



La revue

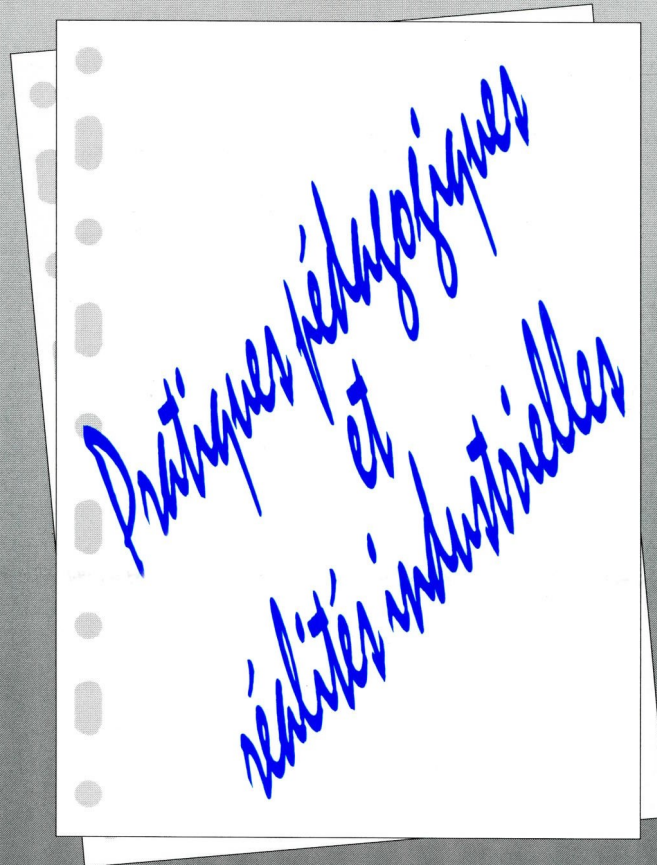
3 E.I

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 22 SEPTEMBRE 2000

sixième année

Modélisation et commande de la machine asynchrone

Clair et rigoureux, l'ouvrage prend en compte les évolutions considérables de l'électrotechnique et permet d'appréhender les fondements du contrôle vectoriel.

J.-P. Caron, J.-P. Hautier.

Relié, 304 p. €51,83 / **340 FF**

Réalisation, réduction et commande des systèmes linéaires

Le premier ouvrage synthétique dans ce domaine, illustré par de nombreux exercices. A. Rachid, D. Mehdi. Relié, 240 p. €44,21 / **290 FF**

La commande prédictive

Une approche d'une grande simplicité directement applicable dans le domaine industriel. P. Boucher, D. Dumur.

Relié, 176 p. €36,59 / **240 FF**

La commande par calculateur Application aux procédés industriels 100 exercices et problèmes résolus

Une approche essentiellement pratique des problèmes de commande numérique.

P. Borne, M. Ksouri.

Broché, 288 p. €35,06 / **230 FF**

Nos nouveautés

★ **Asservissements et régulations continus** Analyse et synthèse. Problèmes avec solutions

Des thèmes variés illustrés par des cas réels rencontrés dans l'industrie.

Treize problèmes avec corrigés complets couvrent la majorité des sujets rencontrés en examen d'automatique de base dans les écoles d'ingénieurs. Ils relatent des cas réels, issus de l'application en milieu industriel.

E. Boillot. Broché, 208 p. €32,01 / **210 FF**

★ **Estimation, Prédiction**

Éléments de cours et exercices résolus

Une introduction aux problèmes d'estimation et de prédiction, suivie de développements sur les signaux aléatoires stationnaires et les estimateurs issus des approches classique et bayésienne. E. Duflos, Ph. Vanheeghe.

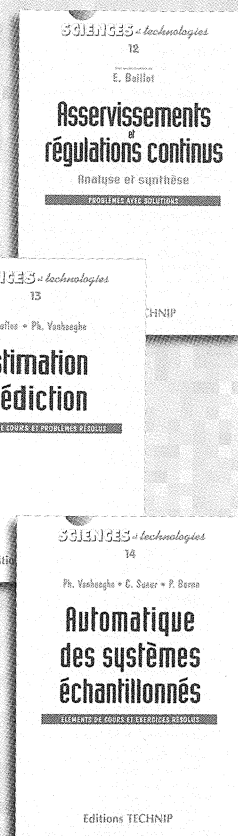
Broché, 176 p. €27,44 / **180 FF**

★ **Automatique des systèmes échantillonnés**

Éléments de cours et exercices résolus

Ph. Vanheeghe, Ch. Sueur, P. Borne. Broché, 192 p.

€32,01 / **210 FF**



t 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

BULLETIN D'ABONNEMENT
année scolaire 2000-2001

n° 23 (décembre 2000), n°s 24 (mars), 25 (juin) et 26 (septembre) 2001

à retourner à l'adresse suivante :

SEE - Revue 3EI 48, rue de la Procession 75 724 PARIS CEDEX 15

Abonnement individuel

Adresser ce bulletin ci-dessous, accompagné d'un chèque libellé à l'ordre de : *SEE - Revue 3EI*
d'un montant de 195 F TTC pour la France et pays de la CEE,
d'un montant de 260 F TTC pour les pays hors de la CEE,

Nom.....Prénom.....

Adresse d'expédition de la Revue 3EI :

Rue.....
.....

Code postal..... Ville

Pays

Activité :.....

Abonnement souscrit par bon de commande pour un organisme (Bibliothèque, CDI, Laboratoire, Université, Ecole d'Ingénieurs, Lycée, IUT, Entreprise ...),

Tarif 250 F TTC pour la France et pays de la CEE,
Tarif 320 F TTC pour les pays hors de la CEE

Prendre soin d'indiquer sur le bon de commande,

Le Destinataire de la Revue:
personne physique ou service

Adresse d'expédition de la Revue 3EI :

Rue.....
.....

Code postal..... Ville

Pays

*Renvoyez rapidement votre abonnement
Pour l'année 2000-2001
(bulletin au dos de cette page)*

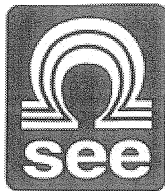
Thèmes prévus :

Les automatismes industriels (n°23)

L'éclairage (n°24)

Etat de l'art en électronique de puissance (n°25)

*Pratiques pédagogiques et
réalités industrielles (n°26)*



SOCIÉTÉ de l'ÉLECTRICITÉ, de l'ÉLECTRONIQUE 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>Édition SEE, 48 Rue de la Procession 75 724 PARIS CEDEX 15 Directeur de la publication François AILLERET Président de la SEE</p> <p>Rédacteur en Chef François BOUCHER</p> <p>Équipe de Rédaction Animateurs : Marie-Michèle LE BIHAN Gérard DELAVIER</p> <p>Yasmine FAJOLAS 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 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 (4 numéros) Année scolaire 2000/2001 Individuel 195 F TTC (France et CEE) 260 hors CEE Collectivités 260 F TTC (France et CEE) 320 F TTC pays hors CEE</p> <p>Réalisation et impression (1000 ex) Repro-Systèmes 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 : septembre 2000 Commission Paritaire 1202 G 78028 ISSN 1252-770X</p>	<p style="text-align: right;">Sommaire du n°22 Pratiques pédagogiques et réalités industrielles</p> <p>p. 1 Sommaire. p. 2 Editorial</p> <hr/> <p style="text-align: right;">suite du thème : moteurs électriques pour applications de grandes séries.</p> <p>p.3 Motorisation à haut rendement pour machines à laver. Jean-Marie BOURGEOIS STMicronics, Motor Control Competence Center Manager 01 637 Saint Genis-Pouilly</p> <p>p.11 Les petits moteurs à courant continu à aimants permanents dans les automatismes Jean-François HILAIRE CROUZET Automatismes 26 902 VALENCE</p> <p>p.20 Modèle thermique du moteur de servomécanisme en régime intermittent périodique G. LACROUX Ingénieur E.S.E., Ancien Directeur Technique des Etablissements RAGONOT .</p> <p>p.25 Moteur synchrone monophasé à aimants permanents à alimentation électronique (Etude électromagnétique du moteur). Bernard MULTON, ENS Cachan, Antenne de Bretagne, Jean-Pierre CARON, comité de lecture Revue 3EI .</p> <hr/> <p style="text-align: right;">Étude</p> <p>p.30 Causes et effets des perturbations harmoniques. Caractérisation et exemples. Jean-Paul HAUTIER, Laboratoire d'Électrotechnique et d'Électronique de Puissance de Lille L2EP – CER ENSAM de Lille 59046 Lille.</p> <hr/> <p style="text-align: right;">Pratiques pédagogiques</p> <p>p.43 Enseigner la modélisation numérique des machines électriques statiques avec OPERA 2D. Stéphane BRISSET, L2EP, Ecole des Hautes Etudes Industrielles, Lille Pascal BROCHET, L2EP, Ecole Centrale de Lille.</p> <p>p.53 Influence de la composante continue du courant magnétisant sur l'état magnétique d'un transformateur. Pascal LOOS, GREEN, NANCY.</p> <p>p.57 Leçon : couple électromagnétique d'un moteur synchrone. Marie-Michèle LE BIHAN, Lycée Jules Ferry, Versailles.</p> <p>p.66 Structure de commutation 3bras 1/2, 600 V 15 A. Philippe LE BRUN, Lycée Louis Armand, Nogent sur Marne.</p> <hr/> <p style="text-align: right;">Histoire des sciences</p> <p>p.73 Antoine Masson ou H. D. Ruhmkorff ; qui a inventé la bobine d'induction ? Claude SPERANZA, Lycée Prieur de la Côte d'or, Auxonne.</p> <p>p.77 De l'étincelle à la commotion électrique Jean-Pierre CARON, comité de lecture de La Revue 3EI.</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).

Il faut se réabonner

Comme chaque mois de septembre depuis six ans déjà, l'éditorial de l'équipe de rédaction de La Revue 3EI sollicite votre abonnement ou réabonnement pour l'année suivante.

Cette année il y a quelques changements au niveau des abonnements :

une augmentation
une tarification multiple.

L'équipe d'animation du cercle 13-01 de la SEE souhaite que la Revue qu'elle réalise touche le plus grand nombre de lecteurs concernés par l'enseignement de l'électrotechnique et de l'électronique industrielle (3EI). Pour y parvenir l'équipe de rédaction effectue un travail bénévole important autant pour solliciter les auteurs d'articles que pour la réalisation matérielle de la revue.

Le nombre de pages avoisine régulièrement les 80, la couleur est apparue sur la couverture.

Nous devons ajuster le prix de notre publication au coût de sa réalisation, ce qui justifie l'augmentation du prix de l'abonnement.

Un nombre important de nos lecteurs bénéficient de la lecture de la Revue 3E I, grâce à l'abonnement souscrit par la bibliothèque, centre de documentation ou du département de leur établissement d'exercice. Ces abonnements s'adressent en conséquence à une collectivité et d'autre part ils nécessitent un traitement particulier nécessitant une facture, un suivi du paiement etc. donc un coût. Ces deux aspects sont à l'origine de la décision que nous prenons d'instaurer deux tarifs pour les quatre numéros (23, 24, 25 et 26) à paraître au cours de l'année 2000-2001, applicables pour les pays de la CEE:

un tarif abonnement individuel 195 F TTC payé par chèque joint au formulaire;

un tarif abonnement collectivité 250 F TTC associé à une commande passée par un organisme par bon de commande joint au formulaire ;

Pour ce qui concerne les abonnements hors CEE :

260 F TTC pour l'abonnement individuel et 320 F TTC pour une collectivité.

Nous pensons que nos lecteurs nous resteront fidèles et qu'ils manifesteront leur intérêt pour la Revue 3EI en s'abonnant sans tarder, afin de recevoir le n°23 dès sa parution en décembre prochain.

Les journées 3EI 2001 n'auront pas lieu

Depuis 1993, date des premières journées consacrées à l'étude et commande de la machine asynchrone, les journées 3EI organisées tous les deux ans à SUPELEC, par la SEE connurent un réel succès en rassemblant régulièrement plusieurs centaines de participants, dont un grand nombre de professeurs de lycées s'inscrivant par l'intermédiaire des MAFPEN. Afin que l'impact de ces manifestations soit le plus grand auprès des enseignants il faut que le plus grand nombre puisse participer, et pour cela il faut en premier lieu que les frais d'inscriptions soient raisonnables. Les animateurs du cercle 13-01, organisateurs de ces journées ont jugé que les conditions n'étaient pas réunies pour réaliser en 2001 des journées comparables aux précédentes.

Il nous reste peut-être à espérer que 2003 sera plus favorable, l'avenir nous fournira la réponse...

L'équipe de rédaction de la Revue 3EI

MOTORISATION A HAUT RENDEMENT POUR MACHINES A LAVER

Jean-Marie BOURGEOIS

STMicroelectronics

Motor Control Competence Center Manager

165, rue Edouard Branly - BP112

01637 Saint Genis-Pouilly Cedex, FRANCE

E.mail: jean-marie.bourgeois@st.com

Résumé: Les nouvelles générations de semi-conducteurs et la numérisation des techniques de contrôle ont permis de mettre au point ces dernières années des commandes électroniques permettant d'améliorer sensiblement le rendement des moteurs électriques.

Cet article présente tout d'abord les différents moteurs utilisés pour la motorisation des machines à laver ainsi que les récents développements semi-conducteurs dans le domaine des commandes de moteurs à champ tournant.

Ensuite nous présentons une méthode de régulation de glissement de moteur asynchrone utilisant la logique floue ainsi que ses performances dans la motorisation d'une machine à laver.

Enfin, nous présentons les bénéfices apportés par cette commande sur le fonctionnement de cette machine.

1/ INTRODUCTION

2/ MOTORISATIONS EXISTANTES ET DEVELOPPEMENTS RECENTS

- Moteur asynchrone à deux vitesses
- Moteur Universel en courant alternatif
- Moteur Universel en courant continu
- Moteur asynchrone associé à une commande électronique de puissance

3/ L'APPORT DES NOUVELLES GENERATIONS DE SEMI-CONDUCTEURS

- IGBT & diodes ultra-rapides
- Circuits intégrés haute tension
- Microcontrôleurs dédiés
- Composants de puissance intelligents

4/ LA REGULATION FLOUE DE GLISSEMENT DES MOTEURS ASYNCHRONES

- Principe
- Mise en oeuvre
- Résultats

5/ L'APPLICATION D'UNE REGULATION FLOUE DE GLISSEMENT A LA MACHINE A LAVER

- Amélioration du rendement
- Réduction du bruit acoustique
- Fonctionnement à hautes vitesses

6/ CONCLUSION

1/ INTRODUCTION

Devant la demande croissante des consommateurs pour des produits préservant l'environnement, les fabricants de machines à laver ont entrepris ces dernières années des études poussées visant à diminuer la consommation d'eau et d'énergie de leurs machines. Ils y sont incités aussi par les gouvernements Européen et Américain qui légifèrent à la fois dans le domaine technique et dans celui de l'information des consommateurs.

Ces réductions de consommation d'énergie passent par l'amélioration des performances et du rendement des motorisations utilisées.

Si l'on considère une réduction de consommation de 200 W.h par lavage (hors séchage), 300 cycles par an et 60 Millions de machines vendues chaque année dans le monde, le potentiel d'énergie économisable s'élève à 4 Milliards de kilo Watt.heure, soit environ 4 Millions de tonnes de dioxyde de carbone en moins dans l'atmosphère. Cumulé sur trois années et appliqué de même aux réfrigérateurs et systèmes de climatisation domestique, ce potentiel peut être estimé à 200 Millions de tonnes de dioxyde de carbone par an.

Cela peut contribuer de façon efficace à limiter les conséquences néfastes de l'effet de serre.

Toutes ces raisons ont poussé STMicroelectronics, en collaboration avec les acteurs du marché, à développer des composants électroniques de commande de moteurs permettant non seulement d'améliorer les rendements des équipements, mais aussi de réduire de façon significative leurs bruits acoustiques pour le plus grand bénéfice des consommateurs.

2/ MOTORISATIONS EXISTANTES ET DEVELOPPEMENTS RECENTS

Deux familles de moteurs se sont imposées dans la motorisation des machines à laver: les moteurs asynchrones, plus particulièrement ceux dit à cage d'écurieuil, et les moteurs universels (voir annexe 1).

2/1/ Les moteurs asynchrones à deux vitesses : il s'agit de moteurs sans balai à induction dont le rotor est constitué d'une cage en aluminium injectée en périphérie des tôles rotoriques. Ils sont biphasés, l'enroulement principal étant relié directement au réseau, l'enroulement secondaire étant excité au travers d'une capacité de déphasage. Ils tournent donc de ce fait à vitesse constante, au glissement près. Les deux vitesses de rotation, lavage et essorage, peuvent être obtenues en doublant les enroulements précédents de manière à faire varier le nombre de pôles statoriques.

Cette motorisation est très rudimentaire et ne s'adresse qu'aux machines à laver à axe horizontal de bas de gamme. C'est toutefois la solution courante pour les machines à axe vertical.

2/2/ Les moteurs universels alimentés en courant alternatif : il s'agit de moteurs à balais à excitation série. Ils sont le plus communément connectés directement au réseau via un TRIAC. Ceci permet de faire varier leur vitesse dans une large plage. C'est la motorisation la plus répandue sur les machines à axe horizontal de milieu et haut de gamme.

2/3/ Les moteurs universels alimentés en courant continu : il s'agit des moteurs précédents dont l'électronique de commande à été améliorée de manière à maintenir une composante de courant continu circulant dans le moteur. Ceci se traduit par une réduction du courant pic moteur. En conséquence la durée de vie des balais est étendue et les pertes fer sont fortement réduites. Il en est de même du bruit acoustique à 100Hz.

C'est la motorisation de choix actuelle des machines de très haut de gamme.

2/4/ Les moteurs asynchrones triphasés associés à un convertisseur électronique de puissance : il s'agit de commander un moteur à induction à cage d'écurieuil à partir d'un convertisseur capable de contrôler la fréquence et l'intensité du flux statorique en fonction de la charge. Bien qu'il soit d'un type identique à celui décrit en 2/1/, ce moteur est plus compact car équipé uniquement d'un enroulement triphasé équilibré. Celui-ci n'est plus relié directement au réseau mais à la

sortie du convertisseur qui opère une conversion AC/DC/AC.

Cette motorisation procure, comme nous allons le voir, de nombreux avantages par rapport aux solutions précédentes, et va s'imposer comme la motorisation des machines "vertes".

Les mesures rapportées dans cet article ont été effectuées au moyen d'un moteur de marque SELNI, de référence AHV 2-42-xxx (voir annexe 2).

3/ L'APPORT DES NOUVELLES GENERATIONS DE SEMI-CONDUCTEURS (Spécifications et notes d'applications sont disponibles sur le serveur STMicroelectronics a l'adresse: <http://www.st.com>)

Ces dernières années ont vu l'apparition de nouvelles familles de semi-conducteurs qui permettent de réduire les coûts des convertisseurs de puissance à un niveau compatible avec les applications domestiques. Ces convertisseurs vont être utilisés à grande échelle non seulement dans les machines à laver domestiques, mais dans les réfrigérateurs, les systèmes de chauffage et ventilation ou même les robots ménagers et aspirateurs.

Ceci a été rendu possible grâce au développement des familles de produits suivants:

3/1/ IGBT: "Insulated Gate Bipolar Transistor"

Il s'agit d'un composant de puissance vertical de type MOSFET, auquel on a adjoint une couche épitaxiale supplémentaire pour lui donner des caractéristiques bipolaires. Il marie les avantages des composants à grille isolée (peu de courant auxiliaire de commande) avec ceux des transistors bipolaires (faible chute de tension directe par injection de porteurs minoritaires). Il est maintenant disponible avec une diode ultra-rapide antiparallèle dans des boîtiers de type TO 220 entièrement isolés qui en facilitent grandement le montage.

(produit typique : STGP3NB60HDFP - 3A/600V ou STGP7NB60HDFP - 7A/600V). (voir annexe 2)

3/2/ Circuits intégrés haute tension:

La tension d'alimentation d'un convertisseur de puissance est d'environ 300 Volts. Parmi les six composants de puissance utilisés, trois sont référencés aux phases du moteur et sont dits flottants. Il est donc nécessaire de disposer d'une technologie de circuits intégrés haute tension pour interfacer le microcontrôleur de commande avec les grilles de commandes de ces composants de puissance. C'est aujourd'hui disponible grâce à des circuits d'interface de type L6384/85/86 (voir annexe 2).

Les réductions de coût de ces convertisseurs de puissance sont la conséquence directe de l'utilisation

de ce type de circuit d'interface associés aux composants de puissance à grille isolée précédemment cités.

3/3/ Microcontrôleurs dédiés:

Le contrôle numérique des moteurs au moyen de microcontrôleurs dédiés est aujourd'hui parfaitement maîtrisé et offre des capacités d'adaptation et d'évolution que les anciens systèmes analogiques ne pouvaient fournir. STMicroelectronics propose deux familles de microcontrôleurs 8 et 8/16 bits parfaitement adaptés aux contraintes des applications domestiques modernes : allier haute performance et bas coût.

A titre d'exemple, le **ST72141** est dédié à la commande des moteurs synchrones avec ou sans capteur, alors que le **ST92141** est plus particulièrement dédié à la commande des moteurs asynchrones.

Le ST92141 a été utilisé dans le cadre de cette étude. Il possède six sorties dédiées commandant les six interrupteurs de puissance ainsi qu'une entrée tachymètre permettant de mesurer le glissement du moteur en temps réel. La fréquence d'horloge interne de 25 M.Hz permet de générer 1024 niveaux différents pour la synthèse des formes d'onde, et ceci à des fréquences de commutation inaudibles. Il est disponible en version EPROM, OTP ou ROM avec 16k de mémoire programme, 512 octets de mémoire statique et 224 registres utilisables comme accumulateurs ou pointeurs d'adresse.

(voir annexe 2)

3/4/ Composants de puissance intelligents:

Un autre facteur de réduction des coûts de ces convertisseurs réside dans la possibilité d'intégrer sur une seule pastille de silicium les fonctions d'alimentation auxiliaire. Issues des technologies bipolaire et MOSFET de puissance, diverses familles de produits permettent de mixer ensemble fonction puissance et contrôle sur une même puce de silicium. Le **VB409** est un exemple de ces circuits. Il fournit les alimentations 15V et 5V directement à partir du réseau. Il permet de s'affranchir des traditionnels transformateurs et régulateurs auxiliaires.

(voir annexe 2)

4/ LA REGULATION FLOUE DE GLISSEMENT DES MOTEURS ASYNCHRONES TRIPHASES

4/1/ Principe de régulation du glissement d'un moteur à induction:

La courbe de couple moteur en fonction du glissement fait apparaître, dans le cas des moteurs triphasés à bon rendement, un maximum (voir annexe 1). Un fonctionnement stable du système électromécanique impose de travailler en permanence à droite de ce maximum. En conséquence il est

impératif d'introduire une limitation de glissement maximum. Ceci est réalisé en imposant la fréquence statorique f à partir de la vitesse rotorique n (en tr./s), elle-même mesurée au moyen d'un tachymètre. De plus, il est possible de faire travailler le moteur à son rendement maximum en choisissant de travailler à la valeur de glissement optimum; ceci impose :

$$f = p.n + \Delta f$$

p : nombre de paires de pôles

Reste alors à s'adapter aux variations de droite de charge. Ceci est réalisé au moyen d'un asservissement du glissement autour de sa valeur optimale. Lorsque la charge tend à éloigner le glissement de cette valeur, le convertisseur ajuste instantanément la tension moteur de manière à maintenir le glissement à la consigne.

4/2/ Mise en oeuvre par la logique floue:

Les avantages de la logique floue pour ce type d'application sont les suivants:

- facilité et rapidité de mise en oeuvre grâce à des outils de développement conviviaux,
- flexibilité d'adaptation aux évolutions du produit et robustesse de la régulation dans tout le domaine de variation des paramètres physiques.

L'algorithme utilisé dans cette régulation a deux variables d'entrée, deux variables de sortie et vingt et une règles. La "defuzzification" est effectuée par la méthode du centre de gravité.

Les variables d'entrée sont:

- la fréquence statorique situant le point de fonctionnement dans trois ensembles de valeurs,
- l'erreur de glissement parmi sept ensembles différents de valeurs,

Les variables de sortie sont:

- la tension de sortie du convertisseur parmi cinq ensembles différents de valeurs. Cette variable fournit le terme proportionnel.
- la variation de tension de sortie parmi six ensembles différents de valeurs. Ce dernier terme est intégré de manière à éliminer l'erreur statique.

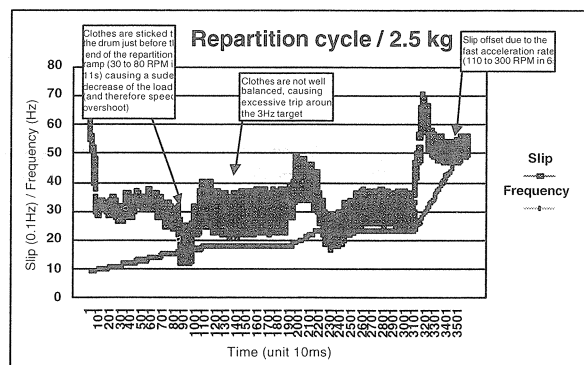
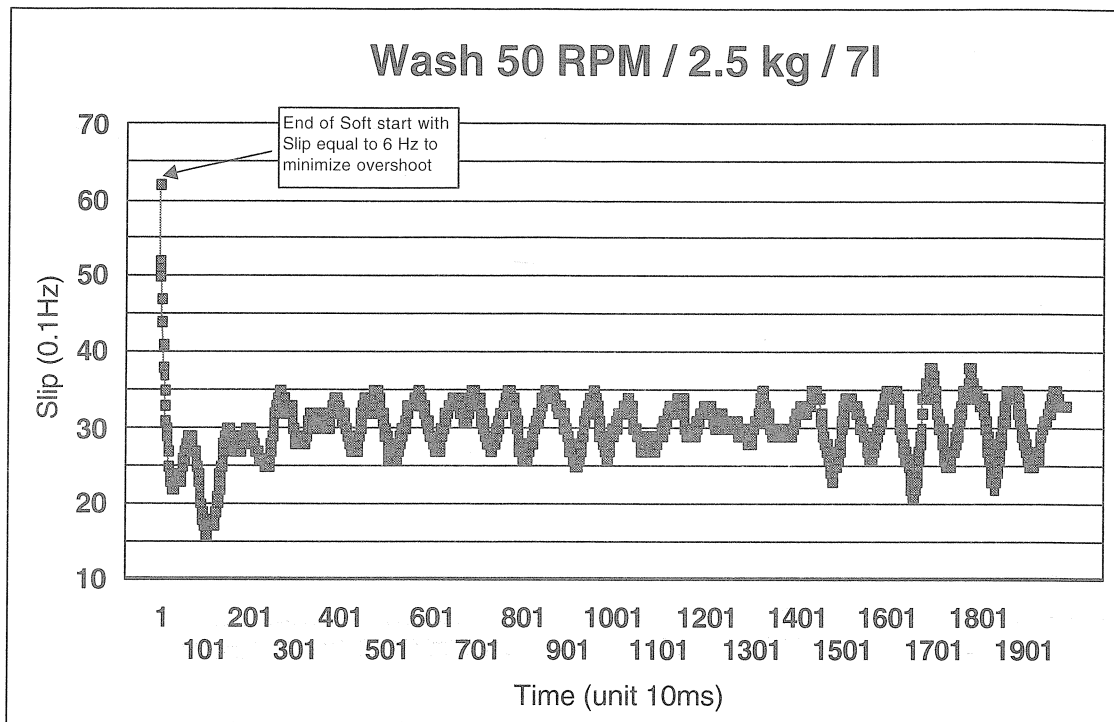
Après compilation pour le microcontrôleur **ST92141**, cet algorithme utilise 1k octet de mémoire ROM, 45 octets de mémoire RAM et tourne en moins de 0.9msec. Ceci est amplement suffisant au regard des phénomènes physiques à réguler.

