiliser une antenne boucle qui ne peut résonner sur les ordres supérieurs [16]. Toutefois le rendement expérimentalement obtenu avec cette technique ne dépasse pas significativement les chiffres déjà cités (de l'ordre de 70%).

3.5. Pointage du faisceau

Le pointage du faisceau est nécessaire dans les applications où les antennes sont susceptibles de bouger l'une par rapport à l'autre. Le rendement de transmission et la sûreté de fonctionnement imposent que la densité maximale de puissance du faisceau coïncide avec le centre de l'antenne réceptrice. Plusieurs techniques ont été proposées pour assurer le guidage du faisceau, elles supposent que le faisceau puisse être dirigé à l'émission et que l'antenne de réception soit munie de capteurs adéquats pour assurer le retour d'informations de guidage [13].

Le pointage peut être obtenu de deux façons : mécaniquement ou par utilisation d'antennes émettrices à balayage électronique [5].

Les principes de détection du faisceau sur l'antenne de réception sont illustrés sur les figures 11 et 12.

Deux capteurs de champs (antennes de mesure) sont disposés selon les axes NS et EW de l'antenne de réception.

Le signal d'erreur est constitué par la mesure de la différence d'intensité du champ E reçu par chaque capteur : $\epsilon = V_1 - V_2$.

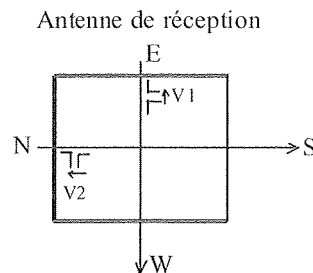


Figure 11 : capteurs associés à l'antenne de réception

L'antenne de réception est subdivisée en quatre aires égales selon les directions NS et EW. Une mesure de puissance (P_1, P_2, P'_1, P'_2) est effectuée pour chaque zone. Un signal d'erreur est fourni dans chacune des directions NS et EW par la mesure de la différence de puissance dans les demi-plans correspondants comme indiqué :

$$(5) \quad \epsilon_{ns} = (P_1 + P'_1) - (P_2 + P'_2)$$

$$(6) \quad \epsilon_{ew} = (P_1 + P_2) - (P'_1 + P'_2)$$

Le principe de guidage consiste donc à annuler l'erreur dans chaque direction pour assurer une illumination uniforme de l'antenne et le centrage du faisceau.

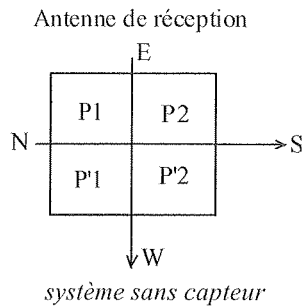


Figure 12 : principe de guidage du faisceau sans capteur

La vitesse de poursuite de la cible est liée à sa taille. Les études proposées [15] suggèrent que l'erreur de pointage ne doit pas dépasser le 1000ème du diamètre de l'antenne de réception. Selon sa vitesse de déplacement, on obtient donc la période d'échantillonnage des informations de pointage. Cette contrainte peut donc être assez sévère en terme de contrôle pour des mobiles rapides tels des avions sans pilotes.

3.6. Les réalisations existantes

Très peu de réalisations ont émergé des laboratoires, et aucune ne fait l'objet d'un développement industriel. Paradoxalement, beaucoup d'articles sont publiés sur le thème et un congrès mondial (SPS) est organisé tous les deux ans depuis 1991. Les différentes équipes étudient plutôt tel ou tel maillon de la chaîne. Citons les quelques projets plus finalisés étant apparu dans la bibliographie :

- Projet du centre de recherche en communication canadien, octobre 1987, petit avion sans pilote, la puissance reçue est de l'ordre du kW.
- Projet SPS 2000 à l'étude au Japon pour la transmission de 10MW depuis une orbite basse (1100km). Projet papier de faisabilité pour déterminer les lacunes technologiques et évaluer les coûts [17], un démonstrateur de l'ordre du Watt a été présenté au cours du congrès SPS94 au Japon (Sagamihara 1994).
- Projet à Grand Bassin (île de la réunion), transmission sur 700m pour fournir 10kW avec un rendement global de l'ordre de 20%. Les études sont encore en cours [18].

3.7. Les limitations du principe

Actuellement les limitations sont de trois ordres, technologiques biologique et politique. Concernant ce dernier point, le CISPR organisme international qui régit l'attribution des fréquences refuse l'accord pour ce type applications de transfert d'énergie à 2.45GHz pour les raisons suivantes :

- interférences avec les télécommunications
- interférence avec l'observation astronomique
- effets physiologiques non connu [12].

Concernant le premier point, les difficultés technologiques se situent par ordre de difficultés décroissantes :

au niveau de l'émission : le rendement des tubes à micro-ondes est encore faible : 40-70% au mieux et se dégrade avec la gamme de fréquence et de puissance. La modélisation de ces composants est encore loin d'être parfaite et il est encore beaucoup fait appel à l'expérimentation pour leur mise au point. Ce thème est probablement à approfondir. Des solutions en terme de sources à l'état solide (semi-conducteur de puissance) sont peut-être à envisager. A l'heure actuelle les transistors micro-onde de puissance ne dépassent pas la gamme 1-10W, mais des associations de sources en vastes réseaux sont peut-être à envisager.

au niveau de l'antenne d'émission : il faut pouvoir optimiser la directivité du faisceau et notamment éviter les lobes secondaires, sources de dégradation du rendement de transmission et d'agression sur l'environnement naturel et humain. Une recherche est à envisager sur ce thème. Une seconde difficulté concerne la nécessité de diriger le faisceau pour certaines applications telles SPS ou l'alimentation de mobiles. Le contrôle du pointage du faisceau apparaît dans la littérature comme assez délicat. Des travaux sont à imaginer dans ce sens.

au niveau de la réception : le rendement des antennes redresseurs est de l'ordre de 85% au mieux. Il est donc nécessaire, compte tenu des niveaux de puissance envisagés, de l'améliorer. Ceci passe par le développement de diodes plus rapides et probablement d'une fabrication intégrée de l'antenne, de son réflecteur et du réseau de diodes. On butera néanmoins sur des limitations analogues à celles des capteurs optiques : la surface de connectique entre les réseaux limite le rendement de l'antenne en pratique.

Enfin la taille des antennes d'émission et de réception est un facteur limitatif au rendement de transmission, comme il a été suggéré plus haut.

Concernant les effets biologiques, la recherche bibliographique a montré que très peu d'études ont été réalisées dans cette direction. On se contente de citer une valeur d'exposition limite aux micro-ondes de 50W/m² sans préciser la gamme de fréquence ni la durée. Cependant pour assurer un bon rendement de transmission, tout en respectant cette limitation, il est nécessaire d'utiliser des antennes de très grande surface, ce qui pose des problèmes d'environnement, soit terrestre soit spatial.

4. CONCLUSIONS

Compte tenu des éléments présentés, cette technique de transmission d'énergie est plutôt bien adaptée à la transmission espace-espace ou terre-espace. Dans ces situations, les contraintes biologiques et environnementales sont réduites et il est possible d'utiliser des fréquences élevées (>10GHz) de façon à réduire la taille des antennes. Les évolutions technologiques sur les dispositifs d'émission et sur les antennes de réception devraient permettre l'amélioration du rendement pour aboutir à des solutions économiquement viables. Les liaisons espace-terre ou terre-terre paraissent beaucoup plus contraignantes, compte tenu de la densité de puissance permise (50W/m²), de la gamme de fréquence possible (2,45GHz), et donc de la taille des antennes.

Il apparaît donc que ce type de transmission de puissance nécessitant de grandes surfaces de collecte ou d'émission n'est imaginable que pour le transport de très forte puissance essentiellement dans l'espace ou entre la terre (régions désertiques) et l'espace. Par ailleurs, se poseront de toute façon les problèmes du transport de cette énergie vers les centres de consommation. Les différentes études prospectives envisagent des expérimentations en grandeur réelle économiquement et écologiquement viables, à terme de cinquante ans, si effectivement les énergies fossiles deviennent rares à cette époque !

5. BIBLIOGRAPHIE

- [1] "On the guided propagation of electromagnetic wave beam", Goubau, Schwering, IRE transactions on antennas and propagation, vol. AP9, pp.248-256.
- [2] "The history of power transmission by radio waves" W.C. Brown, IEEE transactions on micro wave theory and techniques, vol MTT-32, n°9, sept. 1984.
- [3] "Beamed Microwave power Transmission and its applications to space", W.C. Brown and E.E. Eves, IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol. n°40, n°6, june 1992, pp.1239-1250.
- [4] "Dispositifs micro-ondes" Combes, éditions Masson 1982.
- [5] "Les micro-ondes", R. Badoual, éditions Masson 1984.