4/3/ Résultats:

Les courbes ci-dessous présentent la variation maximale du glissement autour de sa valeur de consigne dans une application de motorisation d'une machine à laver à axe horizontal. Les conditions de fonctionnement sont les plus critiques, la machine étant chargée de 2.5 kg de serviettes éponges et 7 litres d'eau. Le gain de la régulation est modéré de manière à ne pas réagir trop brusquement aux

variations de couple de charge, ceci de manière à réduire au maximum le bruit acoustique de l'ensemble moteur / poulie / tambour. La valeur de consigne est

de 3Hz au lavage et varie de 3Hz à 6Hz durant la montée à l'essorage.

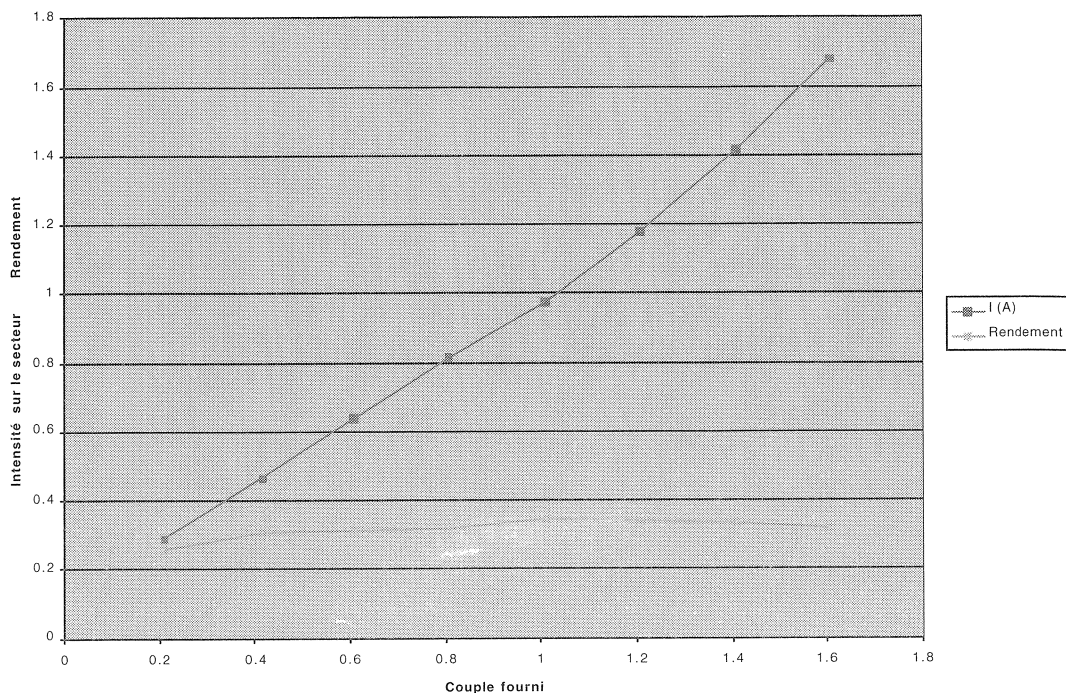


5/ APPLICATION D'UNE REGULATION FLOUE DE GLISSEMENT A LA MACHINE A LAVER

5/1/ Amélioration du rendement

L'asservissement du glissement autour de sa valeur optimale se traduit par un rendement moteur optimum quelque soit la charge. La courbe suivante mesurée sur banc présente en

abscisse le couple de charge à la vitesse de lavage, et en ordonnée la valeur du rendement système (moteur + commande) (courbe inférieure), ainsi que le courant réseau absorbé. On peut noter que le rendement total du système est quasi indépendant de la charge et optimisé pour ce fonctionnement à basse vitesse.



Le tableau ci-dessous compare les consommations d'énergie au lavage d'un moteur Universel alimenté en courant alternatif avec celles d'un moteur asynchrone triphasé. L'utilisation du moteur asynchrone a été faite dans les conditions du paragraphe 4/3, et fait apparaître un gain substantiel de consommation.

	Moteur universel	Moteur asynchrone
Lavage 5kg coton	125 W	51 W
Lavage 2.5kg coton	210 W	80 W
Lavage 2,5 kg éponge	250 W	150 W

5/2/ Réduction du bruit acoustique

Il est clair que l'utilisation d'un moteur sans balai élimine de facto les bruits qui leurs étaient imputables, en particulier lors de l'essorage à haute vitesse.

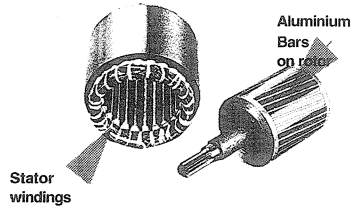
De plus l'asservissement de glissement permet de limiter à un niveau faible ou moyen le flux instantané moteur, tout en le rendant indépendant des fluctuations de tension réseau. Ceci se traduit par un fonctionnement parfaitement silencieux du moteur, exempt de tout bruit 100Hz et des pics de couple rencontrés habituellement dans les commandes vectorielles. Le bruit de l'ensemble moteur - poulie - tambour s'en trouve réduit sensiblement.

Enfin, ces moteurs présentant des capacités de couple importantes, il est possible de réduire le rapport de transmission de la poulie et les bruits s'y rattachant.

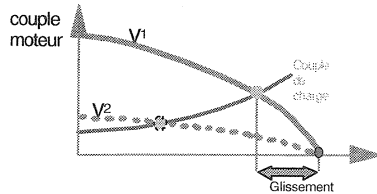
5/3/ Fonctionnement à hautes vitesses

Les moteurs à induction triphasés ne sont limités en vitesse que par des considérations mécaniques telles que la qualité de leurs roulements ou l'équilibrage de leur rotor. L'électronique de commande utilisée dans cette étude permet d'atteindre facilement 20 000 r.p.m. et ceci au glissement optimum correspondant

Moteur asynchrone a cage

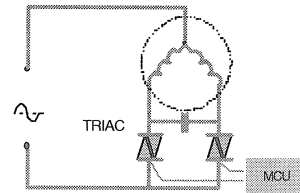


Couple / glissement des moteurs deux vitesses

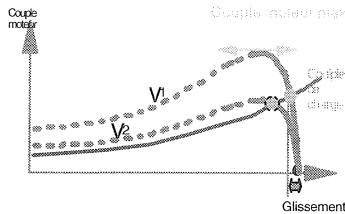


- + sans balai, duree de vie elevee
- + silencieux
- variation de vitesse inefficace
- vitesse non regulee

Topologie du convertisseur

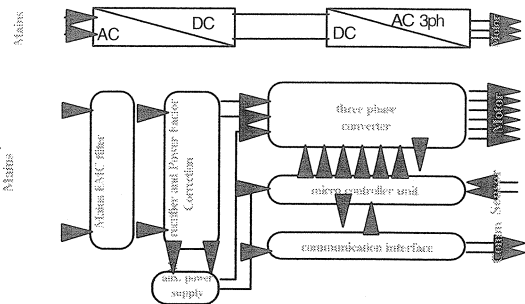


Couple / glissement des moteurs triphases



- + sans balai, duree de vie elevee
- + silencieux
- + vitesse regulee
- + bon rendement a toutes les vitesses

Topologie du convertisseur



6/ CONCLUSION

L'article ci-dessus montre que les performances des moteurs à induction triphasés à haut rendement surpassent de très loin celles des moteurs Universel à balais.

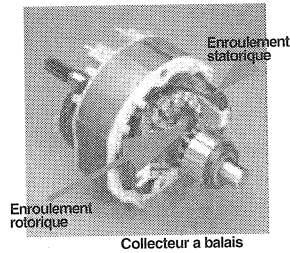
L'introduction récente de nouvelles technologies de semi-conducteurs dédiés, ainsi que de nouvelles techniques de contrôle du rendement moteur ont permis

d'abaisser le prix de l'ensemble - moteur asynchrone triphasé + électronique - au niveau des solutions standards.

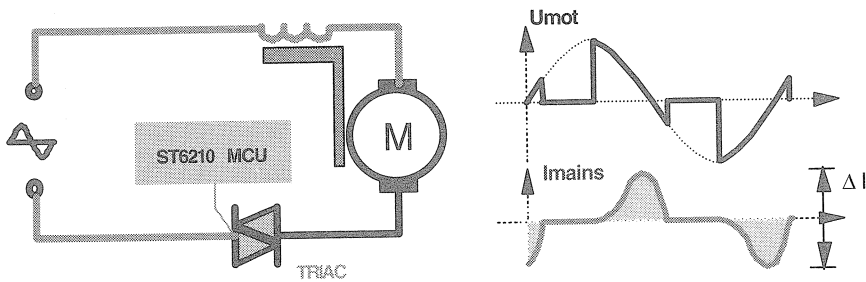
En conséquence le remplacement de celles-ci est attendu dans un avenir proche et se traduira par une réduction surprenante du bruit acoustique des machines à laver ainsi que par une réduction des temps de cycles et de la consommation électrique.

ANNEXE 1: Motorisations pour machine a laver

Moteur universel

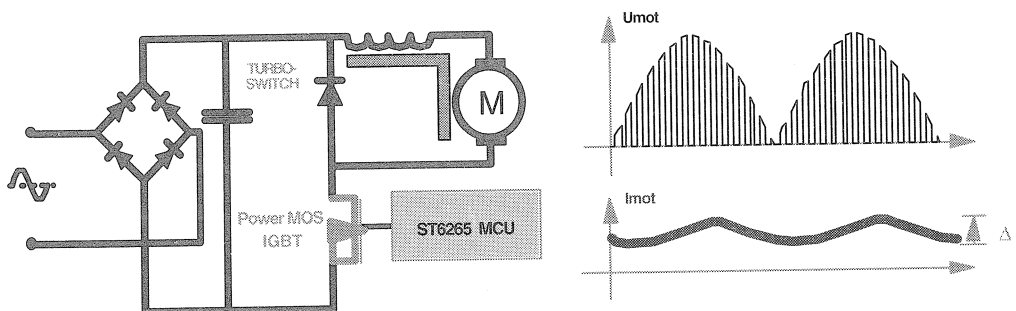


Alimentation en courant alternatif



- + vitesse variable
- + bon marche
- forte ondulation de courant
- bruit acoustique (100Hz et balais)
- etincelles, EMI, duree de vie courte

Alimentation en courant continu



- + vitesse variable
- + pas de bruit 100Hz
- bruit des balais
- commande onereuse pour un benefice mitige

Annexe 2 :

STMicroelectronics

Les spécifications des produits présentés dans cet article peuvent-etre obtenus auprès du site : <http://www.st.com>

**MOTOR AHV 2-42-XXX
SELNI NEVERS - FRANCE**

CARACTERISTIQUES PRINCIPALES:

⇒ MOTEURS POUR MACHINE A LAVER

⇒ Tension entre phases : 0 a 190 V
ou 0 a 250V

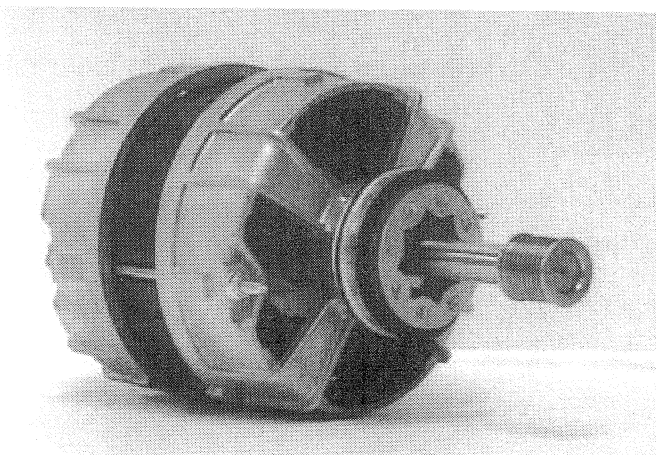
⇒ Gamme de Fréquence (F) : 0 - 340 Hz

⇒ Classe d'isolation : F

⇒ Géométrie : forme 10102

⇒ Rapport de poulie : 10 a 16

⇒ Vitesse tambour : 0 a 1800 tpm



CARACTERISTIQUES PARTICULIERES:

➤ Epaisseur rotor : 42 mm

➤ Référence rotor : forme 10230

➤ Référence laminage statorique : 21760 (24 slots)

➤ Bobinage : 2 pôles

$$R = 3,5 \Omega \pm 5\% \text{ ph a ph. a } 23^\circ\text{C}$$

➤ Sans protection thermique

➤ Référence rotor : forme 10207T01

➤ Référence laminage rotorique : 27525 (28 slots)

➤ Générateur tachymètre :

Electromagnetique T 31 (2*8pôles)

➤ Glissement optimum : de 3 Hz (basse vitesse) à 6 Hz (haute vitesse)

➤ Couple maximum : 2 a 3 Nm à basse vitesse

LES PETITS MOTEURS COURANT CONTINU A AIMANTS PERMANENTS DANS LES AUTOMATISMES

Jean-François HILAIRE
CROUZET Automatismes
2 rue du Docteur Abel BP59
26902 VALENCE Cedex 09

Résumé :

Les progrès de l'électronique et des technologies d'aimants rendent aujourd'hui compétitifs les petits moteurs courant continu brushless tout en apportant de nouvelles fonctionnalités et de meilleures performances. Ils offrent notamment une solution économique à la demande de variation de vitesse, tout en respectant les dernières évolutions en matière de sécurité et de normes de compatibilité électromagnétique.

INTRODUCTION

La famille des moteurs synchrones à aimants permanents peut se décomposer en plusieurs sous-familles :

① les moteurs courant continu à aimants et à auto-commutation mécanique. Le collecteur assure la distribution du courant au rotor au cours de sa rotation. La commutation des bobinages est synchrone avec le mouvement du rotor.

② les moteurs synchrones à courant alternatif, fonctionnant sur une tension alternative 50Hz ou 60Hz, et les moteurs pas à pas, fonctionnant sous une tension "alternative" reconstituée par l'électronique de commande. Ces moteurs fonctionnent en boucle ouverte : il n'y a pas de retour sur la position réelle du rotor.

③ les moteurs sans balais : l'électronique remplace la fonction collecteur et balais. Ces moteurs sont connus sous diverses appellations : moteurs sans balais, sans collecteur, brushless, à commutation électronique, auto-commuté. Si le moteur est alimenté en courant sinusoïdal, on parle alors de moteur synchrone auto-commuté, auto-piloté, auto-synchrone ou sinus.

CROUZET Automatismes a une offre de produits standards couvrant les sous-familles précitées :

- gamme de moteurs et motoréducteurs synchrones fonctionnant sous tension alternative (puissance utile ≤ 3 W) et moteurs pas à pas à aimants permanents et hybrides.
- gamme de moteurs et motoréducteurs courant continu à balais (puissance utile de 1 à 200 W)
- gamme de moteurs et motoréducteurs courant continu brushless à électronique intégrée (puissance utile de 35 à 90 W).

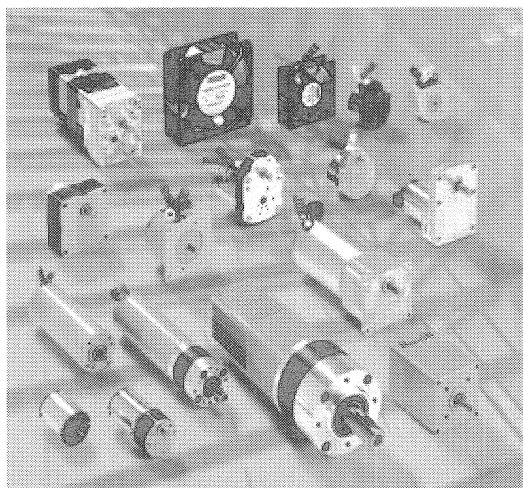


Figure 1 : gamme de moteurs et motoréducteurs CROUZET Automatismes

EVOLUTIONS DES BESOINS DES UTILISATEURS

Sécurité

Les moteurs devant être intégrés dans des appareils ou machines doivent répondre aux prescriptions des normes applicables au domaine de l'application (comme par exemple les normes machines EN 60335-1 (CEI 335-1) "sécurité des appareils électrodomestiques").

Compatibilité Electromagnétique (CEM)

D'après la directive européenne 89/336/CEE du 03.05.89, "compatibilité électromagnétique", les moteurs et motoréducteurs étant des composants, ils n'ont pas l'obligation de respecter les normes CEM.

Cependant l'incorporateur du moteur dans son équipement demande à ce que les moteurs utilisés répondent à ces normes afin de lui faciliter le respect de son matériel aux normes CEM.

Economie d'énergie

Les soucis de respect de l'environnement et la réduction du coût d'exploitation imposent une réduction de la puissance absorbée des actionneurs.

Les moteurs doivent avoir un bon rendement et adapter leur puissance au besoin réel de l'application.

La variation de vitesse est un moyen d'adapter la puissance du moteur au besoin.

Augmentation des performances

Afin d'augmenter la productivité, les moteurs doivent avoir des performances dynamiques élevées ainsi qu'une très bonne puissance volumique.

Durée de vie

Afin d'en diminuer le coût d'exploitation, les équipements ont un taux d'utilisation très élevé avec des cadences également élevées.

Les actionneurs ayant un taux d'utilisation important doivent donc avoir une grande durée de vie.

Certains utilisateurs demandent également que les actionneurs moins sollicités aient une très grande durée de vie afin de les réutiliser sur de nouvelles machines ou de diminuer les intervalles de maintenance.

Interfaçage

Les moteurs doivent être compatibles avec les électroniques clients au niveau des entrées/sorties.

CHOIX DU TYPE DE MOTEUR POUR LES ENTRAINEMENTS DE PUISSANCE <100W

Voici quelques critères simples pour définir en première approche le type de moteur correspondant à son application :

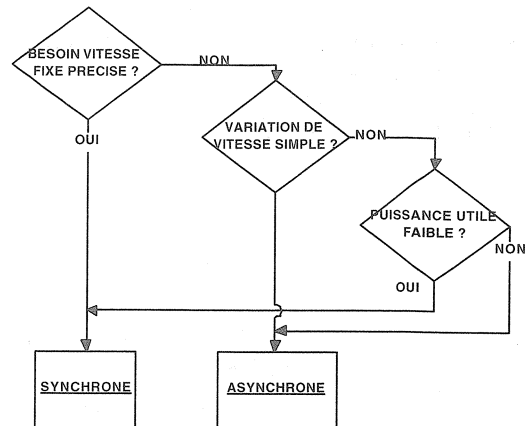


Figure 2 : choix pour utilisation sous une tension d'alimentation alternative

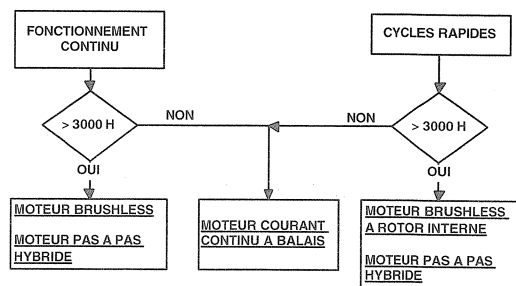


Figure 3 : choix pour utilisation sous une tension d'alimentation continue

Les moteurs à courant continu, avec ou sans balais, sont les moteurs qui répondent le mieux aux besoins de rendement élevé et de facilité de contrôle de vitesse.

LE MOTEUR COURANT CONTINU A BALAIS

Avantages

Les moteurs courant continu à balais à aimants permanents ont une caractéristique couple / vitesse linéaire et de pente importante qui permet un contrôle aisé ainsi qu'une faculté d'absorption des à-coups de charge. En l'absence de régulation, ces moteurs adaptent leur vitesse à la charge.

Ils possèdent également un couple de démarrage élevé, ainsi qu'un rendement élevé.

Description

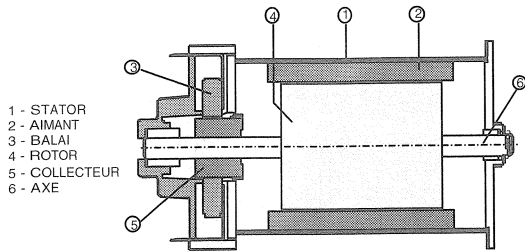
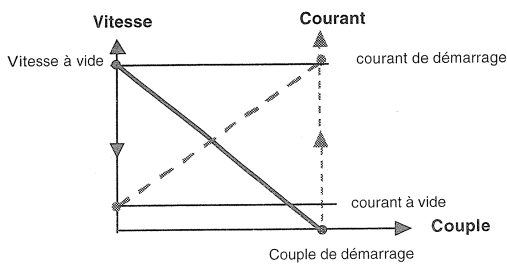


Figure 4 : constitution d'un moteur à balais

Le stator est constitué d'une carcasse métallique et d'une paire d'aimants créant un champ magnétique à l'intérieur du stator. Le rotor est constitué d'un empilement de tôles afin de réduire les pertes fer, supportant les bobines reliées entre elles par le collecteur. L'ensemble collecteur-balais permet d'assurer l'alimentation des bobines de manière à toujours créer un champ rotor perpendiculaire au champ stator. Par attraction des pôles contraires et répulsion des pôles de même nature, un couple s'applique sur le rotor et le fait tourner.

Caractéristiques



Commande

Equations électriques du moteur :

$$U = Ri + L \frac{di}{dt} + e$$

$$e = K_t \frac{p}{a} \omega \frac{n\phi}{60}$$

- U est la tension aux bornes du moteur,
- R et L sont respectivement la résistance et l'inductance,
- e la force contre électromotrice
- K_t = constante de couple du moteur
- p le nombre de pôles,
- a le nombre de voies d'enroulement
- ω la vitesse,
- n le nombre de spires par encoches,
- ϕ le flux par pôle.

Le couple moteur est donné par :

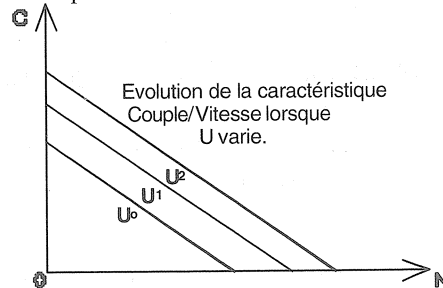
$$\text{Couple moteur} = K_t i = J \frac{d^2\theta}{dt^2} + K_d \frac{d\theta}{dt} + K_r$$

- avec J = inertie du moteur et de la charge
- K_d = constante de couple de frottements visqueux

K_r = couple résistant de la charge.

On déduit des équations qu'en régime permanent, le courant dans le moteur est fixé par le couple résistant et que la vitesse est fixée par le couple résistant et la tension d'alimentation.

La variation de vitesse peut donc être commandée simplement par la variation de tension d'alimentation.



Pour inverser le sens de rotation, il suffit d'inverser la tension d'alimentation.

En dynamique, la fonction de transfert d'un moteur courant continu à balais peut être assimilée à un premier ordre.

$$H(s) = \frac{K_t}{J.s + K_d}$$

LE MOTEUR COURANT CONTINU BRUSHLESS

Avantages

Les moteurs courant continu à balais ont une durée de vie limitée (typiquement 3000 heures), un niveau de bruit élevé (typiquement de 45 à 60 dB) et génèrent des parasites nécessitant un système de filtrage. Les moteurs brushless permettent de s'affranchir de ces problèmes.

Les moteurs brushless permettent l'augmentation des performances (vitesse élevée, bruit réduit, durée de vie élevée) et améliorent l'intégration du moteur et de sa commande.

Les évolutions des aimants, des moyens CAO, des méthodes d'assemblage (collage, injection, surmoulage, automatisation), ainsi que l'évolution de l'électronique de puissance, des capteurs, des microcontrôleurs, permettent d'obtenir des moteurs à électronique intégrée à un coût compatible avec les applications.

Applications

- Il existe sur le marché une multitude de moteurs brushless, mais il n'existe pas de "standard marché".
- Les moteurs brushless se répartissent en deux groupes :
- ① des moteurs "faible puissance" (<10W) conçus pour des applications spécifiques à grande diffusion, comme

par exemple pour l'entraînement des disques durs, pour la vidéo ou pour les petits ventilateurs DC.

② des moteurs "moyenne puissance" (10 à 100W) fabriqués en petites et moyennes séries.

Mais ces moteurs ne conviennent qu'à l'application pour laquelle ils ont été développés.

CROUZET Automatismes a développé une gamme de moteurs brushless à électronique intégrée couvrant une plage de puissance utile jusqu'à 90 Watts, destinée aux applications traditionnelles qui recherchent une solution globale plus performante que les solutions actuelles à base de moteurs synchrones à courant alternatif ou à courant continu à balais.

Les applications potentielles concernent les segments de marché suivants : la bureautique (reprographie, postal, bancaire...), le médical (pompes, radiologie, labos, rééducation, chirurgie, lits d'hôpitaux, manutention), le chauffage / climatisation, les machines (textile, agro-alimentaire, emballage, imprimerie, postal...), l'automobile, l'instrumentation,...

Description générale des moteurs brushless

Le moteur brushless a une structure inversée par rapport au moteur à courant continu. Les aimants sont au rotor et les bobinages sont au stator. La particularité de ce type de moteur est qu'il est conçu grâce aux performances de l'électronique moderne.

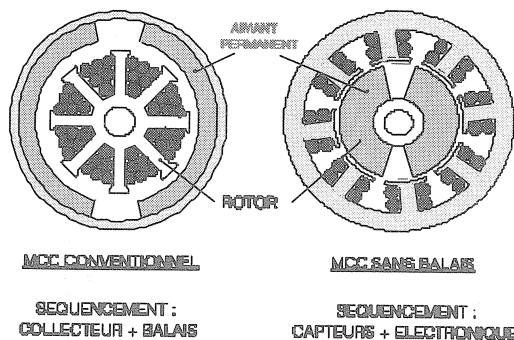


Figure 5 : comparaison structure moteur courant continu à balais et moteur brushless

Comme pour un moteur pas à pas, les phases sont alimentées successivement par un commutateur de phases électronique. Par contre, ce n'est plus une horloge extérieure qui fixe l'instant de commutation, mais la position du rotor par l'intermédiaire de capteurs. Le couple moteur dépendant pour chaque phase de la position du rotor par rapport au stator, les capteurs sont donc placés de manière à obtenir en permanence un couple maximum.

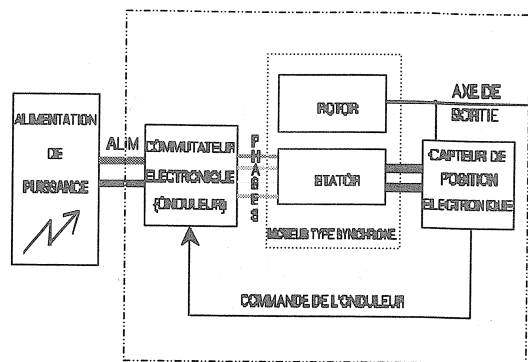


Figure 6 : schéma de principe d'un moteur brushless

Les capteurs utilisés sont essentiellement des capteurs à effet Hall. Un capteur à effet Hall est un élément semi-conducteur qui, lorsqu'il est alimenté par un courant i et plongé dans un champ d'induction magnétique B perpendiculaire, génère une tension induite proportionnelle au produit $i \times B$. Le rotor d'un moteur sans balais comportant des aimants générant un champ B alternatif, ce type de capteur permet une détection simple de la position du rotor.

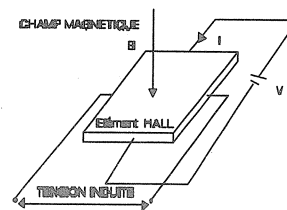


Figure 7 : principe de l'effet Hall

Le nombre de structures possibles pour un moteur brushless est très élevé à cause des combinaisons possibles des nombreux paramètres de ce type de moteur.

Le rotor peut être interne (moteur fermé), externe (grande inertie assurant un "lissage" de l'ondulation de couple), de forme disque (faible inertie donc grande accélération).

Le moteur peut avoir 1, 2, 3, 4, 5... phases : plus le nombre de phases est élevé, plus l'ondulation de couple est réduite, mais plus est coûteux l'ensemble moteur & commande électronique.

Le stator peut être à encoches, à plots ou sans dents. Le nombre de paire de pôles est variable : il est lié au nombre de plots statoriques et influe sur la vitesse maximum.

De plus, les possibilités de l'électronique multiplient encore ces combinaisons. Les différents types de capteurs, leur positionnement, la durée de conduction "angulaire" des phases, les fonctions annexes pouvant être intégrées, aboutissent à des produits aux caractéristiques différentes.