- [6] "Hyperfréquence, traité XIII", F. Gardiol, EPFL, éditions Dunod
- [7] "Energy transmission in space : an enabler technology", M. Toussaint, SPS91 Paris, pp285-295.
- [8] "Tubes pour hyperfréquences", G. Faillon, G. Fleury, E2355, Techniques de l'Ingénieur.
- [9] "Micro waves engineering and systems applications", E. A. Wolf, R. Kaul, Willey Interscience.
- [10] "Micro waves sources for power transmission in space", M. Firamin, SPS91, pp521-527.
- [11] "Theoretical and experimental investigation of a rectenna element for microwave power transmission", J.O. McSpadden, T. Yoo, K. Chang, IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol 40, n°12, december 1992, pp2359-2366.
- [12] "The environmental impact of SPS: a social view", L.P. Lehman, G.E. Canough, proc. du congrès SPS91, pp.195-200, Paris, aout 1991.
- [13] "Combined antenna-rectifier arrays for power distribution systems", Fitzsimmons, Lund, Nalos, brevet US n° 4360741, 23/11/83.
- [14] "High frequency rectenna", Logan, Orvis, brevet US n°5043739, 27/08/91.
- [15] "A transportronics solution to the problem of interorbital transportation", W.C. Brown, B.W. Schupp, conf. "The window of
- [16] "Fundamental experiment of a rectenna array for microwave power reception", T. Ito, F. & M. Fujita, actes du congrès ISAP 92, Sapporo, Japon, pp.489-492.
- [17] "Development of a functional system model of the solar power satellite SPS2000", M. Omiya, K. Itoh, actes du congrès ISAP 96, pp.417-420, Chiba, Japon.
- [18] "Antenna design for wireless power transportation : the grand Bassin case study in Réunion Island", G. Pignolet, actes du congrès ISAP 96, pp.397-400, Chiba, Japon.

Sites WEB relatifs au concept SPS :

- <http://www.tier.net/sunsat>
- <http://netdepot.com>
- <http://www.spacefuture.com/power/power.shtml>
- <http://www.spacefuture.com/power/equatorialtimes>
- <http://www.reston.com/nasa/solar.sats.html>
- <http://www.nss.org>

GEVIQ'2000,

ESIM, Marseille les 21 et 22 mars 2000

Si l'électricité a toujours été synonyme de progrès, c'est surtout son aspect qualité de la vie qu'il nous procure qui nous a marqué depuis son avènement. Rappelons nous en 1878 l'Exposition Universelle de Paris : « chaque soir Paris était inondé de flots de lumière électrique ».

Plus d'un siècle s'est écoulé et on ne compte plus les impacts bienfaiteurs de la fée électricité sur notre vie quotidienne. On évoque périodiquement une vie sans pétrole, mais peut-on imaginer une vie sans électricité ?

Certains hélas, ont fini ce XXème siècle dans des conditions qu'ils jugèrent apocalyptiques : plus de lumière, plus de chauffage, plus de communication, plus de transport ... Un vide s'est alors installé, dur à comprendre et dur à accepter d'autant qu'il fut inattendu : un certain retour vers le passé !

De la terre à la lune, de l'hôpital au théâtre, de l'usine à la cuisine ... l'électricité est omniprésente, indispensable mais si discrète qu'on finit par l'oublier : c'est « le syndrome de l'interrupteur ».

C'est de ces quelques réflexions et constats qu'on mesure l'intérêt du colloque GEVIQ qui se propose de traiter de ces différents aspects de l'électricité : qualité, confort, environnement et sécurité. Certes il vient de naître et ne connaît pas encore ses limites, mais déjà, par le nombre et la diversité des exposés, on est assuré que la fée électricité s'est penchée sur son berceau et d'un coup de baguette lui a montré le chemin du futur ; celui qui ne peut nous laisser indifférent car c'est celui que nous allons vivre. et léguer à nos enfants.

Aussi en tant que présidents du Comité Scientifique de GEVIQ, nous tenons à remercier le Groupe ESIM et les organisateurs de cette initiative dont, vous l'avez compris, l'objectif est de mieux faire connaître la pénétration sans cesse croissante de l'électricité dans notre vie quotidienne.

Michel AMIET Marcel IVANES
Présidents du Comité Scientifique

Liste des textes associés aux conférences et affiches présentées lors de ces deux journées et disponibles sur le CD-ROM, vendu au prix de 127,61 F TTC, dont les conditions de vente sont précisées dans la rubrique publications.