Les moteurs brushless les plus répandus dans les faibles puissances sont des moteurs 1 phase ou 3 phases à faible nombre de pôles.

Moteurs brushless 1 phase

Le moteur brushless monophasé présente les avantages suivants :

- électronique de commande très simple et économique
- architecture du moteur très simple.

Par contre, ce type de moteur a un couple de démarrage faible, ainsi qu'une forte ondulation de couple générant une ondulation de vitesse et donc du bruit. C'est pourquoi ce type de structure est surtout utilisé dans des applications type ventilateurs où le couple résistant dépend de la vitesse. Dans les applications ventilateurs DC ou disque dur, le rotor est même externe pour que l'inertie lisse l'ondulation de vitesse.

Ce type de moteur n'est donc pas adapté aux très basses vitesses et aux applications nécessitant un couple de démarrage important (fortes inerties, couple résistant important).

Un moteur monophasé crée un champ tournant sans sens tournant fixé. Si on désire un sens de rotation préférentiel, il faut obliger le rotor à tourner dans un sens choisi par construction.

Les moteurs brushless monophasés utilisent une dissymétrie polaire. Par un effet de saillance de pôle (effet réluctant), on crée une position d'équilibre du rotor, moteur non alimenté, où le couple mutuel (couple créé par l'alimentation du moteur) impose un couple de démarrage non nul et fait partir le rotor dans le bon sens.

Pour obtenir deux sens de rotation, on crée des instants différents de commutation de la phase pour un sens ou l'autre.

L'alimentation du moteur se fait en courant bipolaire qui permet de mieux utiliser le cuivre qu'une alimentation unipolaire : le couple est multiplié par $\sqrt{2}$. Le surcoût apparent dû au nombre supérieur de transistors est en fait annulé par le fait de l'existence de circuits standards de grande diffusion intégrant le pont en H complet, permettant d'obtenir un coût peu élevé de la fonction étage de puissance.

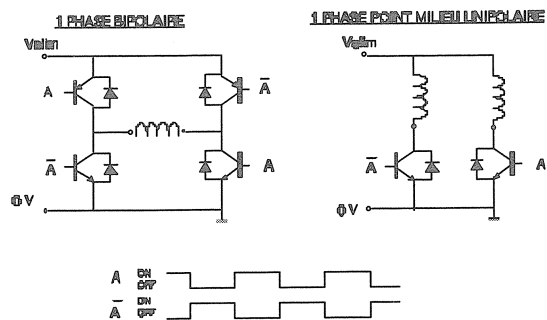


Figure 8 : comparaison alimentation bipolaire / alimentation unipolaire

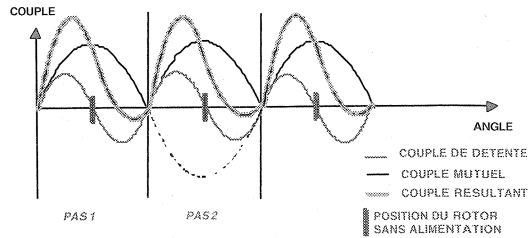


Figure 9 : couple résultant et angle de commutation

Moteurs brushless 3 phases

Dans les applications qui nécessitent un couple de démarrage important (fortes inerties, couple résistant important) avec 2 sens de rotation, une structure multiphasée est obligatoire.

Les structures triphasées sont les plus courantes car elles permettent une faible ondulation de couple.

CROUZET Automatismes a développé une gamme de moteurs courant continu brushless 3 phases de puissance utile de 30 à 90 W.

MOTEURS A COURANT CONTINU BRUSHLESS CROUZET

Concept générique

Chaque moteur de cette gamme est conçu comme un système intégré et non comme un moteur auquel une boîte électronique est adaptée. La réduction de taille et de prix des composants électroniques de commande et de puissance permet aujourd'hui leur intégration dans un petit moteur (carré 57x57 mm). L'intégration de l'électronique au produit favorise l'augmentation de la fiabilité (protection rapprochée, connexions simplifiées), la diminution des coûts (réduction du nombre de pièces) et permet un contrôle déporté rapproché de l'actionneur. L'électronique est de plus totalement transparente du point de vue de l'utilisateur.

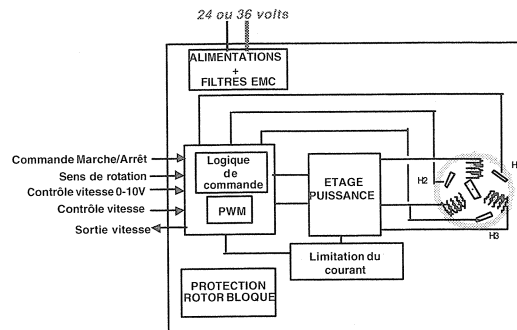


Figure 10 : schéma de principe

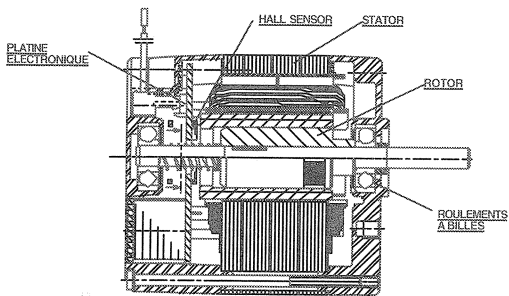
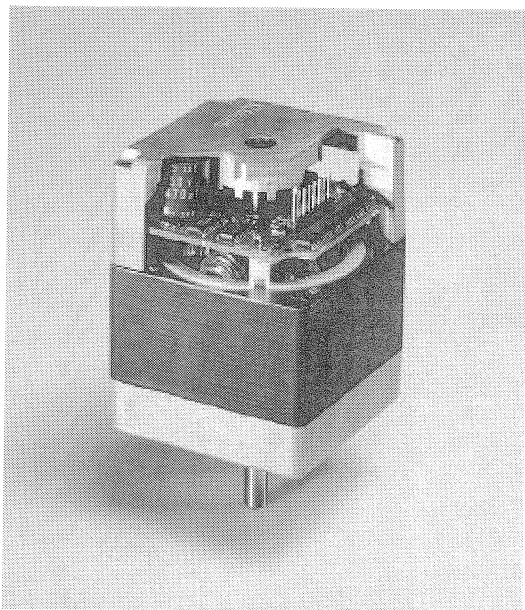


Figure 11 : vues en coupe

Rotor

Le rotor est intérieur (stator extérieur), afin d'avoir une faible inertie, une meilleure dissipation thermique (la résistance thermique bobinage/air est divisée par deux entre un rotor extérieur et intérieur). On obtient de plus un moteur fermé assurant une protection vis-à-vis de l'environnement.

Le rotor est constitué d'un plasto-aimant ferrite multipolaire moulé avec un axe chassé. Les solutions où les aimants sont collés, sont incompatibles avec des impératifs économiques (nécessité de rectifier le rotor, problème de tenue mécanique de la colle, temps de montage très important...).

Le rotor comporte 4 pôles.

Stator

La structure retenue est une structure à plots à bobinage concentrique au plot, permettant des formes simples pour les tôles statoriques et autorisant un bobinage entièrement automatisé à haute vitesse.

Le stator comporte 6 bobines sur 6 plots. Une phase est constituée de deux bobines sur deux plots opposés permettant une meilleure répartition du champ dans le moteur.

Les bobines sont câblées en "triangle".

Fonctions intégrées

L'électronique intégrée au produit permet l'auto-commutation des phases, la commande en vitesse variable, le respect des normes CEM ainsi que la protection du moteur et de l'électronique,

La commande en vitesse se fait par un signal externe analogique (0-10 volts) ou digital (PWM = modulation de la largeur d'impulsion d'une fréquence fixe => le rapport cyclique fixe la valeur moyenne de la tension, le moteur assurant le filtrage) assurant l'interfaçage avec tout système de commande analogique ou numérique comme les automates ou les microcontrôleurs.

La variation de vitesse est réalisée en interne par variation de la tension d'alimentation du moteur par PWM interne.

Une régulation de vitesse peut être intégrée.

Les moteurs sont conformes aux normes CEM EN 55022 et EN55011 gr.1 pour les émissions et IEC 1000-4-2/3/4/5/6/8 pour l'immunité.

Les moteurs à courant continu brushless Crouzet sont de plus conçus pour être intégrés dans des machines répondant aux normes de sécurité "machines" (EN 60335-1 CEI 335-1 "sécurité des appareils électrodomestiques").

L'électronique protège le moteur par une limitation du courant maximum ainsi qu'une protection thermique. De plus, lors d'un fonctionnement anormal entraînant le blocage du moteur, l'électronique coupe l'alimentation du moteur. Pour redémarrer, il faut réinitialiser le moteur par l'entrée marche/arrêt : c'est un système à sécurité positive.

Caractéristiques

Le rendement global moteur + électronique de commande est de l'ordre de 70%, à comparer au rendement de 40% d'un asynchrone et sa commande ou à celui d'un pas à pas hybride qui est de l'ordre de 25 % ! Ce rendement élevé permet donc la miniaturisation.

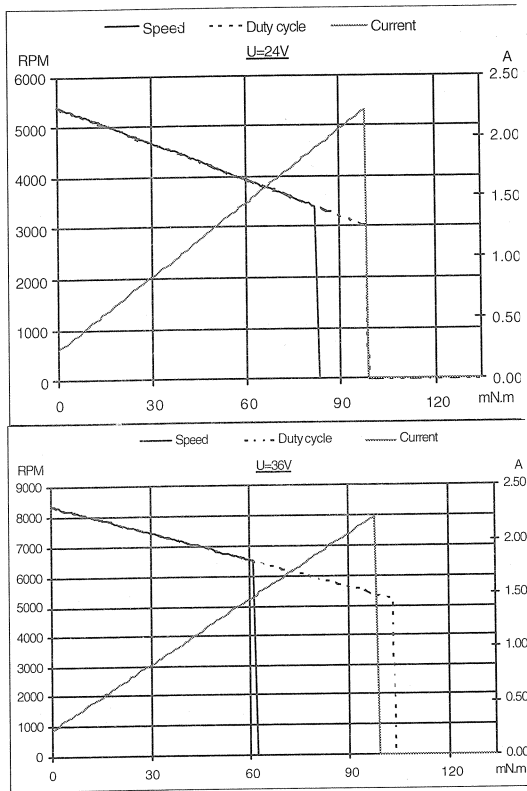


Figure 12 : caractéristiques couple / vitesse / courant

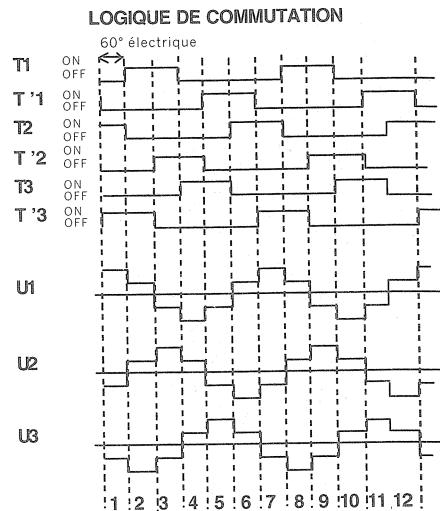


Figure 14 : séquençage des transistors

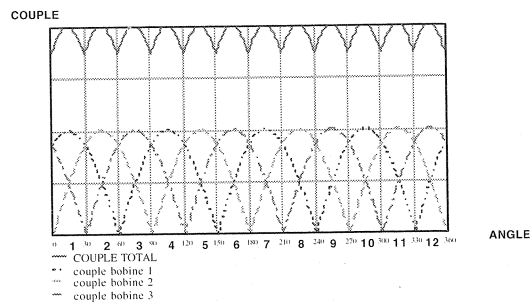


Figure 15 : couple résultant et angle de commutation

Séquencement de l'alimentation du moteur

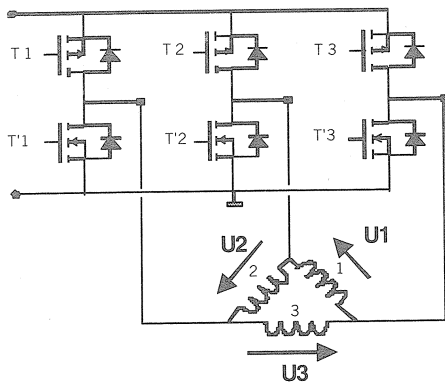


Figure 13 : étage de puissance

La structure triphasée en triangle associée à une commande 120° des transistors permet d'obtenir une forme pseudo-sinusoïdale de la tension aux bornes des phases compatible avec l'aimantation sinusoïdale du rotor : le rendement est amélioré par rapport à une commande alimentant les phases par une tension "carrée".

De plus cette architecture permet d'avoir un temps mort de 60° électrique entre les conductions des transistors d'une même branche de pont, évitant ainsi les conductions simultanées dans les demi-branches des ponts lors des changements de phases.

Commande

Equations électriques du moteur triphasé :

$$U_1(t) = R I_1(t) + L \frac{dI_1(t)}{dt} + K_1 \omega_s(t)$$

$$U_2(t) = R I_2(t) + L \frac{dI_2(t)}{dt} + K_2 \omega_s(t)$$

$$U_3(t) = R I_3(t) + L \frac{dI_3(t)}{dt} + K_3 \omega_s(t)$$

$$C_e(t) = K_1 I_1(t) + K_2 I_2(t) + K_3 I_3(t)$$

avec :

L : l'inductance d'un enroulement,

R : la résistance d'un enroulement,

$K_1 = K_c \sin(\omega_s(t))$: facteur de couple ou de tension de l'enroulement 1,

$K_2 = K_c \sin(\omega_s(t) - 2/3)$: facteur de couple ou de tension de l'enroulement 2,

$K_3 = K_e \sin(\theta_s(t) - 4/3)$: facteur de couple ou de tension de l'enroulement 3,
 ω_s : la vitesse de rotation du champ électrique,
 θ : l'angle électrique ($\dot{\theta}(t) = d\theta(t)/dt$),
 C_e : le couple électromagnétique.

Equations mécaniques :

$$C_{em}(t) = pp C_e(t)$$

$$\omega_s(t) = pp \omega_r(t)$$

$$J d\omega_r(t)/dt = C_{em}(t) - K_d \omega_r(t) - K_r(t)$$

avec :

pp : le nombre de paires de pôles

C_{em} : le couple moteur,

ω_r : la vitesse de rotation du rotor,

K_r : le couple résistant,

J : l'inertie du rotor et de la charge,

K_f : le coefficient de frottement visqueux.

Le moteur se comporte comme un moteur courant continu à balais. La variation de vitesse peut donc être commandée également par la variation de tension d'alimentation.

Régulation de vitesse :

Les moteurs possèdent une sortie information vitesse numérique (12 impulsions par tour) qui permet à l'utilisateur de réaliser sa propre régulation dans le cas où l'utilisateur veut conserver le savoir faire de sa régulation.

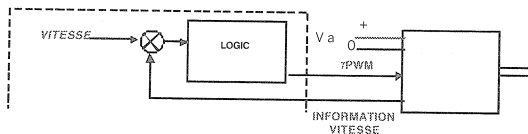


Figure 16 : régulation externe

Une version à régulation intégrée est également proposée, réduisant les coûts de câblage et de mise au point.

Les capteurs à effet Hall donnent une information sur la vitesse et permet à l'électronique de modifier la commande pour obtenir la vitesse désirée en adaptant la tension du moteur par PWM.

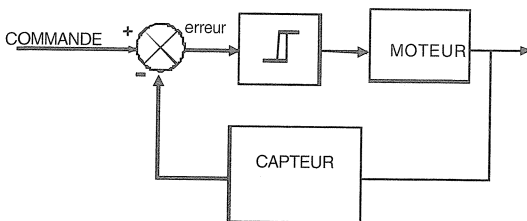


Figure 17 : synoptique de la régulation interne

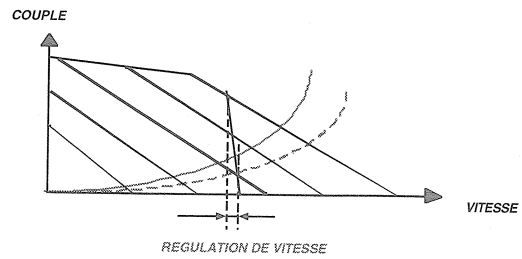


Figure 18 : principe de la régulation interne : une variation de charge est compensée par une variation de tension d'alimentation moteur

LES AIMANTS

Matériaux :

La première génération d'aimants industriels était composée d'un alliage d'aluminium-nickel-cobalt (Al Ni Co). Ce type d'aimant a une très bonne stabilité en température.

Aujourd'hui, le matériau le plus couramment utilisé est de la ferrite, obtenue à partir d'oxydes de fer et de baryum. La ferrite s'aimante facilement (induction rémanente élevée) avec un cycle d'hystérésis de forme large. Elle offre en plus la possibilité d'imprimer un grand nombre de pôles et de leur donner des formes diverses. On trouve des ferrites isotropes (les moins chères), c'est-à-dire dont les particules magnétiques n'ont pas de direction préférentielle, et des ferrites anisotropes, c'est-à-dire dont les particules ont été pré-orientées lors du frittage, ce qui permet de les polariser complètement et d'augmenter ainsi les caractéristiques magnétiques.

Les aimants en samarium cobalt (Sm Co) représentent la première génération d'aimants terre rare à rapport énergie/volume élevé.

Les aimants en fer bore néodyme (Fe B Nd) représentent la dernière génération d'aimants terre rare. Ils possèdent un rapport énergie/volume très élevé, mais leur température maximum d'utilisation est faible et ils présentent une mauvaise résistance à la corrosion.

Tous ces types précédents de matériaux magnétiques peuvent être mélangés à des résines ou à des liants plastiques afin de réaliser des plasto-aimants. Ces aimants peuvent être moulés et permettent ainsi d'obtenir des pièces moins fragiles et des surfaces plus uniformes avec un meilleur respect des tolérances, supprimant ainsi toute opération de reprise. Ces aimants autorisent de plus une grande latitude de formes, permettant même d'intégrer certaines pièces comme la liaison à l'axe ou un pignon de sortie pour les petits moteurs. Si le coût de la matière des plasto-

aimants est plus élevé que la matière d'aimants traditionnels, le coût total de la fonction rotor est inférieur ou égal. Les inconvénients des plasto-aimants sont une tenue en température dépendant du liant employé, et une énergie volumique plus faible.

Tableau indicatif comparatif :

	<i>Br</i>	<i>BHmax</i>	<i>T° Max</i>	<i>Prix/ kg</i>
<i>Al Ni Co</i>		40 kJ/m ³	500 °C	
<i>Ferrite isotrope</i>	0,2 T	8 kJ/m ³	250 °C	x 1
<i>Plasto Ferrite iso</i>	0,15 T	4 kJ/m ³	120 °C	x 1,5
<i>Ferrite anisotrope</i>	0,4 T	30 kJ/m ³	250 °C	x 2
<i>Plasto Ferrite anis</i>	0,3 T	15 kJ/m ³	120 °C	x 2,5
<i>Sm Co</i>	0,9 T	245 kJ/m ³	250 °C	x 9
<i>Fe B Nd</i>	1,1 T	350 kJ/m ³	150 °C	x 7
<i>Plasto FeBNd</i>	0,4 T	45 kJ/m ³	120 °C	x 5

Les ferrites possèdent le meilleur rapport énergie/coût. Ce type d'aimant convient bien aux applications où le prix est le critère primordial et non pas le volume et le poids. Si un volume réduit, un faible poids ou une faible consommation électrique sont critiques, les aimants terre rare à fort rapport énergie/poids seront les mieux adaptés.

Evolutions :

Les développements des nouveaux aimants portent sur la réduction de poids et sur une énergie plus élevée pour les plasto-aimants.

La production actuelle est dominée par les ferrites, mais les aimants terre rare à liant plastique plasto FeBNd voient leur utilisation fortement augmenter.

Les aimanteurs :

Ce sont des outils spécifiques dédiés à un aimant comportant un nombre défini de pôles.

Un fil parcouru par un courant génère un champ magnétique. Le sens du courant détermine le sens des lignes de champ. La valeur du champ est directement liée à l'intensité du courant qui parcourt le fil. Les aimanteurs sont généralement construits avec des conducteurs fixés dans une matière isolante offrant une

grande stabilité mécanique car un circuit magnétique en fer pose des problèmes d'isolation et surtout le fer n'intervient plus au-delà de sa saturation.

Il faut saturer l'aimant pour que son aimantation soit stable. L'aimantation à saturation est produite par un champ H_s dont l'énergie E est donnée par la formule :

$$E = 1/2 \mu_0 \times H_s^2 \times \text{Volume_aimant}$$

L'intensité passant dans l'aimant peut être fournie par la décharge d'une batterie de condensateurs. Les aimants AlNiCo ou ferrites s'aimantent facilement car ils demandent un champ de magnétisation facilement accessible (400 à 800 kA/m). Les aimants terre rare réclament par contre de hautes énergies (3000 à 4000 kA/m) nécessitant des alimentations pouvant fournir jusqu'à 50 000 watts/s.

Le contrôle de l'aimantation se fait à l'aide d'un mesureur de champ à effet Hall ou d'un fluxmètre.

CONCLUSION

L'électronique modifie profondément la conception et les applications potentielles des moteurs de faible puissance.

Les petits moteurs courant continu brushless représentent la dernière évolution dans le domaine des petits moteurs.

Ceci se traduit par un nombre croissant d'applications où ces moteurs sans balais apportent une solution technico-économique intéressante.

Mais ce moteur en est encore à ses débuts. Demain, ces moteurs utiliseront des capteurs indirects afin d'en diminuer leur coût et leur taille et ainsi mieux s'intégrer dans l'application, utiliseront des plasto-aimants performants et intégreront de nouvelles fonctionnalités comme le diagnostic, la maintenance prédictive afin d'offrir un meilleur service. De plus, ces moteurs communiqueront afin d'assurer un traitement local paramétrable à distance tout en maintenant le superviseur informé de l'action effectuée.

LE MODELE THERMIQUE DU MOTEUR DE SERVOMECHANISME en régime intermittent périodique

G.LACROUX

Ingénieur E.S.E - Ancien Directeur Technique des Ets RAGONOT

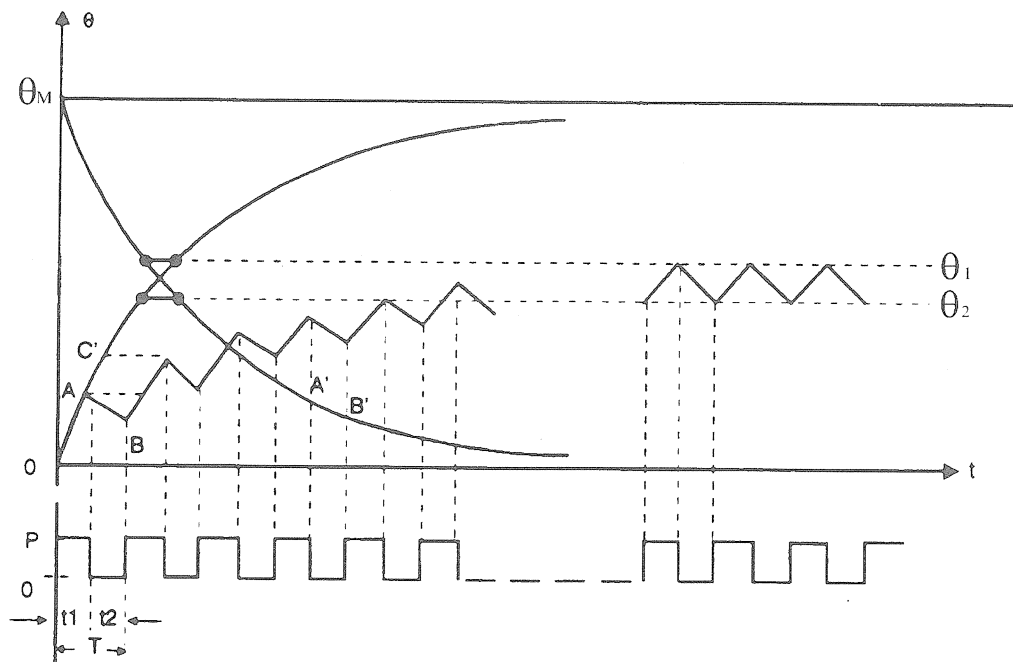
1- INTRODUCTION

Le moteur de servomécanisme fonctionnant à régime variable avec possibilité de surcharges importantes, il est indispensable de pouvoir déterminer que l'échauffement du bobinage ne dépasse pas certaines limites. Etant donnée la durée relativement courte des surcharges, le moteur est généralement défini comme un système thermique à un corps. On se propose de montrer que, dans un certain nombre de cas, cette approximation est insuffisante. Il sera alors nécessaire d'avoir recours à un modèle thermique plus élaboré. On examinera en particulier le fonctionnement en régime intermittent périodique.

2 - FONCTIONNEMENT EN REGIME INTERMITTENT PERIODIQUE

Le fonctionnement du moteur de servomécanisme peut être défini à partir du service dit intermittent périodique. Ce régime (service S3) est défini par la norme NFC 51-111 comme le service (voir figure 1) composé de cycles identiques (de durée T) comprenant chacun un temps de fonctionnement à régime constant (de durée t_1) et d'un temps de repos (de durée t_2) Ce régime permet un fonctionnement en charge supérieure à la charge nominale définie en régime permanent, dans la mesure où, après stabilisation thermique, l'échauffement du bobinage n'excède pas les limites imposées par sa classe d'isolation.

A chaque cycle, pendant la période de travail, la température s'élève au dessus de la température initiale du début du cycle pour diminuer ensuite pendant la période de repos. Les températures extrêmes s'élèvent progressivement pour finir par atteindre un état d'équilibre pour lequel le refroidissement au cours de la durée t_2 de repos est égal à l'échauffement pendant la durée t_1 de travail .



3 – LE MOTEUR COMME MODELE THERMIQUE A UN CORPS

Pour un corps homogène constituant une source de chaleur de puissance P , l'échauffement superficiel de ce corps θ est régi par la relation

$$P = C \frac{d\theta}{dt} + G_{eo}\theta$$

Où :

C est la capacité thermique du corps (produit de sa masse par sa chaleur massique);

G_{eo} est la conductance thermique de surface (produit de la surface du corps par son coefficient d'échanges avec le milieu ambiant). On considérera C et G_{eo} comme des constantes.

Dans un fonctionnement à charge constante, l'échauffement final (échauffement à l'équilibre thermique) est obtenu lorsque $\frac{d\theta}{dt} = 0$ et a pour valeur $\theta_{me} = \frac{P}{G_{eo}}$.

Si l'on désigne par τ_1 (constante de temps thermique) le rapport $\frac{C}{G_{eo}}$, la loi qui régit l'échauffement est, si $\theta = 0$ pour $t = 0$,

$$\theta = \theta_{me} (1 - e^{-t/\tau_1}) \quad (1)$$

A partir de l'équilibre thermique ($\theta = \theta_{me}$), si l'on supprime la source thermique P , on obtient la loi de refroidissement

$$\theta = \theta_{me} e^{-t/\tau_2} \quad (2)$$

où τ_2 est une nouvelle constante de temps correspondant aux conditions thermiques de refroidissement (nouvelle valeur de G_{eo}).

Ces relations ne sont valables, en toute rigueur, que pour déterminer l'échauffement superficiel du corps. On les utilise pour le calcul de l'échauffement du bobinage θ_{io} qui, puisque le corps est supposé homogène, est proportionnel à l'échauffement superficiel. On adopte alors pour conductance thermique de l'enroulement la valeur G_{io} correspondant à l'échauffement de celui-ci: $\theta_{mi} = P / G_{io}$. C'est cette valeur qui figure dans les catalogues des constructeurs.

On appliquera ces relations au calcul de l'échauffement en régime intermittent périodique. Si θ_1 et θ_2 sont les échauffements extrêmes obtenus à stabilisation thermique, on peut écrire

$$\theta_1 - \theta_2 = (\theta_m - \theta_2) \times (1 - e^{-t_1/\tau_1}) \quad (3)$$

$$\theta_2 = \theta_1 e^{-t_2/\tau_2} \quad (4)$$

On en déduit

$$\theta_1 = \theta_m \frac{1 - e^{-t_1/\tau_1}}{1 - e^{-(t_1/\tau_1 + t_2/\tau_2)}} \quad (5)$$

et, dans le cas particulier du moteur fermé non ventilé, où $\tau_1 = \tau_2 = \tau_m$

$$\theta_1 = \theta_m \frac{1 - e^{-t_1/\tau_m}}{1 - e^{-t_1/f\tau_m}} \quad (6)$$

où $f = \frac{t_1}{T}$ est le facteur de marche.

La relation (6) montre que, dans ces conditions, il est possible d'augmenter les pertes pendant la période de travail puisque, dans cette expression, le dénominateur est supérieur au numérateur. Si l'on s'impose de donner à

l'échauffement la limite Θ_l fixée par la classe d'isolement, il est possible d'accepter pour Θ_m une valeur supérieure à cette limite. Comme Θ_m est proportionnel aux pertes, celles-ci peuvent être majorées.

Si la durée du cycle T est suffisamment courte devant la constante de temps thermique τ_m , un développement en série limité permet d'écrire

$$\Theta_1 = \Theta_m \times \frac{t_1}{T} = f \Theta_m \quad (7)$$

avec une erreur inférieure à 2% si $T < 0.04 \tau_m$.

Dans ces conditions, il est donc possible de porter les pertes pendant la période de travail t_1 à P/f , P étant alors les pertes admissibles en régime permanent.

La relation (7) est généralement utilisée pour contrôler la valeur de l'échauffement du bobinage lorsque, pendant la période de travail, il existe des couples dépassant le couple nominal. Elle est, en pratique, étendue au cas plus général, où le cycle, toujours de durée T , est constitué de périodes de travail t_a, t_b, \dots, t_n pendant lesquelles les pertes sont respectivement P_a, P_b, \dots, P_n . On calcule la valeur moyenne de ces pertes sur un cycle. Cette valeur ne doit pas excéder celles admises en régime permanent.

Dans le cas où ces pertes peuvent être considérées comme proportionnelles au carré du courant et donc du couple (cas où la vitesse est assez faible pour que l'on puisse négliger les pertes mécaniques et les pertes dans le fer), on définit un couple C_{th} thermiquement équivalent qui ne doit pas excéder le couple nominal C_n :

$$C_{th} = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^n C_k^2 \times t_k}{T}} \leq C_n \quad (8)$$

Pour le service intermittent périodique, on peut accepter le couple de surcharge :

$$C_{th} = \alpha C_n \quad \text{si } \alpha = \sqrt{\frac{T}{t_1}} \quad (9)$$

EXEMPLE- Soit un moteur qui, pour son couple nominal, atteint en régime permanent un échauffement du bobinage de 125 °C au dessus de la température ambiante. Dans les mêmes conditions, l'échauffement de la carcasse est de 100 °C. La constante de temps thermique de ce moteur considéré comme un corps homogène est $\tau = 2400$ secondes. Le cycle de fonctionnement est d'une durée $T = 90$ secondes avec une durée de travail $t_1 = 10$ secondes pendant laquelle le couple est maintenu à 3 fois le couple nominal. On admet que la vitesse de rotation est assez faible pour que les seules pertes à envisager soient les pertes par effet Joule.

Dans ces conditions, les pertes sont multipliées par 9 et la relation approchée (7) donne évidemment un échauffement de la carcasse de 100 °C et du bobinage de 125 °C.

La relation (6) conduit à

$$\Theta_{1i} = 127.1 \text{ °C} \quad \text{et} \quad \Theta_{2i} = 122.9 \text{ °C} \quad \text{pour le bobinage}$$

et

$$\Theta_{1e} = 101.7 \text{ °C} \quad \text{et} \quad \Theta_{2e} = 98.3 \text{ °C} \quad \text{pour la carcasse}$$

avec des écarts n'excédant pas 2% par rapport à la relation (7).

Les essais montrent que si l'échauffement de la carcasse obtenu par cette relation est correct, il est loin d'en être de même pour l'échauffement du bobinage qui est, en réalité, bien supérieur.

A l'évidence, la modélisation thermique du moteur en un corps homogène est, dans ce cas, très insuffisante.

4 – LE MOTEUR COMME MODELE THERMIQUE A DEUX CORPS

On considère le moteur comme constitué de deux corps. Le premier (*i*) est le bobinage (cuivre et isolement), source des pertes. Le second (*e*) est constitué par le reste de la machine que l'on désignera, par commodité, sous le nom d'enveloppe. Le bobinage transmet ses pertes à l'enveloppe par la conductance thermique G_{ie} . A son tour, l'enveloppe évacue les pertes vers le milieu ambiant par la conductance thermique G_{eo} (voir fig.2).

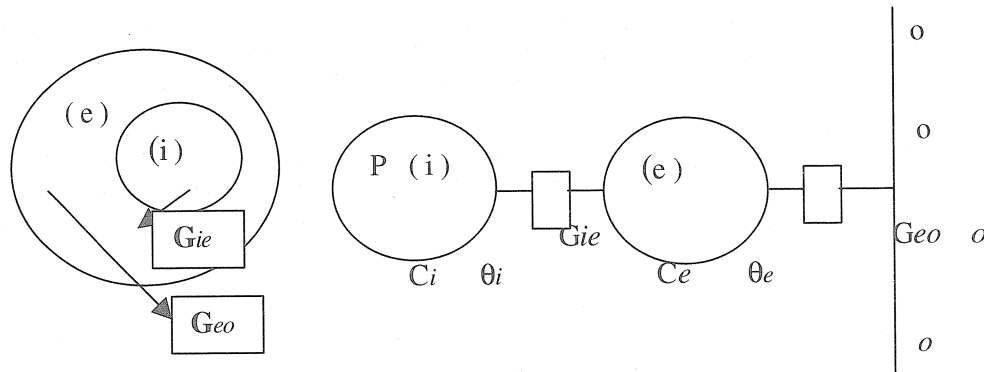


Figure 2

On a alors les relations ci-dessous qui traduisent le régime transitoire

$$0 = C_e \frac{d\theta_e}{dt} + G_{eo} \theta_e + G_{ie} (\theta_e - \theta_i) \quad (10)$$

$$P(t) = C_i \frac{d\theta_i}{dt} + G_{ie} (\theta_i - \theta_e) \quad (11)$$

où :

C_e et C_i sont les capacités thermiques respectives de l'enveloppe et du bobinage ;

θ_e et θ_i sont les échauffements respectifs de l'enveloppe et du bobinage.

Pour le régime intermittent périodique, la résolution des équations du système est relativement complexe.

Elle se simplifie si l'on considère qu'à l'issue d'un temps suffisamment long vis-à-vis de la constante de temps thermique τ_m , l'échauffement de l'enveloppe, en raison de son importante inertie thermique, est stabilisé, comme le montre l'exemple précédent. La valeur de cet échauffement correspondant aux pertes permanentes $P.f$.

Dans ces conditions, si l'on désigne par θ_{ie} l'écart d'échauffement entre enveloppe et bobinage, la relation (11) devient :

$$P(t) = C_i \frac{d\theta_{ie}}{dt} + G_{ie} \theta_{ie} \quad (12)$$

$$\text{et} \quad \theta_{ie} = \theta_{iem} (1 - e^{-t/\tau_i}) \quad (13)$$

où τ_i est alors la constante thermique du bobinage. La relation (13) se substitue à la relation (1) pour définir l'échauffement relatif entre enveloppe et bobinage.

Du fait que la capacité thermique du bobinage reste de l'ordre de 10 à 20 % de celle relative à l'enveloppe et que la conductance thermique G_{ie} est bien supérieure à celle G_{eo} de l'enveloppe, la constante de temps τ_i ne représente que 2 à 5 % de la valeur de τ_m (soit, par exemple, 40 à 100 secondes pour des moteurs dont les couples nominaux sont compris entre 1 et 30 Nm).

EXEMPLE – On reprend le cas du moteur précédent fonctionnant dans les mêmes conditions en admettant que l'échauffement de l'enveloppe est stabilisé à 100 °C . En régime permanent, l'écart thermique entre enveloppe et bobinage est de 25 °C . La constante de temps thermique du bobinage est de 53 secondes..

On a alors

$$\theta_{ie1} = 25 \times 32 \frac{1 - e^{-10/53}}{1 - e^{-90/53}} = 47.4 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$\theta_{ie2} = 25 \times 32 e^{-80/53} = 10.5 \text{ } ^\circ\text{C}$$

L'échauffement du bobinage oscille donc entre 147.4 °C et 110.5 °C.

On constate que si l'échauffement moyen reste à 125 °C, l'échauffement maximal atteint une valeur inacceptable pour un service prolongé. Par ailleurs, l'écart thermique entre les deux valeurs extrêmes est de 37 °C, valeur assez importante pour créer des difficultés en raison des différences de dilatation du bobinage.

Les échauffements ainsi déterminés sont les valeurs moyennes telles que celles que l'on obtiendrait par mesure de variations de résistance. On doit noter que, dans le moteur fermé non ventilé, le point chaud est situé à l'extrémité des têtes de bobine où la dissipation thermique est plus réduite. Aussi, pour un couple en surcharge de $3 C_n$, le point chaud du moteur pris comme exemple peut dépasser largement la valeur maximale obtenue par le calcul précédent.

On peut contrôler que, même si l'on allonge la durée T du cycle, il n'est pas possible d'amener l'échauffement maximal à une valeur acceptable : pour $T = \infty$ (régime temporaire S 2) cette valeur est encore de 138.7 °C. Si n est le rapport du couple crête au couple nominal, le temps de travail doit être

$$t_1 \leq \tau_1 \times Ln \left(\frac{n^2}{n^2 - 1} \right)$$

Dans ce moteur, on vérifie que, pour limiter à 2 % le dépassement de la température limite acceptable par le bobinage, il faut que la durée T du cycle du régime intermittent périodique n'excède pas 20 % de τ_i . Ainsi, pour $t_1 = 1$ seconde et $T = 9$ secondes, les échauffements sont compris entre 127 °C et 123.1 °C.

5-CONCLUSION

Lorsque la durée de travail pour des couples importants atteint des temps de l'ordre de la seconde, le modèle thermique qui considère le moteur comme un corps homogène peut ne plus être valable et le modèle à deux corps s'impose pour sauvegarder la tenue de l'isolement et la durée de vie de la machine. Ce modèle impose la connaissance de la constante de temps thermique du bobinage et de l'écart thermique entre celui-ci et l'enveloppe pour le régime permanent.

MOTEUR SYNCHRONÉ MONOPHASE A EXCITATION PAR AIMANTS PERMANENTS A ALIMENTATION ELECTRONIQUE

Etude électromagnétique du moteur.

B. MULTON, ENS Cachan, Antenne de Bretagne
JP. CARON, membre du comité de lecture de la Revue 3EI

Présentation : L'article propose d'étudier un moteur de petite puissance dont la structure est souvent utilisée pour la réalisation des ventilateurs dits "à courant continu sans balais". La structure du moteur est monophasée, de type synchrone à aimants permanents, son alimentation est électronique et auto-pilotée. L'étude complète fut proposée en problème à la session 1996 du concours externe de l'agrégation de physique appliquée. Il a semblé opportun de joindre aux articles consacrés aux moteurs de grande série publiés dans les numéros 21 et 22 de La Revue 3EI, un corrigé de la première partie de cette étude, consacrée à l'étude électromagnétique du moteur. Le texte du problème relatif à ce corrigé est disponible sur le site 3EI.

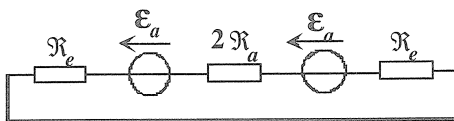
1 Étude de l'inducteur (en l'absence du courant dans le bobinage induit)

1.1 Préliminaires : étude du circuit magnétique élémentaire

1.1.1 Expression de la réductance $\mathfrak{R}_e(x)$:

- pour $0 \leq x \leq w$, $\mathfrak{R}_e(x) = e / \mu_0 S(x)$
avec $S(x) = L(w - x)$
- pour $x > w$, $\mathfrak{R}_e(x) \rightarrow \infty$.

1.1.2 Schéma magnétique équivalent

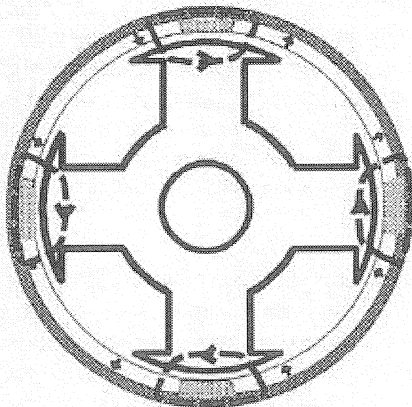


$$\mathcal{E}_a = \frac{B_r}{\mu_0 \mu_a} e_a, \quad \mathfrak{R}_a = \frac{e_a}{\mu_0 \mu_a L w}$$

1.2 Calcul des réductances du circuit magnétique du moteur

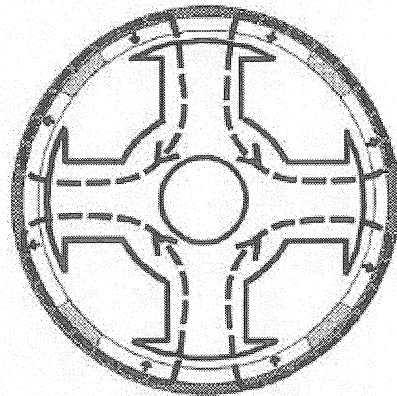
1.2.1 Trajet du flux inducteur

a)



Position de flux nul

b) Le trajet du flux inducteur dépend fortement de la position du rotor puisque les aimants 'voient' un circuit magnétique dont la réductance varie lors de son déplacement.



Position de flux maximal dans le bobinage

1.2.2 Expression des réductances

(pour : $0 \leq \theta_m \leq \pi / 2$)

- aimant, épaisseur e_a , aire de la section $\beta_a r.L$

$$\mathfrak{R}_a = \frac{e_a}{\mu_0 \mu_a \beta_a r L}$$

- zones d'entrefer

cas 1 : $\theta_m \leq \alpha_p - \beta_a$

$$\mathfrak{R}_{e1}(\theta_m) = \frac{e}{\mu_0 (\beta_a - \theta_m) r L}, \quad \mathfrak{R}_{e2}(\theta_m) \rightarrow \infty$$

cas 2 : $\alpha_p - \beta_a \leq \theta_m \leq \beta_a$

$$\mathfrak{R}_{e1}(\theta_m) = \frac{e}{\mu_0 (\beta_a - \theta_m) r L}, \quad \mathfrak{R}_{e2}(\theta_m) = \frac{e}{\mu_0 (\beta_a - \alpha_p + \theta_m) r L}$$

cas 3 : $\beta_a \leq \theta_m \leq \alpha_p = \pi / 2$

$$\mathfrak{R}_{e1}(\theta_m) \rightarrow \infty, \quad \mathfrak{R}_{e2}(\theta_m) = \frac{e}{\mu_0(\beta_a - \alpha_p + \theta_m)rL}$$

1.2.3 Les valeurs minimales des réluctances d'entrefer sont :

$$\mathfrak{R}_{e1\min} = \mathfrak{R}_{e1}(0) = \mathfrak{R}_{e2\min} = \mathfrak{R}_{e2}(\alpha_p) = e / \mu_0 \beta_a rL$$

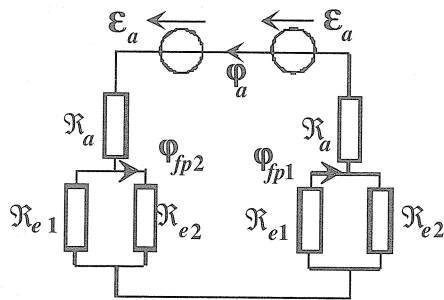
Les valeurs maximales sont infiniment grandes.

1.2.4 Application numérique :

$$\mathfrak{R}_a \approx 7,6 \cdot 10^6 \text{ H}^{-1}, \quad \mathfrak{R}_{e1,2\min} \approx 1,89 \cdot 10^6 \text{ H}^{-1}$$

1.3 Calcul du flux inducteur par pôle

1.3.1 Schéma équivalent



1.3.2 Expression des flux

$$\bullet \quad \Phi_{fp1}(\theta_m) = \Phi_a(\theta_m) \frac{\mathfrak{R}_{e2}(\theta_m)}{\mathfrak{R}_{e1}(\theta_m) + \mathfrak{R}_{e2}(\theta_m)}$$

$$\bullet \quad \Phi_{fp2}(\theta_m) = \Phi_a(\theta_m) \frac{\mathfrak{R}_{e1}(\theta_m)}{\mathfrak{R}_{e1}(\theta_m) + \mathfrak{R}_{e2}(\theta_m)}$$

avec $\Phi_a(\theta_m) = \frac{\epsilon_a}{\mathfrak{R}_a + [\mathfrak{R}_{e1}(\theta_m) / \mathfrak{R}_{e2}(\theta_m)]}$

$$\bullet \quad \Phi_{fp}(\theta_m) = \Phi_{fp1}(\theta_m) - \Phi_{fp2}(\theta_m)$$

1.3.3 Les extrema du flux par pôle sont obtenus pour $\theta_m = 0$ et $\theta_m = \pi / 2$:

$$\Phi_{fp\max} = \Phi_{fp}(0) = -\Phi_{fp}(\pi / 2),$$

$$\Phi_{fp\max} = \frac{\epsilon_a}{\mathfrak{R}_a + \mathfrak{R}_{e1,2\min}}$$

A.N : $\epsilon_a \approx 318 \text{ A}, \Phi_{fp\max} \approx 33,5 \mu\text{Wb}$.

1.3.4 Fonction $\Phi_{fp}(\theta_m)$

a)

cas 1 : $0 \leq \theta_m \leq (\alpha_p - \beta_a) = 10^\circ$

$$\Phi_{fp}(\theta_m) \approx \frac{\epsilon_a}{\mathfrak{R}_a} \frac{\beta_a - \theta_m}{[\beta_a(1 + (\mu_a e / e_a)) - \theta_m]}$$

à $\theta_m = 0$, $\Phi_{fp} = \Phi_{fp\max} \approx 33,5 \mu\text{Wb}$

à $\theta_m = 10^\circ$, $\Phi_{fp} \approx 32,5 \mu\text{Wb}$

cas 2 : $(\alpha_p - \beta_a = 10^\circ) \leq \theta_m \leq \beta_a = 80^\circ$

$$\Phi_{fp}(\theta_m) = \frac{\epsilon_a}{\mathfrak{R}_a} \frac{[\alpha_p - 2\theta_m]}{[2\beta_a - \alpha_p + (\mu_a e \beta_a / e_a)]}$$

décroissance linéaire du flux qui passe par 0 pour $\theta_m = 45^\circ$

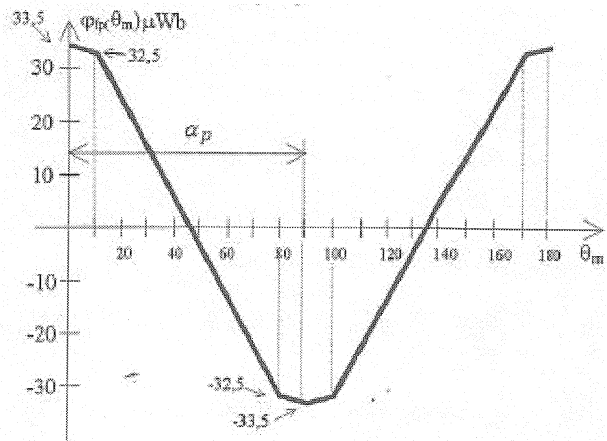
cas 3 : $(\beta_a = 80^\circ) \leq \theta_m \leq 90^\circ$

La fonction est symétrique par rapport au point $(45^\circ, 0)$ et on retrouve les valeurs opposées à celles obtenues entre 0 et 10° .

$$\Phi_{fp}(\theta_m) \approx -\frac{\epsilon_a}{\mathfrak{R}_a} \frac{\beta_a + \theta_m - \alpha_p}{[\beta_a(1 + (\mu_a e / e_a)) + \theta_m - \alpha_p]}$$

b) périodicité : $2\alpha_p = 180^\circ$.

c) **Graph** $\Phi_{fp}(\theta_m)$



1.4 Estimation des niveaux d'induction dans le circuit magnétique et des pertes fer

1.4.1 Valeurs des inductions maximales

• dans la culasse rotorique

$$B_{cr} = \frac{\Phi_{a\max}}{2e_{cr}L}, \text{ avec } \Phi_{a\max} = \Phi_{fp\max} \rightarrow B_{cr} \approx 1,05 \text{ T},$$

• dans les pôles statoriques

$$B_{ps} = \frac{\Phi_{fp\max}}{w_p L} \approx 1,12 \text{ T},$$

• dans la culasse statorique

$$B_{cs} = \frac{\Phi_{fp\max}}{2e_{cs}L} \approx 0,84 \text{ T}$$

1.4.2 Pour que les pertes au rotor soient rigoureusement nulles, il faut que l'induction soit constante, or, au rotor, les aimants voient une réluctance variable, donc leur flux est modulé comme l'indique la figure de la question 1.1 ; il y a donc une induction variable dans les zones de culasse rotorique et des pertes magnétiques sont présentes. En outre, si les aimants sont conducteurs, des courants induits peuvent s'y développer et causer des pertes Joule supplémentaires.

1.4.3 Pertes fer, modèle

a) Justification du modèle

Le modèle représente la somme des pertes par hystérésis et des pertes par courants de Foucault. En supposant que le cycle statique (en l'absence de courants induits) ait une surface proportionnelle au carré de l'amplitude de l'induction, l'énergie perdue par cycle est proportionnelle à l'aire de cette surface et les pertes

correspondantes se trouvent proportionnelles à la fréquence et au carré de l'induction. Quant aux pertes par courants de Foucault, elles sont proportionnelles au carré de la valeur efficace des courants induits donc au carré de la valeur efficace de la dérivée du flux, ainsi ces pertes se trouvent proportionnelles au carré du produit de la fréquence par l'amplitude de l'induction.

b) Le stator est feuilleté pour augmenter la résistance à la circulation des courants induits.

c) Le terme k_1 est sensiblement inversement proportionnel à l'épaisseur des tôles (k_2 est aussi affecté mais dans une moindre mesure).

1.4.4 Évaluation des pertes fer

La fréquence vaut $f = pN / 60 = 100$ Hz. Avec les valeurs d'induction maximale calculées à la question 1.4.1, on obtient, respectivement, dans les pôles et dans la culasse statorique, les valeurs de pertes par unité de masse suivantes : 13,8 et 7,7 W/kg.

Les pertes dans chaque zone valent, selon ces hypothèses : $P_{feps} \cong 0,17$ W, $P_{fecs} \cong 0,018$ W ; alors les pertes fer totales valent : $P_{fe} \cong 0,19$ W.

1.5 Calcul du flux produit par les aimants

1.5.1 Expression de $\Phi_a(\Theta_m)$

$$\Phi_a(\Theta_m) = \frac{\epsilon_a}{\mathfrak{R}_a + [\mathfrak{R}_{e1}(\Theta_m) // \mathfrak{R}_{e2}(\Theta_m)]}$$

1.5.2 Expressions de $\Phi_a(\Theta_m)$ et des valeurs minimale et maximale du flux d'un aimant ($\Phi_{a\min}$, $\Phi_{a\max}$)

Cas 1 : $0 \leq \Theta_m \leq \alpha_p - \beta_a = 10^\circ$

$$\Phi_a(\Theta_m) \cong \frac{\epsilon_a}{\mathfrak{R}_a} \frac{\beta_a - \Theta_m}{[\beta_a(1 + (\mu_a e / e_a)) - \Theta_m]}$$

Cas 2 : $(\alpha_p - \beta_a = 10^\circ) \leq \Theta_m \leq \beta_a = 80^\circ$

$$\Phi_a(\Theta_m) \cong \frac{\epsilon_a}{\mathfrak{R}_a} \frac{1}{[1 + (\mu_a e \beta_a / e_a (2\beta_a - \alpha_p))]} = \Phi_{a\min}$$

Le flux est minimal et constant entre 10° et 80° .

Cas 3 : $(\beta_a = 80^\circ) \leq \Theta_m \leq 90^\circ$

$$\Phi_a(\Theta_m) \cong \frac{\epsilon_a}{\mathfrak{R}_a} \frac{\beta_a + \Theta_m - \alpha_p}{[\beta_a(1 + (\mu_a e / e_a)) + \Theta_m - \alpha_p]}$$

On trouve les valeurs du cas 1 par symétrie par rapport à l'axe $\Theta_m = \alpha_p / 2$.

Φ_a est maximal pour $\Theta_m = 0$, $\alpha_p \dots$

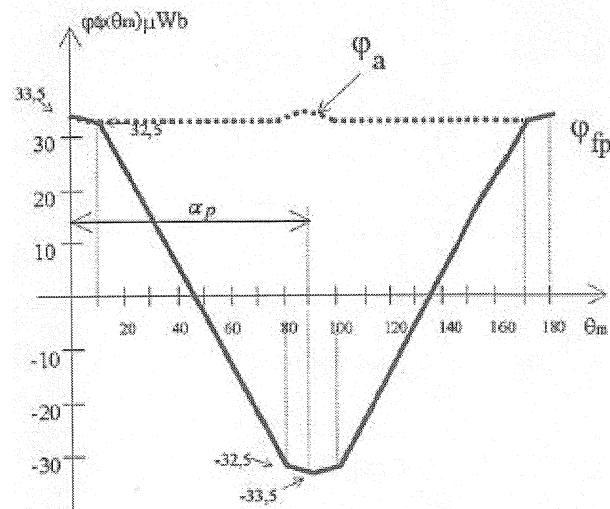
$$\Phi_{a\max} \cong \frac{\epsilon_a}{\mathfrak{R}_a} \frac{\beta_a}{[\beta_a(1 + (\mu_a e / e_a))]}$$

1.5.3 A.N : $\Phi_{a\max} = 33,5 \mu\text{Wb}$, $\Phi_{a\min} = 32,5 \mu\text{Wb}$

La période de la fonction est $\alpha_p = 90^\circ$

Graphes $\Phi_a(\Theta_m)$

(La graphes de $\Phi_{fp}(\Theta_m)$ est rappelé pour information.)



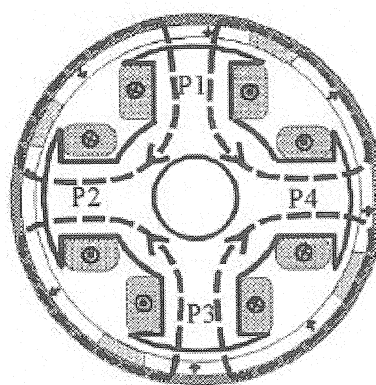
2 Étude de l'induit (en l'absence d'aimantation des pôles)

2.1 Indépendance des flux inducteur et d'induit

La séparation des flux inducteur et d'induit est possible en raison du théorème de superposition applicable ici car tous les milieux ferromagnétiques et aimantés sont supposés linéaires ; ceci est assez réaliste dans ce moteur utilisant des aimants à faible induction rémanente et un circuit magnétique faiblement saturé (voir question 1.4.1), cependant les épanouissements polaires risquent des saturations locales à cause de leur faible section (non précisée dans l'énoncé). Très souvent les moteurs électromagnétiques travaillent au voisinage de la saturation ou en saturation, dans ce cas cette superposition des états n'est pas possible, on a alors recours à des modèles spécifiques comme celui de Potier pour les machines à inducteur bobiné.

2.2 Trajet du flux induit ou flux propre.

2.2.1



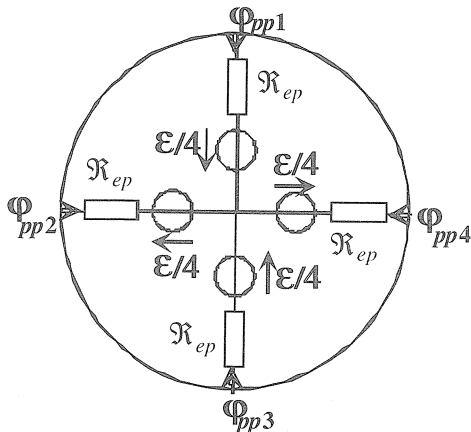
2.2.2 Les aimants non aimantés ont une perméabilité égale à celle de l'air et à celle du milieu inter-aimant ; donc, vu des pôles, tout se passe comme si l'entrefer était constant et égal à la somme de l'entrefer mécanique

et de l'épaisseur des aimants. Le flux induit ne dépend pas alors de la position.