Session plénière A Session orale : Environnement

- Champ électrique pulsé haute tension pour le traitement de l'eau et la conservation des aliments.
- Séparation électrostatique des matériaux plastiques et métalliques des déchets industriels.
- Contribution du génie électrique au contrôle des écoulements dans les milieux poreux : application à la dépollution des sols.
- Procédés plasma appliqués aux problèmes de destruction de molécules organiques.
- Dépollution des gaz d'échappement par décharges électriques

Session plénière B Session orale : Qualité de vie

- Sécurité et trains à grande vitesse.
- Perspectives de développement des systèmes de cuisson par induction.
- Le moteur piézo-électrique : une technologie de pointe au service du confort.
- Traction d'un vélo électrique par un moteur-roue synchrone sans balais.
- L'eau et l'électricité : ou comment le groupe des eaux de Marseille utilise le génie électrique dans les domaines de l'eau et de l'environnement.

Session plénière C Session orale : Environnement

- Technologies électriques de dépollution.
- Calcul des vibrations et du bruit acoustique d'un moteur électrique.
- Eco-conception : expérimentation d'une méthodologie adaptée aux produits industriels.
- Dépoussiérage électrostatique des fumées : le défi des particules sub-microniques.

- Exposition des personnes aux champs électromagnétiques ; de nouvelles contraintes pour l'industrie électrique.
- L'électrochimie au service de l'environnement

Session plénière D Session orale : Sécurité.

- Technologies et applications des véhicules hybrides.
- Un critère de qualité important en génie électrique : la compatibilité électromagnétique.
- Risques électrostatiques dans l'industrie.
- Impact des véhicules hybrides sur l'environnement.
- Optimisation globale de la commande d'un moteur synchrone à rotor bobiné : effets sur la consommation simulée de véhicules électriques et hybrides.

Session affiches

- Nouvelles structures de machines électriques pour les appareils domestiques.
- Système flou de supervision des modes de fonctionnement d'un véhicule hybride électrique parallèle.
- Prise en compte du paramètre nuisance acoustique lors de la conception d'un ensemble machine électrique asynchrone – convertisseur statique de puissance
- Optimisation des performances d'un véhicule électrique de loisir.
- Détection de la position initiale et commande sans capteur mécanique d'un moteur synchrone à aimants.
- Le remplacement du SF6 en tant qu'isolant dans les postes sous enveloppe métallique.
- Etude du fonctionnement d'un précipitateur électrostatique : formation et analyse d'une couche de poussière collectée.

JOURNEES de la section "ELECTROTECHNIQUE du Club EEA"

ENSIEG, Grenoble, les 16 et 17 mars 2000.

Les journées "Electrotechnique du club EEA" se sont déroulées à l'ENSIEG à Grenoble les 16 et 17 mars 2000. Le sujet abordé était " *les réseaux d'énergie : aspects scientifiques et applications pédagogiques* "; sujet très actuel avec la re-régulation (plutôt que dérégulation) imposée par les nouvelles lois européennes sur le marché de l'énergie électrique. En France, **E.D.F** doit donc dissocier l'activité production d'énergie d'une part et l'activité gestion du réseau de transport (GRT) d'autre part.

Le comportement des réseaux maillés ne peut être enseigné que qualitativement, sur des structures simplistes, sinon les développements numériques sont rédhibitoires. Avec une aide informatique, beaucoup de possibilités sont ouvertes. Le logiciel que **SUPELEC** propose permet de regarder ces réseaux en régime permanent équilibré à 50 Hz (accessible gratuitement www.supelec.fr). L'exposé de M. BASTARD reprend et complète un article paru dans *la Revue 3EI* n°6 de Juin 1996 sur le transit des puissances dans un réseau de transport d'énergie.

Après la gestion du réseau, a été abordée l'étude de la qualité de l'énergie électrique du point de vue des grandes perturbations puis du point de vue des harmoniques. Un exemple est venu concrétiser ces notions : celui d'un réseau de navire, réseau à faible puissance de court-circuit.

Ces journées se sont poursuivies par l'étude du contrôle des réseaux par des systèmes de l'électronique de puissance (filtres actifs, redresseurs à absorption sinusoïdale, FACTS (Flexibles AC Transmission System)).