On rencontre le cas contraire lorsque les pôles inducteurs sont magnétiquement saillants, c'est-à-dire lorsqu'ils possèdent des pièces polaires ferromagnétiques ou encore si la perméabilité μ_u des aimants est supérieure à 1 (c'est le cas en réalité avec les aimants habituels dont la perméabilité vaut 1,05 à 1,5)

2.3 Perméance d'induit

2.3.1 Schéma équivalent magnétique



2.3.2 Expression des réluctances R_{ep} et des flux propres par pôle Φ_{pp}

$$R_{ep} = R_e + R_a = \frac{e + e_a}{\mu_0 \beta_s r L}, \text{ avec } \mu_u = 1$$

$$\Phi_{pp} = \frac{\epsilon}{4 R_{ep}}$$

2.3.3 Perméance :

$$\Phi_p = \Phi_{pp} = p \epsilon = \epsilon / 4 R_{ep}$$

$$p = \frac{\mu_0 \beta_s r L}{4(e + e_a)}$$

2.3.4 Application numérique :

$$R_{ep} \approx 9,5 \cdot 10^6 \text{ H}^{-1}, \quad p \approx 26 \text{ nH},$$

avec $\epsilon = 100 \text{ A}$ et $\Phi_p = 2,64 \mu\text{Wb}$

3 Étude de la conversion d'énergie électromécanique

3.1 Principe du calcul du couple électromagnétique

Soit un système électrotechnique monophasé dont le circuit magnétique est formé d'une partie fixe et d'une partie mobile en rotation repérée par l'angle mécanique θ_m . On suppose que le système est dépourvu de toute perte énergétique de sorte que l'énergie électrique dW_e reçue par la bobine est en partie stockée (dW_{em}) et en partie transformée en énergie mécanique (dW_m) pour une rotation élémentaire $d\theta_m$.

Si on note c_{em} le couple électromagnétique exercé sur la partie mobile, la relation de conservation de l'énergie s'écrit :

$$dW_e = i \cdot d\phi = dW_{em} + c_{em} \cdot d\theta_m$$

avec ϕ le flux total embrassé par la bobine.

De la définition de la coénergie W'_{em} :

$$W'_{em}(i, \theta_m) + W_{em}(\phi, \theta_m) = i \cdot \phi$$

et de la relation précédente on déduit :

$$dW'_{em} = \phi \cdot di + c_{em} d\theta_m$$

d'où le résultat : $c_{em} = \frac{\partial W'_{em}(i, \theta_m)}{\partial \theta_m}$

3.2 Calcul du couple synchrone

$$W'_{em}(i, \theta_m) = \int_0^i \phi(i, \theta_m) \cdot di$$

avec $\phi = n [\Phi_{fp}(\theta_m) \cdot i + p n i^2]$

alors $W'_{em} = n \Phi_{fp}(\theta_m) \cdot i + 0,5 \cdot n^2 i^2 p$

Comme la perméance est indépendante de la position angulaire, l'expression du couple devient :

$$c_{em} = n i \frac{d\Phi_{fp}(\theta_m)}{d\theta_m} = \epsilon \frac{d\Phi_{fp}(\theta_m)}{d\theta_m}$$

3.2.2 Forme d'onde du couple synchrone

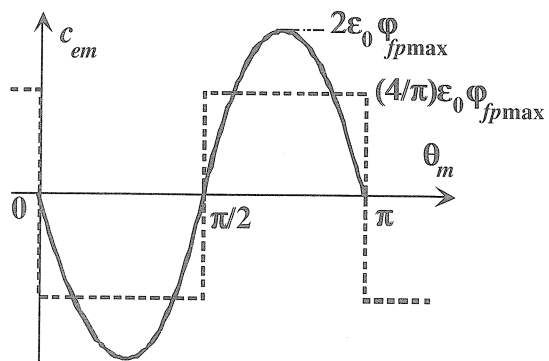
- si le flux inducteur a une forme triangulaire

$$\text{de } 0 \text{ à } \alpha_p : \frac{d\Phi_{fp}(\theta_m)}{d\theta_m} = -\frac{2\Phi_{fp\max}}{\alpha_p} = -\frac{4}{\pi} \Phi_{fp\max}$$

$$c_{em\text{trian}} = -\epsilon_0 \frac{4}{\pi} \Phi_{fp\max}$$

de α_p à $2\alpha_p$:

$$c_{em\text{trian}} = \epsilon_0 \frac{4}{\pi} \Phi_{fp\max}$$



- si le flux inducteur a une forme sinusoïdale

$$\Phi_{fp}(\theta_m) = \Phi_{fp\max} \cos(2\theta_m),$$

$$\frac{d\Phi_{fp}(\theta_m)}{d\theta_m} = -2\Phi_{fp\max} \sin(2\theta_m)$$

$$c_{em\sin us} = -\hat{C}_{em\sin us} \sin(2\theta_m)$$

avec $\hat{C}_{em\sin us} = 2\epsilon_0 \Phi_{fp\max}$

3.2.3 Dans le cas du flux triangulaire, le couple instantané est constant, égal à $(4/\pi)\epsilon_{\max}\Phi_{fp\max}$. Dans le cas du flux sinusoïdal, le couple instantané a la forme de la valeur absolue d'une sinusoïde d'amplitude $2\epsilon_{\max}\Phi_{fp\max}$ dont la moyenne vaut : $(4/\pi)\epsilon_{\max}\Phi_{fp\max}$. A.N : pour $\epsilon_{\max} = 100$ A, $\bar{c}_{em} = 4,27$ mN.m.

3.3 Calcul du couple de détente

3.3.1 Expression de la coénergie $W'_{aem}(\epsilon_a, \theta_m)$ d'un aimant

$$W'_{aem}(\epsilon_a, \theta_m) = \int_0^{\epsilon_a} \varphi_a(\epsilon_a, \theta_m) d\epsilon_a$$

avec $\varphi_a(\epsilon_a, \theta_m) = p_{aa}(\theta_m) \cdot \epsilon_a$

soit : $W'_{aem}(\epsilon_a, \theta_m) = \frac{1}{2} p_{aa}(\theta_m) \cdot \epsilon_a^2$

3.3.2 La perméance $p_{aa}(\theta_m)$ varie sinusoïdalement il en est de même pour le flux des aimants entre $\varphi_{a\max}$ et $\varphi_{a\min}$. Comme il y a 4 aimants à coénergies identiques, il vient :

$$c_{emd} = 4 \frac{\partial W'_{aem}}{\partial \theta_m} = 2\epsilon_a \frac{d\varphi_a(\theta_m)}{d\theta_m}$$

or $\varphi_a(\theta_m) = \varphi_{a0} + [\varphi_{a\max} - \varphi_{a\min}] \cos(2\theta_m)$
d'où : $c_{emd} = -4\epsilon_a [\varphi_{a\max} - \varphi_{a\min}] \sin(2\theta_m)$

La valeur moyenne du couple de détente est nulle.

3.3.3 Application numérique :

$$\varphi_{a\max} - \varphi_{a\min} \cong 0,9 \mu\text{Wb}, \epsilon_a \cong 318 \text{ A},$$

$$c_{emd\max} \cong 1,16 \text{ mN.m}$$

3.3.4 Positions stables du rotor à l'arrêt

Ce sont les positions de flux maximal, soit : $\theta_m = 0, \alpha_p, \dots$, c'est-à-dire les positions dans lesquelles les aimants sont en face des pôles.

Dans ces positions le flux inducteur est maximal, sa dérivée est nulle et le couple synchrone est également nul quelle que soit la valeur du courant. Par conséquent le moteur ne peut démarrer.

Remarque : pratiquement, pour démarrer, on réalise généralement une dissymétrie des pôles statoriques (par accroissement de l'entrefer sur un côté), ce qui permet de décaler les positions stables de détente ; ainsi lorsque le moteur est arrêté en l'absence de couple résistant, il peut démarrer si on fait passer un courant car le rotor ne se trouve plus dans une position de flux inducteur maximal de sorte que le couple synchrone n'est plus nul.

3.4 Calcul de la résistance du bobinage d'induit et des pertes Joule

3.4.1 Calcul de la résistance spécifique r_b :

$$\text{section du fil} : S_{fil} = 4k_b h_b w_b / n,$$

$$R_b = n \cdot \rho \frac{L_b}{S_{fil}} = n^2 \rho \frac{L_b}{4k_b h_b w_b} \Rightarrow r_b = \rho \frac{L_b}{4k_b h_b w_b}$$

3.4.2 Pertes Joule

$$P_J = R_b I_{eff}^2 = n^2 r_b \left[\frac{\epsilon_{eff}}{n} \right]^2 = r_b \epsilon_{eff}^2, \text{ avec } \epsilon_{eff} \text{ la valeur}$$

efficace de la force magnétomotrice (égale à la valeur maximale dans le cas d'une forme rectangulaire). Dans ces conditions les pertes Joule ne dépendent que de la force magnétomotrice et donc du couple moyen.

$$3.4.3 \text{ A.N : } r_b \cong 66,7 \mu\Omega, P_J \cong 0,67 \text{ W}$$

3.4.4 Calcul numérique du rendement électromagnétique :

$$\eta_{em} = \frac{\bar{c}_{em\sin us} \Omega}{\bar{c}_{em\sin us} \Omega + P_{jer} + P_J} \cong 61\%$$

avec $\bar{c}_{em\sin us} \Omega \cong 1,341 \text{ W}$

3.5 Équation d'alimentation

3.5.1 Équation différentielle liant le courant i à la tension d'alimentation v :

$$v = e + L \frac{di}{dt} + R_b i = n \frac{d\varphi_{fp}(\theta_m)}{dt} + n^2 p \frac{di}{dt} + n^2 r_b i$$

3.5.2 Équation liant la force magnétomotrice ϵ à la tension v :

$$v = n \frac{d\varphi_{fp}(\theta_m)}{dt} + n p \frac{d\epsilon}{dt} + n r_b \epsilon$$

$$v = n \left[\frac{d\varphi_{fp}(\theta_m)}{dt} + p \frac{d\epsilon}{dt} + r_b \epsilon \right]$$

$$3.5.3 \quad v = n \left[\Omega \frac{d\varphi_{fp}(\theta_m)}{d\theta_m} + p \Omega \frac{d\epsilon}{d\theta_m} + r_b \epsilon \right]$$

On peut remarquer que la tension d'alimentation est proportionnelle au nombre de spires à force magnétomotrice - donc couple- et vitesse donnés. Le nombre de spires sera ainsi l'élément d'adaptation entre le circuit magnétique convertisseur électromécanique d'énergie et la source d'alimentation en énergie électrique.

Les textes complets de ce problème et son corrigé ont été publiés au BUP au quatrième trimestre 1996 dans les numéros spéciaux consacrés aux sujets d'examens et de concours.

Ils sont en vente à :

L'Union des Physiciens
44, Bd Saint Michel
75270 Paris

Serveur de l'UDP :
<http://www.cnam.fr/hebergement/udp>

CAUSES ET EFFETS DES PERTURBATIONS HARMONIQUES Caractérisation et exemples

Jean-Paul HAUTIER

Laboratoire d'Électrotechnique et d'Électronique de Puissance de Lille
L2EP-ENSAM, 8 Bd Louis XIV, 59046 Lille Cedex
Tél. : 03 20 62 22 29 Email : hautier@lille.ensam.fr

Résumé : Cet article rappelle d'abord les principales définitions caractérisant les grandeurs et les puissances mises en jeu dans un échange énergétique. Quelques exemples typiques posent le problème de la pollution harmonique engendrée par la non linéarité des charges, en particulier celles formées de composants électroniques de puissance fonctionnant en commutation. L'étude d'un cas permet de mettre en exergue non seulement la génération de pollution, mais les problèmes inhérents à sa propagation ; la dépollution par filtrage passif est abordée et les effets des harmoniques sont décrits dans quelques cas typiques.

Mots clés : Caractérisation des grandeurs électriques, pollution harmonique, propagation, dépollution.

1. Introduction

L'évolution technologique des composants électroniques de puissance de cette fin de siècle est considérable à plusieurs titres : les calibres atteints tant en tension qu'en courant, la souplesse de commande, les gammes très étendues, les moindres coûts induits par des procédés de fabrication de plus en plus performants, etc..., conduisent actuellement à une prolifération quasi anarchique d'équipements de traitement de l'énergie électrique diversement sophistiqués. La plupart des systèmes sont essentiellement conçus dans un esprit de confort d'utilisation et de rendement économique, souvent sans le moindre souci de l'environnement que représente le réseau d'énergie. Aussi, la rançon de ces progrès est-elle dans la pollution harmonique des réseaux de distribution ; il existe bien des solutions de consommateurs propres, comme les redresseurs à absorption sinusoïdale de courant, mais de tels dispositifs sont loin de constituer la majeure partie du parc actuel. En effet, bien des applications domestiques et industrielles polluantes composent maintenant une large part du marché : les téléviseurs, les ordinateurs, les variateurs de lumière ou de vitesse des moteurs universels, les nouveaux éclairages, les variateurs de puissance, les fours, les électrolyseurs, les équipements rustiques optimisés en termes de puissance massive ne constituent pas une liste exhaustive, de loin s'en faut. Un tel contexte peut se comparer à celui des transports utilisant les hydrocarbures : les constructeurs d'automobile se sont penchés longtemps sur les performances et le confort des véhicules avant qu'une réglementation ne vienne les forcer à réfléchir aux problèmes d'émission massive de polluants. Aujourd'hui, nous sommes confrontés au même problème ; la pollution harmonique ne semble pas avoir d'effet direct sur la santé de l'homme, mais une analyse plus approfondie montre que cette pollution requiert une fourniture énergétique plus grande, de sorte que se pose naturellement la question de l'effet indirect même s'il est moindre. Certes, les plus exposés aux nuisances sont les équipements eux-mêmes ; dans certains cas, les conséquences ne sont pas toujours graves, si le résultat se réduit à des échauffements supplémentaires ou à des effets sonores, mais il en devient tout autre en cas de dysfonctionnements des dispositifs de protection.

2. Rappels sur la caractérisation des grandeurs électriques [1]

2.1 Quelques définitions

Une source est un dispositif siège d'une transformation énergétique réversible. Selon le sens de transfert, une source est soit un *générateur*, soit un *récepteur* (ou une *charge*). Les éléments réactifs (bobines et condensateurs) possèdent des propriétés de stockage et de restitution : ce sont des éléments naturellement réversibles.

Les réseaux assurent le transport et la distribution de l'énergie électrique jusqu'aux utilisateurs qui disposent localement de sources de tensions triphasées ou monophasées.

2.2 Analyse harmonique

Tout signal périodique $x(t)$ représentant une tension ou un courant peut être représenté par une somme de composantes sinusoïdales grâce à la décomposition proposée par Fourier :

$$x(t) = \overline{x(t)} + \sum_{k=1}^{\infty} X_k \sqrt{2} \sin(k\omega_0 t + \varphi_k) \quad (1)$$

avec

$\overline{x(t)}$: la valeur moyenne de $x(t)$,

X_k , $\hat{X}_k = X_k \sqrt{2}$, $k\omega_0 = 2\pi k f_0$, φ_k : respectivement la valeur efficace, l'amplitude, la pulsation (à la fréquence $k f_0$), la phase à l'origine de la composante harmonique de rang k . $x(t)$ admet une représentation graphique des suites \hat{X}_k et φ_k en fonction de la fréquence discrétisée $k f_0$: ce sont *les spectres d'amplitude et de phase* particulièrement utiles à l'interprétation de la signature harmonique dans les systèmes.

2.3 Paramètres caractéristiques

Les problèmes pratiques inhérents à l'appareillage et aux réseaux exigent des paramètres d'évaluation permettant de caractériser au mieux l'impact des grandeurs électriques non sinusoïdales.

$$\text{Valeur efficace : } X = \sqrt{(\overline{x(t)})^2 + \sum_{k=1}^{\infty} X_k^2} \quad (2)$$

La valeur efficace, souvent indiquée RMS (*Root Mean Square*) sur les appareils de mesure, caractérise l'effet Joule dans tous les dispositifs.

$$\text{Facteur de crête : } f_c = \hat{X} / X \quad (3)$$

Ce facteur est important à considérer lors du mesurage par des appareils électroniques. S'il est de valeur trop importante, la mesure est susceptible d'être faussée (saturation).

$$\text{Taux harmonique : } T_h = 100 X_k / X_1 \text{ (\%)} \quad (4)$$

Ce taux caractérise la déformation induite par un rang particulier.

$$\text{Taux de distorsion harmonique : } TDH = \frac{100}{X_1} \sqrt{\sum_{k=2}^{40 \text{ à } 50} X_k^2} \text{ (\%)} \quad (5)$$

Ce taux est une grandeur comparative importante représentant sensiblement l'augmentation de l'effet Joule dans les lignes et les dispositifs.

Taux de distorsion pondérés : Les définitions correspondantes prennent en compte les caractéristiques fréquentielles des matériels soumis à des *sources harmoniques de tension* afin d'en évaluer la nocivité (il convient donc d'être prudent dans leur interprétation) [2].

$$\text{Bobine : } TDH_B = \frac{100}{X_1} \sqrt{\sum_{k=2}^{40} \left(\frac{X_k}{k}\right)^2}, \text{ Condensateur : } TDH_C = \frac{100}{X_1} \sqrt{\sum_{k=2}^{40} (k X_k)^2},$$

$$\text{Moteur : } TDH_M = \frac{100}{X_1} \sqrt{\sum_{k=2}^{13} \frac{X_k^2}{k}} \quad (6)$$

2.4 Puissances échangées

2.4.1 Cas de grandeurs sinusoïdales

Un dipôle électrique linéaire, connecté à une source de tension sinusoïdale v , est parcouru par un courant i tel qu'en régime permanent :

$$i(t) = I\sqrt{2} \sin(\omega_0 t - \varphi) \text{ lorsque } v(t) = V\sqrt{2} \sin(\omega_0 t)$$

avec I, V : les valeurs efficaces, ω_0 : la pulsation de la source, φ : le déphasage entre tension et courant.

Le dipôle est alors le siège de la puissance instantanée :

$$p_r(t) = v(t) i(t) = VI \cos(\varphi) - VI \cos(2\omega_0 t - \varphi) = P + p_f \quad (7)$$

Cette expression fait apparaître respectivement la **puissance active** P et la **puissance fluctuante** p_f . La puissance active correspond à la valeur moyenne de la puissance instantanée.

En représentant les grandeurs sinusoïdales par leurs amplitudes complexes efficaces :

$$v = \text{Im}[V\sqrt{2} \exp(j\omega_0 t)], \quad i = \text{Im}[I\sqrt{2} \exp(j\omega_0 t)] \text{ avec } \underline{V} = V, \quad \underline{I} = I \exp(-j\varphi) \quad (8)$$

on définit la puissance complexe \underline{S} comme le produit :

$$\underline{S} = \underline{V} \underline{I}^* = VI \exp(j\varphi) = S \exp(j\varphi) = P + jQ = S \cos(\varphi) + jS \sin(\varphi) \quad (9)$$

avec

S la **puissance apparente** caractérisant le dimensionnement d'un système électrique, exprimée en Volt Ampère (VA)

P la **puissance active** représentant l'énergie effectivement consommée, exprimée en Watts (W)

Q la **puissance réactive** traduisant l'énergie échangée entre le générateur et les éléments réactifs du récepteur, dont l'unité est le volt ampère réactif (var).

Facteur de puissance : $f_p = \cos(\varphi) = P/S$

Il exprime le mode de comportement moyen du dipôle : générateur ($f_p < 0$), récepteur ($f_p > 0$).

2.4.2 Cas de grandeurs non sinusoïdales

Un dipôle électrique linéaire ou non, connecté à une source de tension sinusoïdale v , est parcouru par un courant i tel qu'en régime permanent :

$$i = \sum_{k=1}^{\infty} I_k \sqrt{2} \sin(k\omega_0 t + \psi_k - \varphi_k) \text{ lorsque } v = \sum_{k=1}^{\infty} V_k \sqrt{2} \sin(k\omega_0 t + \psi_k) \quad (10)$$

Le développement de la puissance instantanée $p_r(t) = v(t) i(t)$ comporte des produits de fonctions sinusoïdales de fréquences différentes dont l'intégration sur la période $T_0 = 2\pi/\omega_0$ donne une valeur nulle. Seules les interactions entre composantes de même fréquence contribuent à l'élaboration de la puissance moyenne ou puissance active :

$$P = \sum_{k=1}^{\infty} V_k I_k \cos(\varphi_k) \quad (11)$$

L'analyse de l'énergie échangée débouche sur l'expression de la puissance réactive qui apparaît, contrairement à la puissance active, comme la somme pondérée des réactions associées à chaque harmonique :

$$Q = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} V_k I_k \sin(\varphi_k) \quad (12)$$

Par définition, la puissance apparente est donnée par le produit des valeurs efficaces de la tension et du courant, sans lien effectif avec les puissances actives et réactives :

$$S = V I \quad (13)$$

Cas d'une source de tension sinusoïdale

Les expressions (11) et (12) se simplifient pour venir :

$$P = V I_1 \cos(\varphi_1), \quad Q = V I_1 \sin(\varphi_1) \quad (14)$$

avec : $\cos(\varphi_1)$ le facteur de puissance fondamental ou facteur de déplacement à la source.

Dans ces conditions, le carré de la puissance apparente devient :

$$S^2 = P^2 + Q^2 + V^2 \sum_{k=2}^{\infty} I_k^2 \quad (15)$$

résultat débouchant sur la définition d'une puissance déformante, caractéristique des seuls harmoniques de courant :

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} = V \sqrt{I^2 - I_1^2} \quad (16)$$

REMARQUE - Pour une même service défini par les puissances active et réactive, la puissance déformante introduit des pertes Joule supplémentaires dont l'accroissement relatif est égal à :

$$\Delta P_j = D^2 / (P^2 + Q^2) \quad (17)$$

$$\text{Facteur de puissance : } f_p = \frac{P}{S} = \frac{1}{\sqrt{1 + (TDH)^2}} \cos(\varphi_1) \quad (18)$$

Ce dernier terme montre la dégradation importante apportée par la pollution harmonique du courant en terme d'utilisation des réseaux et des dispositifs associés. Généralement l'augmentation de la puissance apparente oblige à un déclassement.

3. Position du problème

La question fondamentale est la suivante : quelles sont les origines des perturbations harmoniques dans un réseau ? A priori, on peut y répondre de manière simple en examinant la constitution d'un échange énergétique. Elles proviennent soit de la source, soit de la charge. Si elles proviennent de la source qui est imparfaite par construction, on parle alors de perturbations en tension ; si elles sont émises par la charge, il s'agit de perturbations en courant. La question qui pourrait se poser est : Sont-elles fondamentalement différentes ? En réalité, les causes sont toujours les mêmes : la non linéarité des circuits concernés, qu'ils soient magnétiques ou électriques. En pratique, il faut bien admettre que la pollution harmonique est quasi toujours engendrée par les caractéristiques non linéaires de charges qui, dans certaines situations, conduisent à une alimentation d'autres récepteurs par une tension déformée [2].

3.1 Émission par les sources

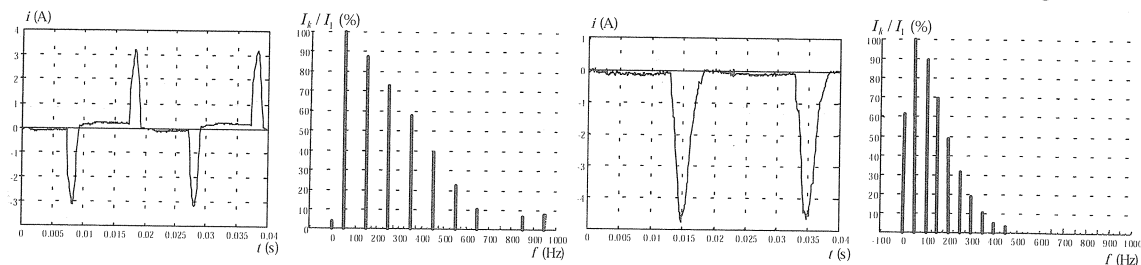
La majorité de l'énergie électrique provient d'alternateurs ; cette situation naturelle pour les centrales de production se retrouve avec les groupes électrogènes et de manière générale, la qualité de construction actuelle permet d'obtenir une bonne qualité de l'onde de tension ainsi fournie. Même en présence de transformateur, le taux de distorsion de la tension distribuée n'excède pas le pour cent, de sorte qu'on ne peut pas parler à proprement dit de pollution harmonique. Il en est différemment de certaines alimentations statiques ininterrompibles (ASI), mais comme celles-ci sont dédiées à définir un réseau le plus souvent interne, le problème de pollution harmonique n'est pas crucial.

3.2 Émission par les charges

3.2.1 Exemples caractéristiques

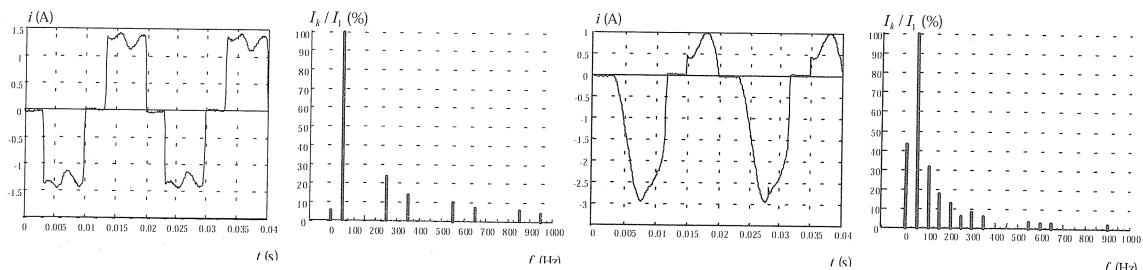
Nous considérons dans un premier temps les formes d'onde des courants ainsi que leurs spectres d'amplitude de charges très diverses, mais couramment rencontrées.

- *Figure 1.a*: Courant absorbé par l'alimentation d'un micro-ordinateur, constituée d'un redresseur à diodes associé à un condensateur (voir fig. 2).
- *Figure 1.b*: Courant absorbé par une perceuse portable à moteur universel et variateur de vitesse ; visiblement, le semi-conducteur utilisé est unidirectionnel et, hormis la pollution conséquente, la valeur moyenne du courant n'est pas nulle.
- *Figure 1.c*: Exemple classique du pont redresseur triphasé à diodes avec filtrage par un circuit du second ordre (bobine et condensateur) ; ce type de montage se retrouve dans la plupart des variateurs industriels pour machines asynchrones.
- *Figure 1.d*: Cet exemple reprend le cas précédent, mais avec un défaut sur une diode qui reste en circuit ouvert.
- *Figure 1.e*: Courant absorbé par le moteur universel d'un aspirateur domestique ; on reconnaît le fonctionnement en régime saturé par la présence d'harmonique de rang trois.
- *Figure 1.f*: Courant absorbé par une machine asynchrone triphasée à vide.
- *Figure 1.g*: Courant absorbé par la machine asynchrone précédente lorsqu'elle est associée à un démarreur avec économiseur d'énergie. La dissymétrie doit provenir d'un calage imparfait des ordres de commande du gradateur.



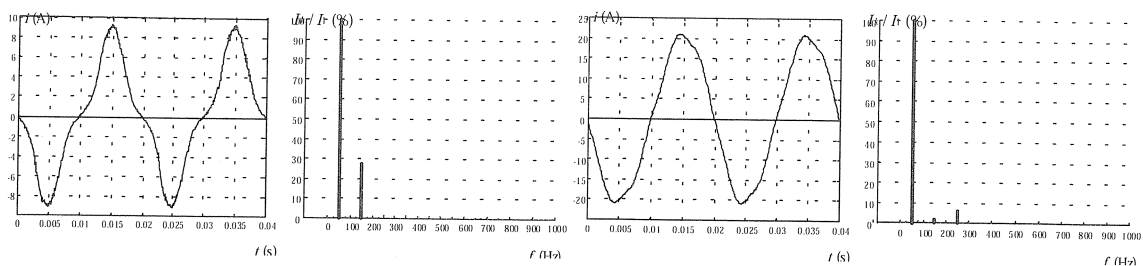
a. Micro-ordinateur.

b. Perceuse portable.



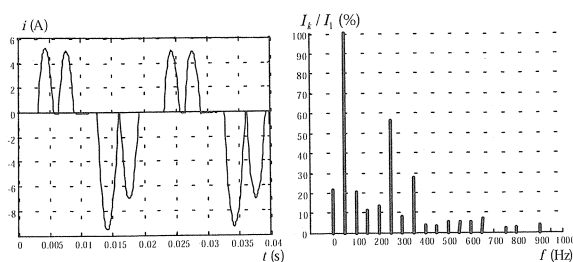
c. Pont redresseur à diodes.

d. Pont redresseur avec défaut.



e. Aspirateur domestique.

f. Machine asynchrone à vide.



g. Démarreur avec économiseur d'énergie à gradateur.

Figure 1 : Exemple de charges caractéristiques.

Ces quelques exemples illustrent la dimension du problème car, en dehors des dispositifs électrotechniques classiques : machines asynchrones (ou synchrones) alimentées directement par le réseau, lampes à incandescence, chauffage électrique direct, la quasi totalité des équipements sont des perturbateurs harmoniques. Il apparaît ainsi la présence d'une puissance polluante, venant s'ajouter à la puissance réactive et contribuant ainsi à un déclassement énergétique global des installations de distribution.

Cet article ne cherche pas à exposer de manière exhaustive l'état de la situation. Toutefois, il semble opportun de montrer l'ampleur du problème par quelques indicateurs simples.

Le nombre d'appareils domestiques dotés d'éléments semi-conducteurs électroniques de puissance est en nombre croissant : téléviseurs et éléments périphériques, micro-ordinateurs avec la démocratisation par l'Internet, l'éclairage à faible consommation, etc.. Le secteur industriel est également en pleine évolution ; le cas typique est l'accroissement des applications à vitesse variable par machines à courant alternatif. La plupart des équipements n'exige pas de réversibilité énergétique importante de sorte que les étages d'entrée ne sont pas prévus pour l'absorption sinusoïdale de courant.

3.2.2 Effet polluant d'une charge non linéaire monophasée

Tout récepteur ayant une caractéristique tension-courant non linéaire apparaît comme un *générateur de courant harmonique*, donc comme un pollueur du réseau qui l'alimente. Reprenons le cas typique de l'alimentation d'un micro-ordinateur actuel, alors schématisée à la figure 2.a ; cette structure se retrouve dans beaucoup d'autres appareils, les téléviseurs notamment. Le bloc d'entrée est constitué d'un redresseur à diodes associé à un condensateur (C). La bobine d'inductance L_a correspond le plus souvent à celle des conducteurs si bien que le principe même de l'alternance des sources semble a priori peu respecté.

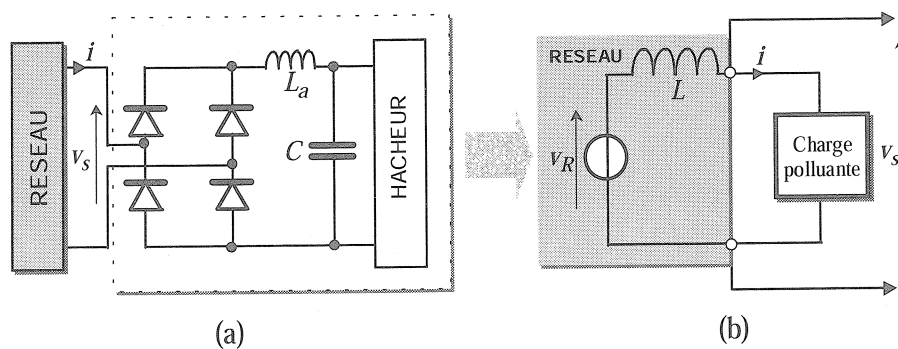


Figure 2. Constitution et connexion d'une charge polluante.

La figure 2.b montre l'interconnexion de cette charge particulière à un réseau simplement modélisé par une f.e.m. sinusoïdale (v_R) associée à une bobine d'inductance constante égale à L . Il s'agit a priori d'une hypothèse simple, l'objectif étant de montrer l'effet de ce récepteur sur la forme de la tension alors distribuée (v_s). Hormis le régime transitoire dur auquel est soumis ce montage, sa structure engendre, pour le courant, la forme d'onde particulièrement déformée montrée à la figure 1.a.

En régime permanent, la forme d'onde de la tension distribuée est déduite de la solution correspondante de l'équation différentielle :

$$v_s = v_R - L \frac{di}{dt} \quad (19) \quad \text{avec :} \quad v_R(t) = V\sqrt{2} \sin(\omega_0 t), \quad i(t) = \sum_{k=1}^n I_k \sqrt{2} \sin(k\omega_0 t - \varphi_k) \quad (20)$$

Il en découle :

$$v_s(t) = V\sqrt{2} \sin(\omega_0 t) - \left(\sum_k L k \omega_0 I_k \sqrt{2} \cos(k\omega_0 t - \varphi_k) \right) \quad (21)$$

$$k = \{1,3,5,7,9,11,13,\dots\}$$

Les tracés de la figure 3 sont obtenus dans les conditions suivantes :

$$I_1\sqrt{2} = 10 \text{ A}, \quad I_3\sqrt{2} = 8,7 \text{ A}, \quad I_5\sqrt{2} = 7,2 \text{ A}, \quad I_7\sqrt{2} = 5,8 \text{ A}, \quad I_9\sqrt{2} = 3,8 \text{ A},$$

$$I_{11}\sqrt{2} = 2,2 \text{ A}, \quad I_{13}\sqrt{2} = 1 \text{ A},$$

$$V = 220 \text{ V}, \quad \omega_0 = 314 \text{ rad/s}, \quad L = 1 \text{ mH}$$

$$\varphi_k = (k\pi/6) \bmod(2\pi) \text{ pour } k = \{1,5,9,13,\dots\}, \quad \varphi_k = (7k\pi/6) \bmod(2\pi) \text{ pour } k = \{3,7,11,15,\dots\}$$

Ces valeurs correspondent à une charge équivalente d'une dizaine de micro-ordinateurs connectés sur la même prise d'alimentation. On observe alors une déformation sensible de la tension aux extrémités en raison même de l'appel de courant.

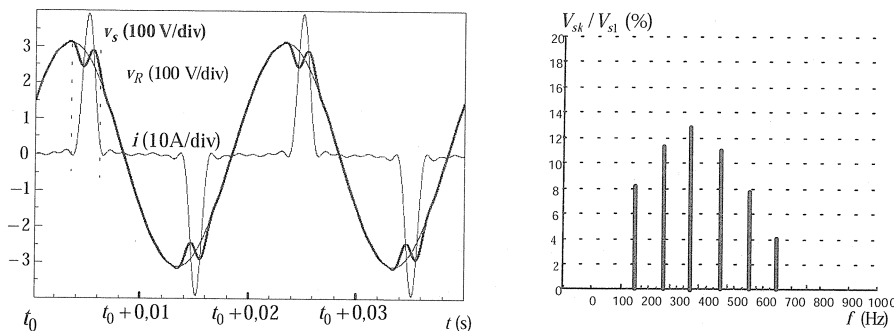


Figure 3. Déformation de la tension par un courant pollueur.

Caractérisation de l'installation :

Caractéristiques	Repère de définition	Valeurs
Courant efficace I	(2)	11,9 A
Facteur de crête f_c	(3)	3,2
TDH du courant i	(5)	135%
TDH de la tension v_s	(5)	10,6%
Courant fondamental I_1	(donnée)	7,1 A
Puissance active P	(14)	1348 W
Puissance réactive Q	(14)	780 vars
Facteur de déplacement $\cos(\varphi_1)$	(14)	0,866
Puissance apparente S	(13)	2610 VA
Puissance déformante D	(16)	2095 W
Facteur de puissance f_p	(18)	0,67
Accroissement relatif des pertes	(17)	181%

Tableau 1 : Caractérisation des perturbations.

Dans ces conditions, tout autre récepteur de grande impédance interne connecté aux bornes de la charge se retrouve alimenté par une source équivalente formée de deux composantes. En effet, le développement de l'expression (3) met en évidence :

- Une tension fondamentale :

$$v_{sf} = V\sqrt{2} \sin(\omega_0 t) - L\omega_0 I_1 \sqrt{2} \cos(\omega_0 t - \pi/6) \cong V\sqrt{2} \sin(\omega_0 t) \quad (22)$$

sensiblement égale à la valeur de la source elle-même,

- Une tension harmonique formée des composantes :

$$v_{sh} = -\sum_k Lk\omega_0 I_k \sqrt{2} \cos(k\omega_0 t - \varphi_k) \quad (23)$$

$$k = \{3,5,7,9,11,13,\dots\}$$

dont le spectre est représenté sur la partie droite de la figure 3.

Le tableau 1 donne alors les divers résultats numériques obtenus sur la caractérisation des grandeurs électriques telle qu'elle est définie dans la section 2 du présent article. La non linéarité de la charge engendre trois catégories de problèmes :

- Pollution harmonique du réseau avec déformation de l'onde de tension fournie aux autres utilisateurs et introduction de fréquences élevées ;
- Accroissement des pertes en ligne provoqué par la dégradation du facteur de puissance global ;
- Accroissement de la valeur de crête du courant.

Équivalence

La figure 4 donne l'équivalence électrique qui peut être donnée à la charge polluante. La résistance R_e et la bobine L_e forment le schéma équivalent à la charge (Z_{ch}) et correspondent respectivement à la puissance active et à la puissance réactive. La tension polluante v_{sh} dépend non seulement des courants harmoniques, mais surtout de la valeur de l'impédance vue au point A qui, dans ce cas, correspond à la bobine d'inductance L . Il vient :

$$R_e = \frac{V}{I_1 \cos(\varphi_1)}, L_e \omega_0 = \frac{V}{I_1 \sin(\varphi_1)} \text{ et } Z_{ch} = \frac{jR_e L_e \omega_0}{R_e + jL_e \omega_0} \quad (24)$$

$$i = i_1 + i_h, i_h(t) = \sum_{k=2}^n I_k \sqrt{2} \sin(k\omega_0 t - \varphi_k), v_s = v_{sf} + v_{sh} \quad (25)$$

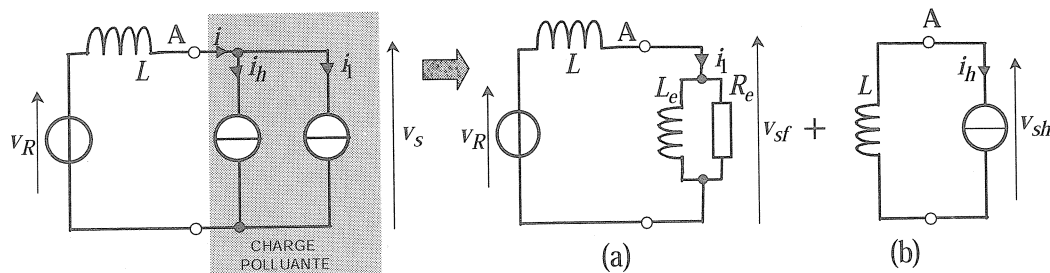


Figure 4. Équivalence électrique.

Le courant harmonique I_k de rang k génère au point de branchement A une tension de valeur efficace :

$$V_{sk} = Z_k I_k \text{ avec } Z_k = Lk\omega_0 \quad (26)$$

3.2.3 Effet polluant d'une charge non linéaire triphasée

L'exemple typique est donné par celui du pont redresseur PD3 à thyristors ou à diodes de la figure 5 ; la forme

d'onde du courant appelé en ligne est représentée à la figure 1.c. Les tensions de phase du réseau ont pour expressions :

$$v_{1N}(t) = V\sqrt{2} \sin(\omega_0 t), \quad v_{2N}(t) = V\sqrt{2} \sin(\omega_0 t - 2\pi/3), \quad v_{3N}(t) = V\sqrt{2} \sin(\omega_0 t - 4\pi/3) \quad (27)$$

où N désigne le point neutre.

Si le courant continu i_0 est supposé quasi constant, les courants de ligne se décomposent sous la forme :

$$\begin{aligned} i_{r1}(t) &= \sum_{k=1}^{\infty} I_k \sqrt{2} \sin(k\omega_0 t - \varphi_k), \quad i_{r2}(t) = \sum_{k=1}^{\infty} I_k \sqrt{2} \sin(k(\omega_0 t - 2\pi/3) - \varphi_k), \\ i_{r3}(t) &= \sum_{k=1}^{\infty} I_k \sqrt{2} \sin(k(\omega_0 t - 4\pi/3) - \varphi_k) \end{aligned} \quad (28)$$

Ces courants se caractérisent par des composantes de rangs pairs et multiples de trois nulles. L'examen de la puissance instantanée $p_e = v_{1N}i_{r1} + v_{2N}i_{r2} + v_{3N}i_{r3}$ fait apparaître :

- Un terme de puissance moyenne $3V I_1 \cos(\varphi_1)$;
- Des composantes harmoniques de rang k dans les courants de ligne tel que :

$$k = 6n \pm 1 \quad (n \in \mathbb{N}), \text{ soit } k = 5, 7, 11, 13, \dots$$

Ces résultats proviennent de l'absence de puissance fluctuante à la fréquence double de celle du fondamental en entrée du convertisseur (côté alternatif). Pour une même puissance active, la pollution engendrée est moins importante qu'en monophasé ; mais en cas de déséquilibre du réseau (tension ou courant), on retrouve la puissance fluctuante à l'origine d'harmoniques de rang trois comme le montre l'exemple du défaut illustré par la figure 1.d.

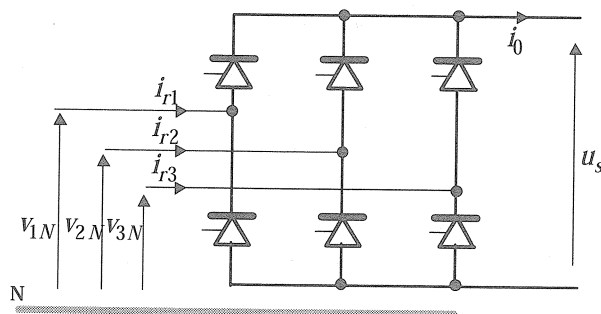


Figure 5. Convertisseur alternatif-continu (type PD3)

4. Propagation de la pollution harmonique.

Les harmoniques se propagent sur les réseaux de distribution au travers des lignes et des transformateurs. On conçoit alors que les conditions de la propagation sont étroitement liées aux caractéristiques de ces éléments face à celles des émissions polluantes [3][4][5].

4.1 Caractérisation des réseaux

En un point donné, un réseau est caractérisé par sa puissance apparente de court-circuit S_{cc} donnée par le produit de la tension nominale par le courant de court-circuit en ce point. C'est essentiellement une grandeur relative utile au dimensionnement de disjoncteurs et à l'évaluation de la sensibilité aux harmoniques. Dans tous les cas, elle est directement liée à l'impédance à l'endroit où l'on considère le réseau.

La figure 6 donne la représentation classique souvent choisie pour un élément de ligne ; les énergies naturellement réparties sont considérées localisées. Selon les cas (distance, technologie d'installation et de matériaux, fréquence), on néglige certains termes comme les pertes et on admet que la ligne est globalement équivalente à une juxtaposition de tels modèles ; il en découle la possibilité de phénomènes de résonance notamment en présence de batteries de condensateurs destinées à relever le facteur de puissance d'une installation.

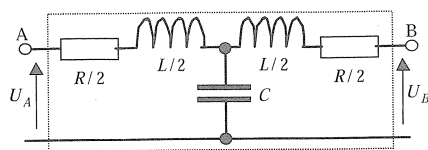


Figure 6. Caractérisation d'une ligne.

Si l'effet capacitif est négligé et l'impédance au point A considérée comme nulle (réseau de puissance infinie en A), la puissance de court-circuit au point B est donnée par :

$$S_{cc_B} = U_A^2 / Z_{cc_B} \text{ avec } Z_{cc_B} = \sqrt{R^2 + L^2 \omega_0^2} \quad (29)$$

4.2 Caractérisation des transformateurs

La figure 7 donne un modèle simplifié qu'il est possible d'accorder à un enroulement de transformateur. Comme pour les lignes, les énergies sont réparties dans le bobinage : pertes Joule et énergie réactive, mais la technologie propre à un transformateur amène davantage de problèmes intrinsèques dus aux incontournables effets capacitifs, entre spires d'une part, entre enroulement et carcasse reliée le plus souvent à la terre d'autre part. Cependant, la répartition énergétique n'est pas linéaire surtout lorsqu'on prend en compte les aspects morphologiques des bobinages. Il en résulte un modèle très complexe si l'étude consiste à examiner les effets des harmoniques et, en particulier, l'origine des claquages entre spires [4].

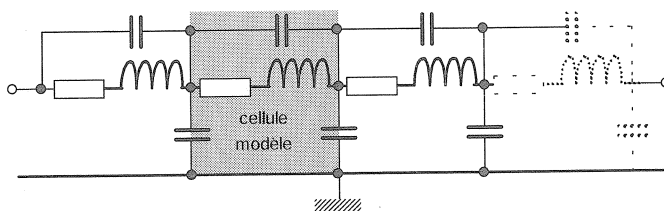


Figure 7. Caractérisation simplifiée d'un enroulement de transformateur.

4.3 Propagation des harmoniques

L'étude de la propagation des harmoniques revient à une analyse de circuit dès lors où les dispositifs considérés sont modélisés par des impédances représentatives. A partir de l'exemple précédent, nous examinons les conditions de propagation, sur un réseau donné, de la pollution engendrée par une batterie de micro-ordinateurs (voir fig. 8).

Si les premières impédances des charges en divers points du réseau ($Z_{c1}, Z_{c2}, Z_{c3}, \dots$) sont considérées grandes devant la dernière (Z_{cd}), seules les impédances de ligne sont prises en compte ($Z_k, Z_{1k}, Z_{2k}, \dots$) pour les courants harmoniques de rang k circulant respectivement en amont et en aval du point A. Il vient :

$$I_{k1} = I_k \frac{\sum_{i=1}^m Z_{ik} + Z_{cd}}{Z_k + \sum_{i=1}^m Z_{ik} + Z_{cd}} \quad \text{et} \quad I_{k2} = I_k \frac{Z_k}{Z_k + \sum_{i=1}^m Z_{ik} + Z_{cd}} \quad (30)$$

Ainsi si l'impédance Z_k est faible au rang considéré, le courant harmonique généré par la charge « remonte » de préférence vers la source : c'est le cas le plus général pour la propagation des courants harmoniques, car très souvent les impédances des charges restent grandes devant celles des générateurs. Inversement, la pollution des récepteurs est d'autant plus faible que leur éloignement, en termes d'impédances, est grand vis-à-vis du point d'injection. Par exemple, au point D, il vient :

$$V_{3k} = V_{sk} \left| \frac{\text{Impédance aval}}{\text{Impédance amont} + \text{Impédance aval}} \right| \quad (31)$$

Si l'impédance aval est grande, la tension harmonique générée au point A se retrouve au point D, mais dans le cas contraire, elle se trouve atténuée.

Lorsque l'impédance d'une charge est faible pour un rang donné, la pollution est arrêtée au point de branchement considéré.

En conclusion, la pollution harmonique affecte essentiellement les générateurs et les lignes, ce qui explique la nécessité de prévoir des filtres au plus près des installations polluantes.

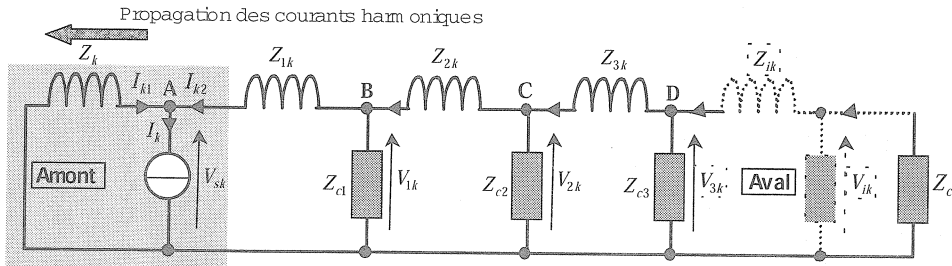


Figure 8. Propagation des harmoniques.

4.4 Phénomènes de résonance

La compensation de la puissance réactive exige l'installation de batteries de condensateurs installés près des équipements. Un réseau local ainsi compensé peut être le siège de phénomènes de résonance qui se manifestent par des valeurs d'impédance très différentes selon la fréquence, par conséquent par la possibilité d'apparition de surtension et de surintensité dans les condensateurs aux fréquences considérées.

Cependant, la propagation des courants harmoniques peut être « arrêtée » grâce à des filtres passifs basé sur le phénomène de résonance série ou parallèle. Par exemple, on peut imaginer placer en parallèle sur une charge polluante un ensemble de filtres résonnants série accordés sur les rangs d'harmoniques à « piéger ». Dans ces conditions, les courants correspondants se referment dans ces éléments d'impédance négligeable et ne se propagent plus dans le réseau. Toutefois, une telle disposition peut amener autant de problèmes qu'elle n'en résout si des dispositions structurales ne sont pas prises face aux conditions imposées à la fois par le générateur de pollution et la topologie du réseau global.

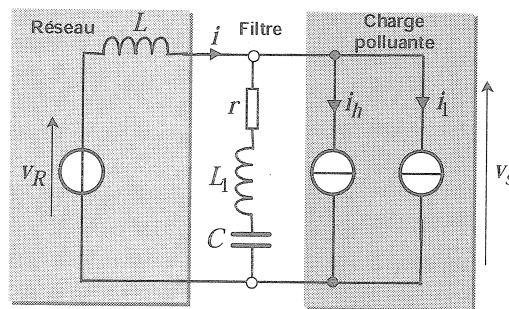


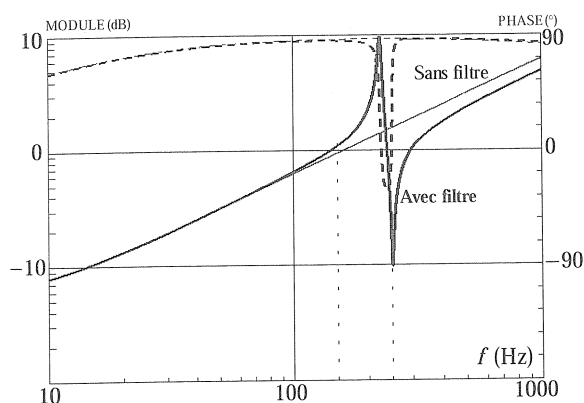
Figure 9. Exemple de filtrage passif d'harmonique.

La figure 9 donne l'exemple d'un filtre série (r, L_1, C) placé en parallèle sur la charge décrite en 3.2.2, soit celle équivalente à un dizaine de micro-ordinateurs connectés à une même prise. Les valeurs des composants de ce filtre sont :

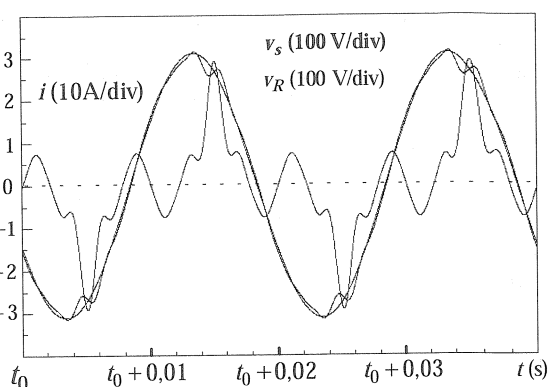
$$r = 0,1 \Omega, L_1 = 4 \text{ mH}, C = 100 \mu F$$

de sorte qu'il se trouve accordé sur le rang 5 (250 Hz). La figure 10.a représente la courbe de module de l'impédance globale Z_e vue par le générateur de courant harmonique i_h , soit :

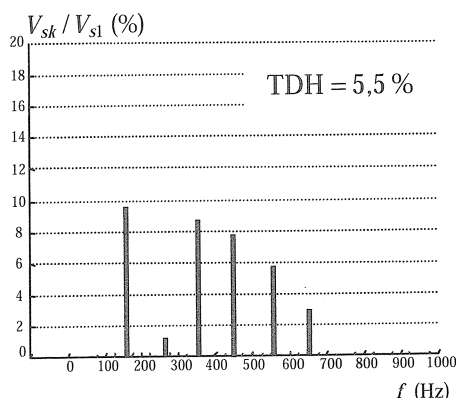
$$Z_e = L // (r, L_1, C) \text{ (avec filtre), } Z_e = jLk\omega_0 \text{ (sans filtre)}$$



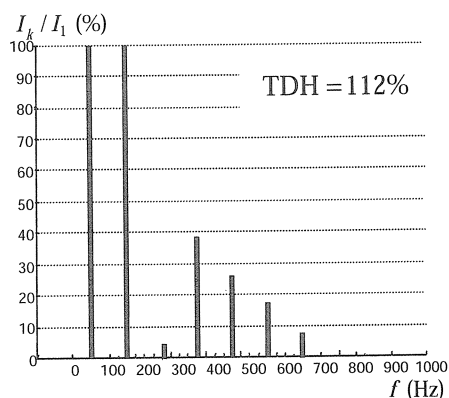
a. Impédances vues du générateur d'harmonique.



b. Formes d'onde.



c. Spectre des harmoniques de la tension



d. Spectre d'amplitude du courant appelé au réseau

Figure 10. Effet du filtrage de rang 5 sur la tension et le courant.

Si on trouve effectivement la présence d'une résonance à 250 Hz, ayant pour effet de réduire sensiblement le module à cette fréquence, on constate également une antirésonance à environ 220 Hz. La figure 10.b montre les résultats obtenus ; on constate une amélioration spectrale globale, à la fois du courant de ligne et de la tension, sauf en ce qui concerne la contribution de l'harmonique trois qui a légèrement augmenté (voir fig. 10.c et 10.d). L'explication est donnée par l'impédance du réseau compensé un peu plus élevée à la fréquence de 150 Hz (voir fig. 10.a). Toutefois, il convient de porter une attention particulière sur la forme d'onde du courant i ; en effet, on peut y apercevoir une oscillation peu amortie à chaque demi-période dont la fréquence propre est d'environ 220 Hz, soit celle correspondant à l'antirésonance. Aucune composante harmonique ne peut prendre exactement cette fréquence, mais l'impulsion du courant de la charge polluante excite le réseau ainsi compensé sur sa fréquence propre ; le spectre de phase serait alors utile à une meilleure interprétation du résultat temporel. Ainsi, si l'antirésonance avait lieu à une fréquence harmonique (150 Hz par exemple), l'augmentation sensible de l'impédance aurait provoqué une surtension rédhitoire aux bornes de la charge.

5. Effets des harmoniques

Les exemples précédents mettent en évidence les premiers effets majeurs de la pollution harmonique :

- Augmentation des pertes par dégradation du facteur de puissance imposant une augmentation de la capacité des réseaux de distribution en termes de courant ; de plus, l'effet de peau n'est plus négligeable lorsque la fréquence augmente et conduit à un accroissement supplémentaire des pertes ;

- Les problèmes de surtension amenés par les phénomènes de résonance inévitables entre les batteries de condensateurs de compensation d'une part, les inductances de ligne et de fuite des transformateurs d'autre part ; il faut également y ajouter l'importance des courants pouvant circuler dans ces condensateurs en présence d'harmoniques de rang élevé ;
- La puissance déformante contraint de déclasser les matériels sous peine de réduire plus ou moins sensiblement leur longévité ; c'est le cas des machines mais également des transformateurs qui, outre l'échauffement anormal amené par les courants harmoniques, s'ajoutent celui induit par les courants de Foucault ;
- Les harmoniques de rang trois et multiples de trois circulent dans le conducteur de neutre qui risque de se retrouver anormalement surchargé ;
- Le mauvais fonctionnement des dispositifs de mesure et de protection non seulement dus à la déformation du courant mais également au facteur de crête.