Liste des textes associés aux conférences rassemblés dans le recueil, vendu au prix de 358,80 TTC, frais d'envoi compris dont les conditions de vente sont précisées dans la rubrique publications.

Histoire des réseaux d'énergie électrique : quelques repères

M Ducluzaux - MERLIN GERIN-Grenoble

Approche pédagogique de l'étude des réseaux maillés par la simulation numérique

Patrick Bastard - SUPELEC- Gif sur Yvette

Réseaux maillés: approche didactique des stabilités statique et dynamique

Michel Meunier - SUPELEC- Gif sur Yvette

La dérégulation : aspects économiques et techniques

Sylvain Vitet - EDF-DRD - Clamart

Les principales grandes perturbations

Roger Ott - EDF-DRD - Clamart

Etudes de cas

Roger Ott - EDF-DRD - Clamart

Effets sur les récepteurs

Jean-Louis Sanhet - ALSTOM-DCF - Massy

Protection des réseaux Haute Tension

Robert Jeannot - SCHNEIDER-ELECTRIC - Grenoble

Les principaux contributeurs à la pollution harmonique des réseaux

Eric Bettega - SCHNEIDER-ELECTRIC - Grenoble

Pollution harmonique : conséquences et remèdes

Jean-Louis Sanhet -ALSTOM-DCF-Massy

Etude des harmoniques dans un réseau à faible P_{cc}

Patrick Guérin- GE44-IUT - St-Nazaire

A propos des filtres actifs et passifs

Saadate Shahrokh GREEN Université Henri Poincaré - Nancy

Le redressement à absorption sinusoïdale de grande puissance

M Bartholomeus - L2EP - Ecole Centrale de Lille

Utilisation des FACTS dans les réseaux d'énergie : généralités

Pr M. Crappe - S Dupuis - Faculté Polytechnique de Mons - Belgique

Les convertisseurs de l'électronique de puissance dans les réseaux d'énergie; une approche

Seddik Bacha - LEG-IUTI-Grenoble

Les liaisons souterraines Haute Tension et Très Haute Tension

Eric Dorisson - EDF-DRD - Les Renardières

Conduite et sécurité des réseaux dans un environnement dérégulé

Jean-Claude Sabonnadière - LEG-INP de Grenoble

**LE LABORATOIRE SYSTEMES ELECTROTECHNIQUES
ET ENVIRONNEMENT (L.S.E.E.)
de l'Université d'Artois (France)**

et

**LE GROUPE EOLIEN
de
l'Université du Québec à Rimouski (Canada)**

ont organisé en Novembre 1999

**LE 1^{er} SEMINAIRE FRANCOPHONE « FORMATION – RECHERCHE »
SUR L'ENERGIE EOLIENNE**

Les thèmes développés concernent :

PRESENTATION DES ENERGIES RENOUVELABLES

- Le développement de la filière éolienne dans la région NPC.
Conseil Régional du Nord - Pas de Calais.
- Implications du Conseil Régional au niveau de la recherche et de la technologie sur l'éolien.
Conseil Régional du Nord - Pas de Calais.
- Nouvelles technologies de communication et développement de l'éolien : *Présentation du site web Eole.*
Université du Québec à Rimouski - CANADA
- Regard sur la technologie éolienne. Etat de l'art et perspectives.
ADEME - Valbonne
- Objectifs du programme EOLE 2005.
EDF - Chatou
- Rappels fondamentaux des principes de fonctionnement d'une éolienne.
Université d'Artois.

LES ASPECTS TECHNIQUES

- Etude de générateurs électriques pour la conversion de l'énergie éolienne.
Université des Sciences et Technologies de Lille.
- Les stockeurs d'énergie actuels et futurs pour applications éoliennes.
CEAC Groupe Exide - Gennevilliers.
- Nouvelles technologies de stockage des énergies renouvelables.
Université du Québec à Trois-Rivières - CANADA.
- L'énergie éolienne en Amérique du nord. Couplage éolien-diesel.
Université du Québec à Rimouski - Canada

LES EVOLUTIONS ET AVANCEES TECHNOLOGIQUES

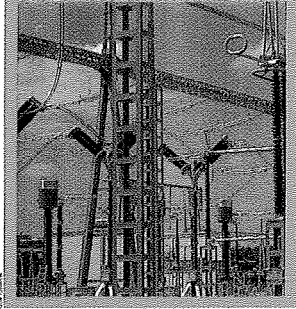
- Réseaux de neurones pour le suivi du fonctionnement d'une éolienne.
Laboratoire d'automatique 13D, Université des Sciences et Technologies de Lille.
- Exploitation d'un site éolien. Raccordement au réseau.
SAEML - EDF - Boulogne sur mer
- Le rôle de la Recherche et Développement dans le domaine de l'énergie éolienne. Aspects mécaniques et aérodynamiques.
ONERA Lille.
- Eolien off shore : perspectives en France.
Espace Eolien Développement, EED - Lille.
- La nouvelle technologie de l'éolienne Jeumont 750 kW à attaque directe, sans boîte de vitesse.
Jeumont Industrie - Jeumont.