L'exemple des transformateurs

Le transformateur est le composant typique du réseau de distribution et mérite une attention particulière. Les conditions économiques ont amené au fil du temps une augmentation sensible de la puissance massique de ces composants de sorte que la marche de manœuvre reste étroite : en effet, l'induction est généralement élevée, proche de la saturation des tôles utilisées. Dans ces conditions, l'augmentation de la valeur efficace du courant peut générer des déformations supplémentaires, en d'autres termes, la pollution entraîne la pollution ! La conséquence pour le transformateur lui-même est l'échauffement de sorte que le déclassement est incontournable ; la norme UTEC52-114 propose un coefficient de déclassement énergétique du transformateur à partir du taux harmonique T_h de l'harmonique de rang k [4] :

$$K = \sqrt{1 + 0,1 \left(\sum_{i=2}^n k^{1,6} (T_h / 100)^2 \right)} \quad (32)$$

Par exemple, l'alimentation d'un redresseur hexaphasé oblige à déclasser le transformateur d'environ 10%, ce qui peut devenir considérable eu égard à la puissance initiale. Dans le cas de charges informatiques comme celles vues précédemment, le déclassement pourrait atteindre 50% ! Outre ces conséquences essentiellement thermiques, viennent s'ajouter les effets diélectriques pour lesquels le schéma équivalent donné à la figure 7 peut aider à la compréhension. La modélisation en cellules peut sembler arbitraire, mais elle permet de mettre en évidence le phénomène de claquage ; en effet, selon la fréquence, certaines cellules entrent en résonance parallèle et sont alors soumises à une surtension dépassant les capacités d'isolement entre les spires. Le remède pourrait être une adaptation de l'isolement et de la technologie globale du transformateur afin de résister à ces divers phénomènes ; toutefois, mais la meilleure solution n'est-elle pas dans la suppression des causes, en d'autres termes, dans le filtrage, voire dans la non génération de pollution harmonique, grâce à des équipements correctement conçus ?

6. Conclusion

La conclusion n'est pas immédiate face à l'ampleur du problème car les charges naturellement non linéaires ne vont pas voir leurs caractéristiques intrinsèques se modifier du jour au lendemain (les ponts redresseurs par exemple). La solution est forcément dans la législation qui, elle seule, peut contraindre les concepteurs et les utilisateurs à faire autrement. A l'aube de la dérégulation des réseaux, comment aborder un tel problème ? Il appartient aux partenaires d'analyser toutes les conditions qui permettraient une optimisation entre surdimensionnement des équipements, limitation de la pollution et de l'énergie consommée inutilement. Le filtrage actif ou le filtrage mixte sont des solutions efficaces mais certainement transitoires à terme [6] ; la réalisation directe d'équipements non polluants représente évidemment la solution universelle, mais seule l'imposition de normes limites permettront de rendre de tels équipements admissibles auprès des utilisateurs, notamment dans le cas des très fortes puissances.

Références : (liste non exhaustive, la bibliographie étant foisonnante sur le sujet)

[1] J.P. Hautier, J.P. Caron – *Convertisseurs statiques. Méthodologie causale de modélisation et de commande* Éd. Technip, Paris, 1999.

[2] TH. Deflandre, ph. Mauras - *Les harmoniques sur les réseaux électriques* – Éd. Eyrolles, Paris, 1998.

[3] J. Bonal, G. Séguier – *Entraînements électriques à vitesse variable – Volume 3, Interactions convertisseur-réseau et convertisseur-moteur-charge* – Éd. TEC&DOC, Paris, 2000.

[4] J.P. Bebot, *Transformateurs en réseau perturbé* Revue technique, GEC ALSTHOM N 9, 1992.

[5] R. Piélacki – *Contribution à l'étude des perturbations sur le réseau 20 kV d'un électrolyseur de production d'hydrogène* Mémoire CNAM, Lille, 1988.

[6] J.C. Pénélon – *Sur l'amélioration de la qualité d'un réseau de distribution par filtrage mixte* Mémoire CNAM, Lille, 1992.

ENSEIGNER LA MODELISATION NUMERIQUE DES MACHINES ELECTRIQUES STATIQUES AVEC OPERA-2D

Stéphane BRISSET

L2EP – Ecole des Hautes Etudes Industrielles
13 rue de Toul,
59046 Lille Cedex, France
stephane.brisset@hei.fr

Pascal BROCHET

L2EP – Ecole Centrale de Lille
Cité Scientifique, B.P. 48
59651 Villeneuve d'Ascq cedex
brochet@ec-lille.fr

Résumé -- Une démarche d'enseignement de la modélisation numérique des machines électriques statiques est proposée. Une série de trois séances de travaux pratiques de difficulté croissante est décrite. La prise en main et le contrôle de l'outil logiciel occupent la première séance. Les deux autres séances sont consacrées aux calculs de machines statiques étudiées précédemment. La méthode des éléments finis est mise en concurrence avec les méthodes de modélisations plus courantes. Les avantages et inconvénients de chacune sont soulignés.

1. INTRODUCTION

Les auteurs proposent une approche pour l'enseignement de la modélisation numérique des machines électriques statiques avec le logiciel Opera2D [1]. Elle est appliquée depuis 3 ans aux élèves ingénieurs en dernière année de l'Ecole des Hautes Etudes Industrielles de Lille (H.E.I.). La démarche pédagogique repose sur une série de travaux pratiques (T.P.) qui sont précédés par un cours magistral. Tout au long des séances, le parallèle entre les méthodes analytiques et la méthode des éléments finis est fort pour mettre en évidence les avantages et inconvénients de chaque méthode.

Cet article s'adresse aux :

- Enseignants de la méthode des éléments finis qui souhaitent des applications aux machines électriques statiques.
- Enseignants d'électrotechnique, pour enrichir les approches analytiques classiques par des simulations faites avec un logiciel éléments finis. L'intérêt du logiciel est, d'une part, d'offrir une visualisation du champ magnétique et, d'autre part, de vérifier ou d'infirmer certaines hypothèses simplificatrices faites dans les approches analytiques. Cette démarche pédagogique est employée dans la référence [2, pp. 120-127].
- Etudiants en D.E.A. de génie électrique, écoles d'ingénieurs et maîtrise E.E.A.

Les objectifs sont :

- ✓ Connaître succinctement les méthodes les plus répandues de modélisation des dispositifs électromagnétiques. Analyser les avantages et inconvénients propres à chaque modèle.

- ✓ Maîtriser un logiciel de calcul de champ par la méthode des éléments finis.
 - ❖ pré-processeur : type de solution, symétries, techniques de maillage, conditions aux limites.
 - ❖ modules d'analyse : statique, courant alternatif et transitoire.
 - ❖ post-processeur : affichage des résultats, graphes, calcul d'intégrales et grandeurs globales.
- ✓ Etudier quelques machines électriques statiques avec le logiciel Opera2D.

A H.E.I., le déroulement de l'enseignement est le suivant :

- cours magistral sur les méthodes de modélisation et la méthode des éléments finis (2 heures)
- T.P. « découverte du logiciel » (2 heures)
- T.P. « techniques de maillage », calcul du champ magnétique créé par un câble (4 heures)
- T.P. « électro-aimant », étude en statique (4 heures)
- T.P. « transformateur monophasé », étude en courant alternatif (4 heures)

Le compte rendu de T.P. est remis à la fin de chaque séance. Les élèves travaillent en binômes et sont 16 pour un enseignant. Il existe de nombreux moyens de moduler la longueur des séances de T.P. toutefois les durées sont données à titre indicatif.

2. METHODES DE MODELISATION

Les différentes méthodes utilisées pour modéliser les dispositifs électromagnétiques sont regroupées dans la figure 1. Elles sont placées suivant deux échelles : la rapidité de résolution du modèle (temps nécessaire à l'obtention des résultats) et la précision des résultats. Les modèles les plus précis sont ceux qui ont une vue interne

du dispositif étudié.

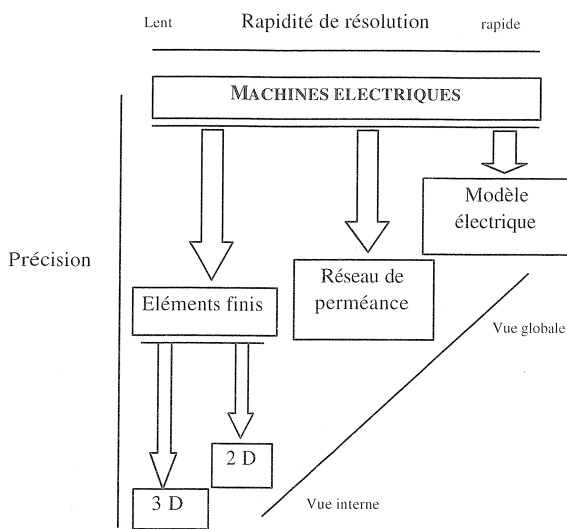


Fig. 1. Les méthodes de modélisation des machines électriques.

A. Méthodes analytiques

Le modèle électrique équivalent

Le principe du modèle électrique est basé sur l'analogie qui existe entre les phénomènes magnétiques et électriques. Prenons l'exemple d'une bobine à noyau de fer dont la géométrie est dessinée en figure 2.

Le circuit électrique équivalent est composé d'une résistance R et d'une inductance L (fig. 2). Ces valeurs sont calculées à partir des caractéristiques des matériaux et de leurs dimensions :

$$R = \rho \frac{n \cdot 2\pi \cdot r}{S_{fil}} \text{ et } L = \frac{\mu_o n^2 S_{fer}}{e + l_{fer}/\mu_r} \quad (1)$$

Avec ρ la résistivité du cuivre, n le nombre de spires de la bobine, r le rayon moyen des spires, S_{fil} la section du fil, μ_o la perméabilité du vide, μ_r la perméabilité relative du fer, S_{fer} sa section, l_{fer} la longueur du trajet du flux dans le fer et e l'épaisseur d'entrefer. Le calcul de L est fait avec l'hypothèse qu'il n'y a pas de flux de fuite, que le trajet du flux dans l'entrefer est vertical et que l'induction magnétique est la même en tout point du circuit magnétique.

Cette méthode offre l'avantage d'une grande rapidité mais n'informe pas sur l'état magnétique dans la bobine. La vue est globale. De plus, des hypothèses sont faites pour le calcul de L . Il est possible de prendre en compte la saturation magnétique de façon globale en introduisant une inductance $L(i)$ fonction du courant qui la traverse.

Les réseaux de perméance

La structure du noyau magnétique est tronçonnée en plusieurs éléments pour former un réseau. L'induction magnétique dans chaque élément est supposée constante. Ainsi, leur perméance dépend de la géométrie et du module de l'induction magnétique si le matériau est non linéaire.

$$\mathfrak{R} = \frac{l}{\mu S} \quad (2)$$

Avec \mathfrak{R} la réluctance, c'est à dire l'inverse de la perméance, l la longueur de l'élément, S sa section et μ sa perméabilité (fig. 2).

Le réseau de perméances permet de construire rapidement un modèle du comportement magnétique avec une saturation différente pour chaque élément. Le calcul du flux dans une structure complexe est simple. Toutefois, le flux de fuite et l'épanouissement du flux dans l'entrefer sont difficiles à estimer.

Bobine à noyau de fer Modèle électrique Réseau de perméances Modèle éléments finis 2D

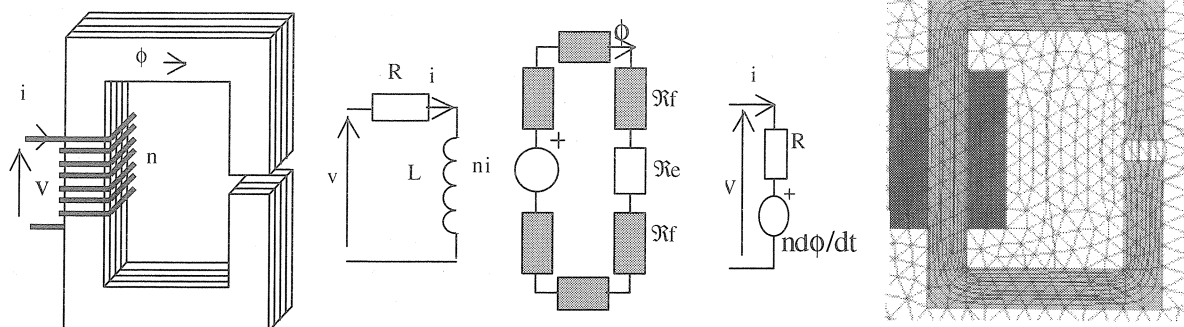


Fig.2 Une bobine à noyau de fer et sa représentation avec différentes méthodes de modélisation.

B. La méthode des éléments finis

Les équations de Maxwell

Le champ électromagnétique est calculé avec la résolution des équations de Maxwell des états quasi-stationnaires. Ces équations qui lient le champ électrique E, le champ magnétique H, l'induction électrique D et l'induction magnétique B, régissent tout système électromagnétique [3-5].

$$\begin{aligned} \text{rot} \vec{E} &= -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} & \text{div} \vec{B} &= 0 \\ \text{rot} \vec{H} &= \vec{j} & \text{div} \vec{D} &= \rho \end{aligned} \quad (3)$$

Avec \vec{j} la densité de courant et ρ la densité de charge électrique. La conservation du courant implique :

$$(4)$$

Les relations constitutives des matériaux isotropes fournissent trois nouvelles relations entre les grandeurs utilisées précédemment :

$$\vec{j} = \sigma \vec{E} \quad \vec{H} = \nu \vec{B} \quad \vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad (5)$$

Où σ est la conductivité électrique, ν la réductivité magnétique et ϵ la permittivité électrique. Puisque la relation (3) affirme que la divergence de l'induction magnétique est nulle, c'est donc qu'elle dérive d'un potentiel vecteur A :

$$\text{rot} \vec{A} = \vec{B} \quad (6)$$

Dans bon nombre de machines électriques, on peut ramener un problème à trois dimensions à un problème bidimensionnel. Ce sont les systèmes invariants par translation ou par rotation. Dans ces deux cas, il est possible d'étudier la machine dans un plan de coupe. Le potentiel vecteur et les courants sont alors perpendiculaires au plan de coupe. Ceci permet de réduire considérablement les temps de calcul et les difficultés de modélisation. Dans un système d'axes orthogonaux (x,y,z) où la section transversale se situe dans le plan (x,y), l'invariance suivant l'axe Oz permet d'écrire :

$$\vec{A} = [0 \quad 0 \quad A] \quad \text{et} \quad \vec{j} = [0 \quad 0 \quad j] \quad (7)$$

Mise en équation dans un plan de coupe

On se place dans un domaine invariant par translation suivant l'axe longitudinal et où les conducteurs sont tous connectés à l'infini. Quelque soit le matériau, l'équation générale donnant le potentiel vecteur est :

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial x} \left(\nu \frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\nu \frac{\partial A}{\partial y} \right) + \left(\frac{\partial H_{cy}}{\partial x} - \frac{\partial H_{cx}}{\partial y} \right) \\ + j - \sigma \frac{\partial A}{\partial t} = 0 \end{aligned} \quad (8)$$

Avec H_{cx} et H_{cy} les champs coercitifs des aimants

permanents. L'équation (8) est obtenue à partir de (3-7). Les deux premiers termes correspondent à l'équation du potentiel vecteur dans un milieu magnétique de conductivité nulle, le terme suivant est ajouté si il y a des aimants permanents, j est la densité de courant dans les conducteurs fins et le dernier terme représente les courants induits dans les conducteurs massifs.

Un circuit électrique peut être intégré en ajoutant des équations liant la densité de courant et le potentiel vecteur. En effet, le flux dans une phase s'exprime à partir du potentiel vecteur dans ses encoches.

Les conditions aux limites

Il est nécessaire de préciser les conditions aux limites du domaine d'étude qui peuvent être de trois types :

- Condition de Dirichlet homogène : La valeur du potentiel vecteur est imposée à zéro sur le contour spécifié, $A|_{\Gamma} = 0$ ($B_n = 0$). Le trajet du flux est tangent au contour sur lequel est imposé cette condition.
- Condition de Neumann homogène : La dérivée du potentiel par rapport à la normale du contour spécifié est imposée à zéro, $\frac{\partial A}{\partial n}|_{\Gamma} = 0$ ($B_t = 0$).

Le trajet du flux est perpendiculaire au contour. On peut imposer cette condition si il y a une symétrie miroir géométrique et électrique.

- Condition de périodicité : Seule une partie du système est représentée, le reste se déduit par translation et rotation, $A|_{\Gamma_1} = \pm A|_{\Gamma_2}$.

Les éléments finis

La méthode des éléments finis permet de ne calculer le potentiel vecteur qu'en un nombre réduit de points du domaine. Entre ces points, des fonctions d'interpolation sont utilisées pour estimer sa valeur :

$$A(X) = \sum_i N_i(X) \cdot A_i \quad (9)$$

Où i prend autant de valeurs qu'il y a de nœuds dans l'élément, N_i est une fonction d'interpolation dont les coefficients dépendent de la position X_i et A_i est la valeur du potentiel vecteur en X_i (fig. 3). Les éléments linéaires ont 3 nœuds, la variation du potentiel vecteur est linéaire donc l'induction magnétique est constante dans un élément. Les éléments quadratiques ont 6 nœuds, le potentiel vecteur varie de façon quadratique et l'induction magnétique linéairement.

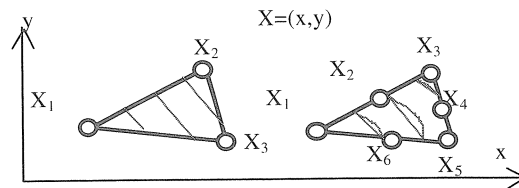


Fig. 3. Élément linéaire (3 nœuds) et élément quadratique (6 nœuds)

Avec la méthode des éléments finis, l'équation (8) se met sous forme matricielle :

$$[M(A)]\{A\} + [N]\left\{\frac{\partial A}{\partial t}\right\} = \{G\} - \{P\} \quad (10)$$

La matrice $M(A)$ comprend les réductivités qui dépendent du vecteur potentiel si le matériau magnétique est non linéaire, N comprend les conductivités, G les densités de courant en chaque nœud du maillage et P les champs coercitifs.

Suivant que le système est alimenté en courant continu, en courant sinusoïdal ou avec un courant de forme quelconque, l'équation (10) est modifiée :

➤ Courant continu $\left\{\frac{\partial A}{\partial t}\right\} = \{0\}$ (module ST, magnétostatique)

➤ Courant sinusoïdal $\left\{\frac{\partial A}{\partial t}\right\} = j\omega\{A\}$ (module AC, magnétodynamique complexe)

➤ Courant quelconque $\left\{\frac{\partial A}{\partial t}\right\} = \frac{\{A_{t+\Delta t}\} - \{A_t\}}{\Delta t}$ (module TR, transitoire)

Δt est le pas de temps et doit être choisi suffisamment petit pour obtenir une bonne précision.

En résumé, la méthode des éléments finis en 2D permet de calculer précisément le champ magnétique en tout point du dispositif avec la seule hypothèse d'une invariance par rotation ou translation. La figure 2 montre par exemple le flux de fuite et l'épanouissement des lignes de champ dans l'entrefer. Cependant, cette méthode nécessite des moyens de calcul importants : ordinateur et logiciel.

3. TRAVAUX PRATIQUES

Les énoncés de 3 T.P. de difficulté croissante se trouvent en annexe. Ici, on détaille leur intérêt ainsi que les observations et résultats principaux.

T.P. 1 - Câble infini de section ronde

L'objectif de ce T.P. est de mettre en évidence l'influence du maillage sur la précision des résultats. Un câble infini de section ronde est choisi car le champ magnétique peut être calculé par une approche analytique. Il est ainsi possible de vérifier les résultats donnés par la méthode des éléments finis.

Il y a invariance par translation suivant la direction du câble mais également par rotation autour de son axe. L'induction magnétique est donc orientée suivant r . Le théorème d'Ampère $\int H \cdot dl = \iint j \cdot dS$ est appliqué sur un trajet circulaire dont le centre est celui du câble.

Pour un rayon r inférieur à celui du câble, le théorème d'Ampère donne $B(r) = \frac{\mu_o j}{2} r$ et

$$B(r) = \frac{\mu_o j R_{cable}}{2} \frac{1}{r} \text{ au delà. La simulation éléments}$$

finis (E.F.) est faite dans le plan XY et, arbitrairement, un angle de 90° est représenté. Le tableau suivant compare les résultats des différentes techniques de maillage à la solution exacte.

	Anal.	E.F. lin.	E.F. quad.	E.F. lin.x2
B(0;0) (mT)	0	1.522	0	0.851
B(7.07;7.07) (mT)	6.283	4.378	5.793	5.623
B(141;141) (mT)	0.314	0.309	0.295	0.314
Nombre de nœuds	-	320	1213	1194
Erreur moy. pon. (%)	-	7.15	0.71	2.82

On constate que les éléments quadratiques donnent les meilleurs résultats, notamment pour r petit. Les éléments linéaires en grand nombre donnent des bons résultats pour r grand mais l'erreur augmente lorsque r diminue.

Le T.P. met en évidence qu'à nombre égal de nœuds il est préférable d'employer des éléments quadratiques puisque les résultats trouvés par la méthode des éléments finis sont proches de la réalité. L'augmentation du nombre d'éléments s'accompagne de celle de la précision. L'affichage de l'erreur sur la densité de flux conduit l'étudiant à optimiser le maillage. Il lui faut réduire la taille des éléments ayant une erreur importante et augmenter la taille de ceux dont l'erreur est faible.

T.P. 2 - Electro-aimant

Dans cette étude axisymétrique, le flux magnétique circule dans l'air environnant. Pour bien modéliser ce phénomène, la couche d'air peut être choisie de manière itérative. On commence par entourer l'électro-aimant par une couche d'air de 2 cm. Sur le bord extérieur de cette couche, on applique une condition de Neumann homogène, ce qui revient à considérer qu'au delà de cette frontière la perméabilité magnétique est infinie. Si un des tube de flux sort de la couche d'air alors il faut doubler sa largeur et recommencer.

L'électro-aimant est invariant par rotation, la simulation E.F. est donc faite dans le plan RZ. La condition de Dirichlet est imposée sur l'axe de rotation car le flux est toujours tangent à cet axe.

Une méthode analytique permet de calculer la force totale F exercée sur le disque en supposant que le trajet dans l'entrefer est vertical et que les ampères-tours consommés dans le fer sont négligeables.

$$F = \frac{1}{2} \left(\frac{B_{int}^2 S_{int}}{\mu_o} + \frac{B_{ext}^2 S_{ext}}{\mu_o} \right) \quad (11)$$

Où B est l'induction magnétique, S la section du circuit magnétique, les indices int et ext désignent respectivement la partie intérieure et extérieure du U. La conservation du flux et le théorème d'Ampère donnent :

$$B_{ext} \cdot S_{ext} = B_{int} \cdot S_{int} \quad \text{et}$$

$$\frac{B_{ext}}{\mu_o} e + \frac{B_{int}}{\mu_o} e = \iint j \cdot dS \quad (12)$$

On en déduit les expressions de l'induction magnétique et de la force en fonction de l'épaisseur d'entrefer e :

$$B_{int} = \frac{\mu_o}{e} \left(\frac{S_{ext}}{S_{ext} + S_{int}} \right) \cdot \iint j \cdot dS \quad (13)$$

$$F = \frac{1}{2} \frac{\mu_o}{e^2} \left(\frac{S_{ext} \cdot S_{int}}{S_{ext} + S_{int}} \right) \cdot \left(\iint j \cdot dS \right)^2 \quad (14)$$

Le tableau suivant regroupe les valeurs obtenues avec les méthodes analytique et éléments finis pour les différents entrefers étudiés :

Entrefer (mm)	10	5	2
B_{int} (T) Eléments Finis	0.19	0.36	0.8
Force (N) Eléments Finis	5.89	22.39	103.6
B_{int} (T) Analytique	0.213	0.426	1.065
Force (N) Analytique	6	24	150.7

Cette exploitation des résultats montre les mêmes tendances entre les deux méthodes. La méthode des éléments finis est plus précise car elle ne fait aucune hypothèse sur le trajet du flux. En effet, ce dernier n'est pas vertical, d'autant plus que l'entrefer est grand. Le calcul analytique s'éloigne de la réalité lorsque l'entrefer diminue. Par hypothèse, il néglige les ampères-tours consommés dans le fer dont l'importance relative augmente lorsque l'entrefer diminue. La méthode des éléments finis montre ici sa précision contrairement à la méthode analytique dont l'erreur va jusqu'à 20% pour l'induction magnétique et 31% pour la force.

T.P. 3 - Transformateur monophasé

On suppose que le transformateur est invariant par translation, ce qui revient à négliger les effets de bord comme l'inductance et la résistance des têtes de bobines. Le plan horizontal passant au centre du transformateur est un plan de symétrie miroir. Il est ainsi possible de ne modéliser que la moitié du transformateur en appliquant la condition de Neumann homogène sur cet axe. Dans un transformateur cuirassé, le flux dans le noyau central se divise en deux parties égales allant chacune dans un noyau latéral. Le flux est vertical le long de la droite verticale passant au milieu du transformateur. Il est donc possible d'appliquer la condition de Dirichlet homogène. Finalement, seul le quart du transformateur doit être modélisé.

Essai à vide

Il faut définir deux circuits électriques. Au primaire, il y a

une source de tension 220 V – 50 Hz dont la résistance et l'inductance interne sont supposées nulles et qui alimente les spires du primaire. Seule la moitié des spires des conducteurs-aller sont représentées soit 322 spires. Cette valeur est calculée à partir de la tension d'alimentation, de la section du circuit magnétique, de la fréquence et de l'induction magnétique maximale [6, p. 186]. Si des évaluations des résistances et inductances des têtes de bobines sont disponibles, elles peuvent être insérées dans les circuits en tant que résistances et inductances séries. La résistance linéique du primaire doit être précisée ainsi que la longueur de fer du transformateur. Au secondaire, le circuit ne comporte pas de source de tension mais une impédance de charge et la moitié des conducteurs-aller du secondaire (36.5 spires). A vide, l'impédance de charge est imposée à 1 MΩ.

Le courant efficace au primaire et la tension secondaire valent 175 mA et 24.91 V. L'induction magnétique maximale vaut globalement 1.2 T. Elle est plus forte dans les coins intérieurs et plus faible dans les coins extérieurs. Ce phénomène s'estompe si la saturation magnétique est introduite au moyen d'une courbe B(H). On remarque que la phase du courant primaire vaut 90 AR. C'est lié au fait que le logiciel ne prend pas en compte l'hystérésis et donc les pertes fer.

Les pertes fer sont calculées par intégration du carré de l'induction magnétique maximale B_M sur le volume de fer [6, p. 186] :

$$P_f = q \cdot m_v \cdot L_{fer} \cdot \iint B_M^2 \cdot dS = 6.14 W \quad (15)$$

Où q est le coefficient de qualité des tôles à 1 Tesla – 50 Hz, m_v est la masse volumique du fer et L_{fer} la longueur de fer.

Essai en charge

La résistance et l'inductance série de charge du circuit secondaire valent respectivement 6.64 Ω et 15.3 mH pour une puissance apparente de 75 VA et un facteur de puissance de 0.8 AR. Les courants primaires et secondaires valent 0.46 A et 2.98 A, la tension secondaire est égale à 23.86 V. La densité de flux dans le fer ne change pas si le courant augmente, contrairement à celle dans l'air et les enroulements.

On constate que le trajet du flux de fuite dans les enroulements est presque vertical, ce qui est conforme à la théorie [6, pp. 203-206], le flux de fuite vaut 7.05 μWb et l'inductance de fuite 173 μH. L'approche analytique donne l'expression de l'inductance de fuite pour des enroulements circulaires [6, pp. 203-206]. L'inductance de fuite totale ainsi calculée vaut 117 μH. La densité de flux dans l'entrefer a une allure conforme à la théorie. Sa valeur maximale est atteinte entre les deux enroulements et vaut 6.4 mT. La théorie prévoyait une induction maximale de 7.5 mT en supposant que le trajet du flux de

fuite est vertical et que les ampères-tours consommés dans le fer sont négligeables.