A l'issue de ce séminaire, une table ronde a permis de fixer les suites possibles à donner cette action. Les différents partenaires ont proposé la création d'une Université Virtuelle sur l'Eolien pilotée par le LSEE de l'Université d'Artois sous le contrôle du GEFER (Groupe Eolien Francophone d'Etudes et Recherches).

Pour tout renseignement concernant l'Université Virtuelle, la participation au GEFER, ainsi que les actes du séminaire éolien, contacter :

M. ROISSE Hervé,
LSEE, Université d'Artois, Faculté des Sciences Appliquées
Technoparc Futura – 62400 Béthune
Tél : 03-21-63-72-00 (secrétariat)
mail : herve.roisse@univ-artois.fr

DOSSIER
Matériels électriques des postes
de transport et de distribution



74
● La sécurité des cartes
à microprocesseur



8.10
● Le réseau EDF à
l'épreuve des tempêtes



Une interview
d'André MERLIN,
directeur délégué
en charge de
l'axe du réseau
de transport.

REPERES: Evaluation,
certification, qualification des
systèmes informatiques

NORMES ET QUALITE p. 23
● Lambda Mu 12 met
la sûreté de fonctionne-
ment en exergue

Tarif spécial
réservé aux
ABONNÉS à

La revue
3.E.I

Profitez de notre offre
pour commander
dès maintenant
ce dossier dédié
aux
**Matériels
électriques
des postes de
transport et
de distribution**

Et pour
vous abonner
aux 11 numéros
de **REE**
à paraître
en **2000**

DOSSIER

**Matériels électriques des postes de transport
et de distribution**

Le congrès Matpost, organisé par la SEE à la fin de l'année 1999, a démontré que le secteur des équipements électriques des postes de transport et de distribution restait très dynamique, malgré une image plus statique. Les matériels de postes, qui contribuent aux performances de réseaux, sont en effet en constante évolution et les articles sélectionnés pour ce dossier en sont le reflet

| | |
|--|----|
| Présentation | 32 |
| Liens entre objectifs de qualité de fourniture et spécifications de fiabilité pour les matériels de réseaux par G. Desquilbet, P. Carer, J-M. Michalak | 34 |
| Expérience des exploitants de réseaux allemands en matière d'entretien des appareillages à isolation gazeuse par G. Balzer, C. Neumann, A. Strnad | 45 |
| Postes sous enveloppe métallique : évolutions récentes et perspectives par J.-M. Delcoustal et A. Ludwig | 51 |
| Postes sous enveloppe métallique : vers des travées numériques par D. Mulatier, S. Gens | 55 |
| L'appareillage moyenne tension au SF6 : une solution optimisée pour les postes MT/BT par J.-Y. Blanc et G. Perrissin | 60 |
| T.I.S. le Transformateur Intrinsèquement Sûr par JP. Folliot, S. Melquiond | 65 |
| Détecteurs de défaut directionnels pour réseaux HTA compensés par M. Moles, J.-P. Mura | 71 |

Détachez ce coupon et retournez-le à RGE SA - 48, rue de la Procession - 75724 Paris cedex 15

Nom : Adresse :

Je m'abonne à REE au tarif réservé aux abonnés à 3EI membres de la SEE France : 530 F Etranger : 810 F
(indiquer votre n° d'adhérent.....)

non membres de la SEE France : 600 F Etranger : 880 F

Je commande exemplaires de REE n° 2/2000 au prix unitaire de 70,00 F TTC (TVA 2,10%)

Je règle par chèque bancaire à l'ordre de REE virement bancaire sur le compte de la RGE - Agence Dutot
41 rue du Docteur Roux - 75015 PARIS - Compte n° 21001851

carte bancaire VISA American Express
n° de votre carte : Date limite de validité :

Pour bénéficier du tarif HT en UE merci d'indiquer votre numéro VAT :