Cette étude montre que le logiciel éléments finis donne des indications précises sur le fonctionnement du transformateur. Il peut être utilisé dans une démarche de conception pour valider un dimensionnement analytique. Les résultats peuvent encore être améliorés en introduisant la courbe B(H) des tôles magnétiques et les résistances et inductances des têtes de bobines.

4. CONCLUSION

Une démarche pédagogique a été proposée pour enseigner la modélisation des machines électriques statiques. Une série de 3 T.P. de difficultés croissante est précédée par un cours magistral sur les méthodes de modélisations les plus courantes. Tout au long des séances, le parallèle entre les méthodes éléments finis et analytiques souligne les avantages et inconvénients de chacune.

Le logiciel Opera2D et ses modules ST et AC ont été utilisés mais d'autres logiciels du commerce peuvent également convenir : Flux2D, Maxwell, etc.

5. RÉFÉRENCES

- [1] Vector Fields, OPERA-2D – User guide, Vector Fields Limited, 24 Bankside, Kidlington, Oxford OX5 1JE, England. En France : Vector Services, Immeuble Sezac, Bat. A, 1 rond-point Pariwest, St Quentin en Yvelines, 78310 Maurepas, courrier électronique : pdevillers@vectorservices.fr.
- [2] M. Ivanès, R. Perret, *Éléments de Génie Electrique : Connaissances de base et machines statiques*, Edition Hermès, 1994.
- [3] J.C.Sabonnadière, J.L.Coulomb, *Éléments finis et CAO*, Edition Hermès, 1986.
- [4] J.L.Coulomb, J.C.Sabonnadière, *CAO en électrotechnique*, Edition Hermès, 1985.
- [5] G.Dhatt, G.Touzot, *Une présentation de la méthode des éléments finis*, Collection Université de Compiègne, 1984.
- [6] G. Séguier, F. Notelet, *Electrotechnique Industrielle* 2^{ème} édition, Editions Tech&Doc - Lavoisier, 1994.

6. ANNEXES

A. Enoncés des Travaux Pratiques

T.P. 1 - Techniques de maillage

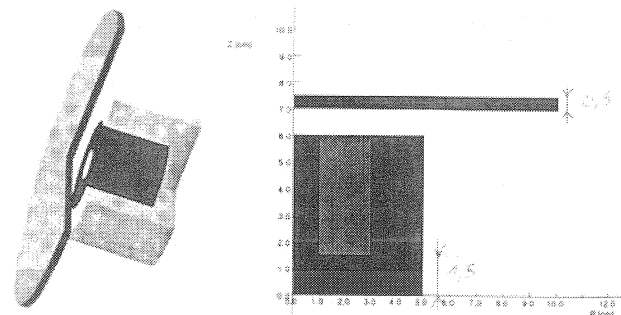
Le but de ce TP est la maîtrise du pré-post processeur OPERA-2D. Une attention particulière est portée sur les techniques de maillage et leur influence sur la précision des résultats.

L'exemple d'un câble d'une longueur infinie et de section ronde d'un diamètre de 20 mm est choisi pour sa simplicité. La densité de courant dans le conducteur vaut 1 A/mm². On étudiera le champ magnétique créé par ce câble dans un rayon de 200 mm autour du centre.

1. Quelles sont les symétries et invariances dans le dispositif étudié ? Déduisez, dans le plan d'étude XY, les limites du domaine d'étude. Procédez à la définition du type de solution en utilisant des éléments linéaires.
2. Dessinez le câble et l'air l'entourant, affectez les propriétés des matériaux, imposez les conditions aux limites et générez le maillage. Utilisez une densité de maillage de 2 éléments par centimètre dans le câble et augmentez progressivement la taille des éléments en vous éloignant du câble.
3. Contrôlez la qualité du maillage et lancez l'analyse.
4. Affichez les lignes de champ, la densité de flux et l'erreur sur la densité de flux.
5. Tracez, sur un même graphe, la densité de flux et sa fourchette d'erreur le long de la droite passant par le centre du câble et le point (141;141).
6. Donnez l'expression analytique de la densité de flux en fonction de la distance au centre du câble.
7. Recommencez les questions 4 et 5 avec des éléments quadratiques.
8. Recommencez les questions 4 et 5 avec 2 fois plus d'éléments linéaires.
9. A même nombre de nœuds est-il préférable d'utiliser des éléments linéaires ou des éléments quadratiques ? Comment augmenter la précision des résultats ? Est-il possible d'accroître la précision sans augmenter le nombre d'éléments ? (Faites des simulations supplémentaires si nécessaire).

T.P. 2 - Etude d'un électro-aimant

On considère l'électro-aimant dessiné ci-dessous.



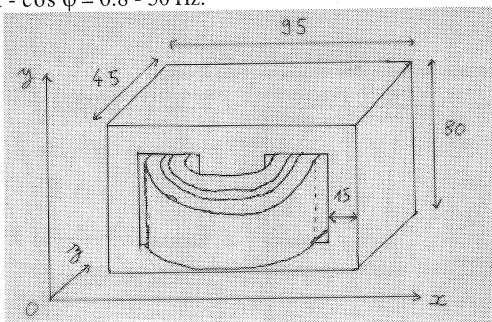
1. Dessinez l'électro-aimant. La perméabilité relative de la culasse (partie en U) vaut 300 alors que celle de l'armature mobile (disque) vaut 100. La densité de courant dans les conducteurs composant la bobine vaut 4 A/mm² et le coefficient de remplissage de l'encoche vaut 0.5. Quel est le type de solution retenu ?
2. Décomposez le système en éléments finis. La taille des éléments doit être petite dans les zones où passe le flux et grande dans les zones où il n'y a

pas ou peu de passage de flux. Choisissez des éléments quadratiques. Appliquez la condition de Dirichlet sur l'axe d'axi-symétrie. Imposez la condition de Neumann sur le contour extérieur et trouvez ainsi les dimensions de la couche d'air. Expliquez à quoi correspondent ces conditions et pourquoi vous les appliquez.

- Visualisez les lignes de champ, la densité de flux et l'erreur sur la densité de flux. Affinez le maillage pour obtenir une erreur moyenne pondérée d'environ 2% tout en minimisant le nombre de nœuds du maillage. Imprimez alors les lignes de champ, la densité de flux et l'erreur sur la densité de flux. Précisez l'erreur moyenne pondérée. Expliquez pourquoi la densité de flux est plus importante sur la partie gauche du U, donnez la valeur du rapport de la densité de flux à gauche sur celle à droite.
- Imprimez la variation de la composante z de l'induction magnétique au milieu de l'entrefer. Expliquez l'allure du graphe. Quelle serait l'allure si le flux dans l'entrefer était purement vertical. Faites l'intégrale de BZ sur la ligne horizontale au milieu de l'entrefer et relevez la force développée par l'électro-aimant sachant qu'elle correspond à la composante z du tenseur de Maxwell.
- Reprenez les questions 3 et 4 pour un entrefer de 5 mm puis de 2 mm. Comment varie la force d'attraction en fonction de l'épaisseur d'entrefer? Trouvez une expression analytique de la force d'attraction en fonction de l'entrefer moyennant quelques hypothèses (le passage du flux dans l'entrefer est vertical et les ampères-tours consommés dans le fer sont négligeables). Comparez les valeurs théoriques et relevées, expliquez les différences.

T.P. 3 - Etude d'un transformateur monophasé

On considère le transformateur dessiné ci-dessous dont les caractéristiques nominales sont : 220 V / 24 V - 75 VA - $\cos \phi = 0.8$ - 50 Hz.



- Dessinez le transformateur en supposant qu'il est invariant par translation suivant l'axe Oz. La perméabilité relative du fer vaut 1000. La bobine primaire est réalisée avec un fil de cuivre (résistivité = $1.6 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$) d'un diamètre de 0.5 mm et le secondaire, également en cuivre, a un diamètre de 1 mm. Le coefficient de foisonnement vaut 0.95.

- Déterminez les nombres de spires au primaire et au secondaire pour que l'induction magnétique maximale dans le fer et la tension secondaire à vide valent respectivement 1.2 T et 25 V.
- Simulez le fonctionnement à vide. Imposez des conditions de Neumann sur le contour extérieur (sauf un côté avec Dirichlet) et vérifiez ainsi que la couche d'air est suffisante. Contrôlez l'erreur sur la densité de flux et rectifiez votre maillage jusqu'à ce que l'erreur moyenne pondérée soit d'environ 2% tout en minimisant le nombre d'éléments. Imprimez alors le maillage, les lignes de champ, la densité de flux et l'erreur sur cette dernière. Précisez l'erreur moyenne pondérée.
- Relevez la tension efficace à vide au secondaire, le courant efficace absorbé au primaire et sa phase. Évaluez les pertes dans le fer sachant que les tôles magnétiques ont un coefficient de qualité de 2.6 W/kg pour 1 Tesla - 50 Hz et une masse volumique de 7800 Kg/m³. Que remarquez vous sur la phase du courant absorbé à vide? Expliquez.
- Que vaut le courant secondaire nominal. Simulez le fonctionnement nominal et relevez le courant efficace au secondaire, la tension efficace au secondaire, le courant efficace au primaire. La densité de flux dans le transformateur a-t-elle changée?.
- Observez la densité de flux dans les bobinages du transformateur. Calculez le flux de fuite et donnez la valeur de la réactance totale de fuite du transformateur. Comparez cette valeur avec celle obtenue par la formule du cours.

B. Guide pratique Opera2D v7.0

Lancement du pré-post processeur

- ☐ Démarrer
 - Programmes
 - OPERA v7.0
 - PC-OPERA

Définition du type de solution (pré-processeur)

- MODEL
 - Solution type
 - Solution potential
 - Vector potential (Magnetic et XY symmetry)
 - Modified r*A (Magnetic et Axi symmetry)
 - XY symmetry (problème invariant par translation)
 - Axi symmetry (problème invariant par rotation)
 - Linear elements / Quad. Elements (type d'éléments finis)
 - Magnetic Field (calcul du champ magnétique)
 - Electric Field (calcul du champ électrique)
 - Frequency (seulement en courant alternatif)
 - BH or DE data
 - BH/DE editing (permet de définir une courbe

B(H), une anisotropie, et d'autres propriétés des matériaux magnétiques)

Choix des unités (pré-processeur)

UNITS

SI Units (magnetic) (les unités sont celles du S.I.)

Length unit

Millimetre (l'unité de longueur est le millimètre)

Density unit

Amp/mm**2 (les densités de courants sont en A/mm²)

Choix de l'affichage (pré-processeur et post-processeur)

DISPLAY

Refresh (rafraîchissement de l'affichage, à utiliser souvent !)

Zoom in/out

Rubber-box zoom ...

zoom in (permet de sélectionner une fenêtre de zoom)

zoom out (zoom inverse)

Select new centre ...

zoom in * 2 (effectue un zoom de rapport 2 et recentre)

zoom out * 2 (effectue un zoom de rapport 1/2 et recentre)

pan (recentre l'affichage avec le point sélectionné)

Bounding box (échelle automatique pour l'affichage)

Previous size (utilise l'affichage précédent)

Axis limits (saisie des valeurs minimale et maximale des axes)

Region numbers (choix des régions affichées)

Material numbers (choix des matériaux affichés)

Style (choix du style d'affichage)

Fill regions (les contours des régions sont visibles)

Fill materials (les contours des matériaux sont visibles)

Fill (no outlines) (aucun contour visible)

Line drawing (seuls les contours des régions sont affichés)

Material boundary (affiche les frontières entre les différents matériaux en blanc)

Mesh error check (affiche le contour extérieur du maillage en rouge)

Axes

Draw axes (affiche les axes en arrière plan)

Overdraw axes (affiche les axes au premier plan)

No axes (n'affiche pas les axes)

Nodes

Region vertices (nœuds utilisés pour la construction des régions)

No vertices/nodes (aucun nœud affiché)

All nodes (tous les nœuds, maillage inclus)

Boundary nodes (affiche les nœuds où sont appliqués des conditions aux

limites)

+Labels / -Labels (affiche ou non le numéro des régions)

+Mesh / -Mesh (affiche ou non le maillage)

+C_line / -C_line (affiche ou non les lignes de construction)

+Back / -Back (affiche ou non la région background)

OPTIONS

Colour settings (choix des couleurs d'affichage)

Clear and Reset (remise à zéro complète du pré-processeur)

Dessiner la géométrie du problème (pré-processeur)

MODEL

Draw region (dessine une région)

Material type

material label = 0 : air, 1 : conducteur, 3 : fer

mu = perméabilité relative

density = densité de courant

conductivity = conductivité électrique

Conductor data

Circuit label (fixe un numéro de conducteur à une région)

Draw polygon (région standard)

Mouse input (utilisation de la souris)

Element size (fixe la taille des éléments)

At old point (sélection d'un point

existant)

At the cursor (place le point avec la

souris)

Close polygon (pour fermer le polygone)

Back-track (supprime la dernière ligne)

XY input

coordonnées X et Y

line curvature = +/- 1/rayon de courbure, -

si le centre est à gauche, +

si il est à droite

division = nombre d'éléments sur la ligne

bias = 0.5 si la taille des éléments est

homogène, > 0.5 si il y a

concentration autour du point

d'arrivée, < 0.5 si la concentration

est autour du point de départ

Draw background (région background, très utile

pour dessiner une couche d'air

qui englobe tous les matériaux et

sur laquelle vous fixez les

conditions limites)

Modify regions (modifications des régions)

Modify point (déplacement d'un point)

Modify side (changer le nombre de division, le

biais, le rayon de courbure et les

conditions limites sur une ligne)

Modify region (change les propriétés d'une

région)

Undo modify (annule la dernière modification)

Copy regions (obtenir des nouvelles régions par

translation et rotation de régions

existantes)

Erase regions (efface des régions)

Undo erase (annule le dernier effacement)

Définir les conditions aux limites (pré-processeur)

MODEL

Boundary cond.

Vector potential

B normal = 0 (condition de Dirichlet)

B tangential = 0 (condition de Neumann)

Periodic symm. (condition de périodicité)

Clear condition (efface les conditions sur une

ligne)

Periodic symm.

Rotation angle : rotation pour passer d'une face à la face associée par périodicité

X, Y displacement : translation à combiner avec la rotation

Pos or Negative : POS = périodique, NEG = anti-périodique

Générer et contrôler le maillage (pré-processeur)

MODEL

Mesh generator

Generate mesh (vérifier qu'il n'existe ni erreur ni avertissement, le contour extérieur au maillage est en rouge, les conditions aux limites sont précisées, les frontières entre matériaux sont en blanc)

Définir un circuit électrique (pré-processeur, modules AC et TR)

MODEL

Extra options

External circuits

Define circuit

Symmetry = 1/fraction représentée du dispositif

Length (XY only) = longueur du dispositif dans la direction z

Peak voltage = tension crête de la source

Phase angle = déphasage de la source de

tension

Series resistance = résistance interne de

la source

Series inductance = inductance interne de

la source

Conductor number = numéro de conducteur, 0 = fin, BACK = efface le dernier entré

Number of turns = nombre de spires, avec un signe négatif pour un conducteur retour

Resistance/unit length = résistance linéique

List circuit (liste tous les circuits)

Delete circuit (efface des circuits)

Charger et sauvegarder les données

FILE

Write model (sauvegarder les données, avec l'extension OP2)

Re-mesh (régénération du maillage, nécessaire si le fichier avec l'extension MESH est manquant)

Read model (ouvre un fichier d'extension OP2, ST, AC, TR, ...)

Change directory (change le répertoire vers lequel les fichiers sont lus et écrits)

End OPERA-2d/pp (quitte le pré-post-processeur)

Lancement des modules d'analyse

☐ Démarrer

Programmes

OPERA v7.0

PC-OPERA Analysis

Control

New control

Data file (sélectionnez le fichier des données)

choisissez le module de résolution en cliquant dessus

Analysis

Solve now (résolution immédiate)

Afficher les résultats (post-processeur)

FIELDS

Component (composante)

pot : vecteur potentiel

bmod : densité de flux ou module de l'induction magnétique

error : erreur absolue sur bmod

hmod : module du champ magnétique

j : densité de courant

bx, by, bz : induction magnétique suivant l'axe considéré

hx, hy, hr, hz : champ magnétique suivant l'axe considéré

Point values (valeur de la composante en un point désigné par la souris ou ses coordonnées)

... Options

AC time (module AC uniquement)

Time average : retourne la valeur moyenne de la composante

Amplitude : retourne la valeur crête de la composante

Phase : retourne la phase de la composante

Angle : retourne la valeur de la composante pour un instant défini par angle

Graphs (tracé d'un graphe d'évolution de la composante le long d'une droite, d'un arc de cercle ou d'un contour de région)

Contour plot

No refresh / Refresh (rafraîchissement de l'image ou superposition)

Style

Line contours (lignes équipotentiels, à utiliser avec pot)

Coloured lines (lignes équipotentielles en dégradé de couleurs)

Filled zones (zones colorées, à utiliser avec bmod, error, hmod, j)

Execute (effectue le tracé et précise les erreurs moyennes)

Integrals (intégrale de la composante le long d'une ligne, d'un arc de cercle ou sur une région. L'intégrale du tenseur de Maxwell sur une ligne représente la force dans la direction considérée. L'intégrale de la densité de courant sur une surface donne les ampères-tours)

Imprimer et copier dans le presse-papiers

Utilities

Copy (copie le contenu de la fenêtre Opera2D dans le presse-papiers)

Print (imprime le contenu de la fenêtre Opera2D)

*Pour obtenir les énoncés au format Word 97,
contactez : S. Brisset par courrier électronique à
stephane.brisset@hei.fr*

INFLUENCE DE LA COMPOSANTE CONTINUE DU COURANT MAGNETISANT SUR L'ETAT MAGNETIQUE D'UN TRANSFORMATEUR

Pascal LOOS

Université Henri Poincaré NANCY
Laboratoire GREEN, Faculté des sciences
BP 239 ; 54506 Vandoeuvre CEDEX
Pascal.Loos@green.uhp-nancy.fr

Introduction.

Le but des manipulations présentées dans cet article est de mettre en évidence la modification de l'état magnétique d'un transformateur monophasé alimentant une charge qui appelle un courant de valeur moyenne non nulle.

Les essais décrits par la suite ont été réalisés avec un transformateur LEGRAND :

230 V / 2 x 24 V – 63 VA

Nombre de spires d'un secondaire : $n_2 = 75$

Nombre de spires du primaire : $n_1 = 9 \cdot n_2$

1. Expérience préliminaire.

Le montage d'étude est représenté à la figure 1. Le transformateur est alimenté au primaire par une source de tension sinusoïdale v_1 , de valeur efficace 230 V et de fréquence 50 Hz ; l'enroulement secondaire est chargé par une résistance R en série avec une diode D qui peut être mise en court-circuit par l'interrupteur K.

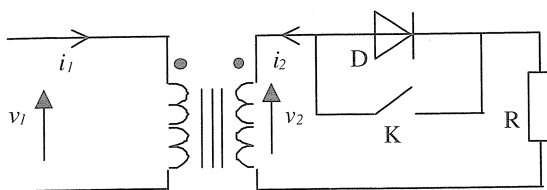


Figure 1

Remarque : On notera \bar{x} la valeur moyenne de la variable instantanée x , X sa valeur efficace et \underline{X} l'amplitude complexe lorsque la variable est sinusoïdale.

Pour K fermé on relève :

$$I_2 = 1,3\text{A} \approx I_{2n}$$

$$I_1 = 0,205\text{A}$$

$$\bar{i}_1 = \bar{i}_2 = 0$$

Pour K ouvert on relève :

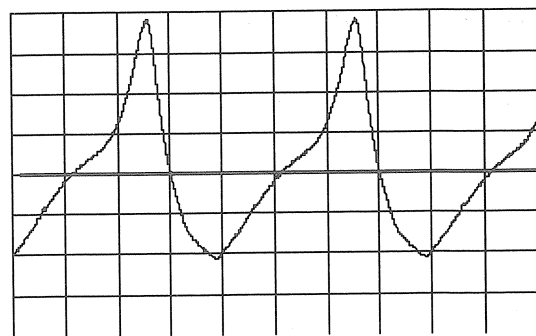
$$I'_2 = 0,875\text{A} \approx \frac{I_2}{\sqrt{2}}$$

$$I'_1 = 0,195\text{A} \approx I_1$$

$$\bar{i}'_1 = 0$$

$$\bar{i}'_2 = 0,565\text{A}$$

On constate que la valeur efficace du courant secondaire a été réduite comme le prévoit la théorie du redressement monoalternance, mais la valeur efficace du courant primaire n'a presque pas diminué. D'autre part on observe (oscillogramme n°1) qu'il est toujours alternatif (sa valeur moyenne est nulle), mais qu'il ne possède plus de symétrie de glissement : $f(t)$ est différent de $-f(t+T/2)$.



Oscillogramme n°1

Si l'on considère le courant magnétisant primaire tel que :

$$i_{1\mu} = i_1 + m \cdot i_2 \quad (1)$$

En régime périodique la relation (1) s'étend aux valeurs moyennes :

$$\bar{i}_{1\mu} = \bar{i}_1 + m \cdot \bar{i}_2 \quad (2)$$

Comme $\bar{i}_1 = 0$, on en déduit :

$$\bar{i}_{1\mu} = m \cdot \bar{i}_2 \quad (3)$$

Il en résulte également que la valeur moyenne du flux du champ magnétique ϕ dans le noyau magnétique, commun aux enroulements, n'est pas nul.

Le but des manipulations suivantes est de montrer d'une part que le courant magnétisant et le flux ne sont plus alternatif et, d'autre part, que le cycle magnétique $[\phi(i_{1\mu})]$ devient dissymétrique au gré de la valeur moyenne de i_2 réglée par la résistance R en série avec la diode.

Remarque : Le terme cycle magnétique peut être préféré à celui de cycle d'hystérésis puisqu'il résulte à la fois du phénomène de l'hystérésis magnétique et de la présence des courants de Foucault dans le matériau.

2. Visualisation du cycle magnétique du transformateur alimentant une résistance.

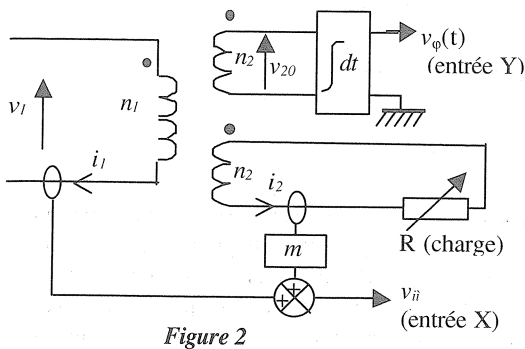


Figure 2

Le deuxième enroulement secondaire (Cf. figure 2) est utilisé pour reconstituer une image du flux ϕ sous la forme d'une tension v_ϕ obtenue par l'intermédiaire d'un intégrateur à grande impédance d'entrée (courant nul, secondaire à vide).

Nous avons utilisé un pseudo intégrateur (cellule R_0C_0) établissant la relation différentielle suivante :

$$R_0C_0 \frac{dv_\phi}{dt} + v_\phi = v_{20} \quad (4)$$

avec v_{20} sinusoïdale de pulsation ω .

Après disparition du terme exponentiel de constante de temps R_0C_0 , v_ϕ devient sinusoïdale.

R_0 et C_0 ont été choisis de telle manière que $R_0C_0 \gg 1$, d'où :

$$R_0C_0 \frac{dv_\phi}{dt} \cong v_{20} \Rightarrow \frac{dv_\phi}{dt} \cong \frac{n_2}{R_0C_0} \frac{d\phi}{dt} \quad (5)$$

Comme $\bar{v}_\phi = 0$, alors v_ϕ ne peut représenter que la composante sinusoïdale du flux, même si celui-ci comporte une composante continue :

$$V_{20} = j\omega n_2 \underline{\phi}_a \quad (6)$$

Le courant magnétisant du transformateur chargé est estimé à partir de la relation (1) : à l'aide de capteurs de courant on élabore une tension $v_{i_{1\mu}}$ image de la somme $i_1 + m \cdot i_2$.

Cette tension est accessible de différentes manières :

- A l'aide de deux sondes ampèremétriques à effet Hall et d'un montage électronique (sommateur pondéré).

- Lorsque le rapport du nombre de spires est égal à une fraction rationnelle simple, une seule pince ampèremétrique est suffisante : dans notre cas, le cordon traversé par le courant primaire est bobiné 9 fois dans la pince, celui traversé par le courant secondaire ne traverse qu'une seule fois la même pince et le sens adéquat. On obtient alors $9i_1 + i_2 = 9i_{1\mu}$

- Au cas où le rapport du nombre de spires n'est pas égal à une fraction rationnelle simple, on peut alimenter un des enroulements secondaires et charger le deuxième (Cf. figure 3). Le transformateur est alors utilisé avec un rapport de transformation unitaire.

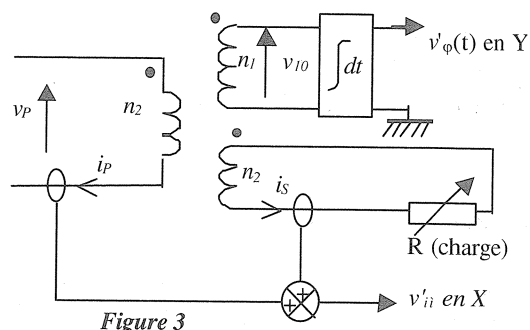
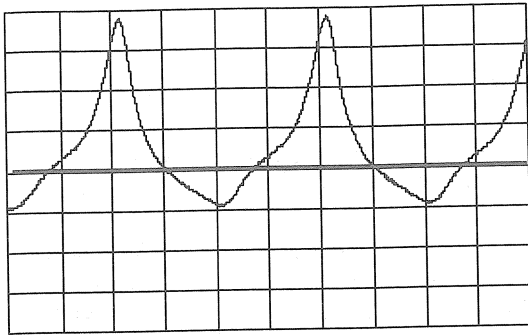


Figure 3

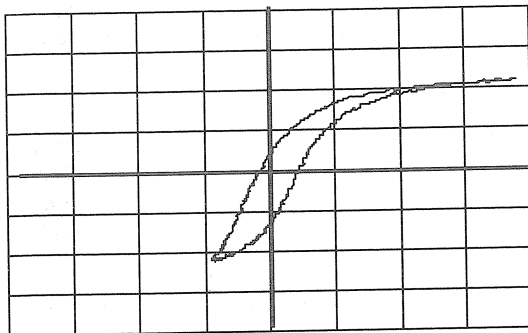
Nous obtenons à l'oscilloscope le cycle magnétique du transformateur en fonctionnement. On constate que pour une tension de valeur efficace V_{20} constante, la forme du cycle ne dépend pas de la valeur de la résistance de charge.

3. Visualisation du cycle magnétique du transformateur alimentant l'ensemble diode-résistance.

Dans le montage de la figure 3, on ajoute la diode D en série avec la résistance R., l'image du courant magnétisant est représentée sur l'oscillogramme n°2, le cycle magnétique sur l'oscillogramme n°3.



Oscillogramme n°2



Oscillogramme n°3

La forme prise par le courant magnétisant et le cycle magnétique montrent à l'évidence que le matériau magnétique est fortement saturé lors des alternances positives.

Notre dispositif intégrateur ne nous permet pas d'accéder à la valeur moyenne du flux. C'est pourquoi la position verticale du cycle n'est pas correcte sur l'écran de l'oscilloscope.

L'observation du cycle réel $\varphi(i_{1\mu})$ nécessite d'ajouter la valeur moyenne du flux. Il faut donc concevoir une méthode établissant la relation entre $\bar{\varphi}$ et $\bar{i}_{1\mu}$ afin de décaler avec une approximation suffisante le cycle parallèlement à l'axe des flux.

Une solution approchée à ce problème délicat consiste à admettre que le point de coordonnées $(\bar{i}_{1\mu}, \bar{\varphi})$ décrit la caractéristique magnétique (bijective), lieu des extrémités des cycles obtenus en régimes de flux sinusoïdal. Existe-t-il une solution rigoureuse à ce problème ? Je pose la question à nos vaillants et géniaux lecteurs.

Montage de démonstration.

Afin de visualiser l'effet de la valeur moyenne du courant secondaire sur le transformateur on réalise le montage de la figure 4.

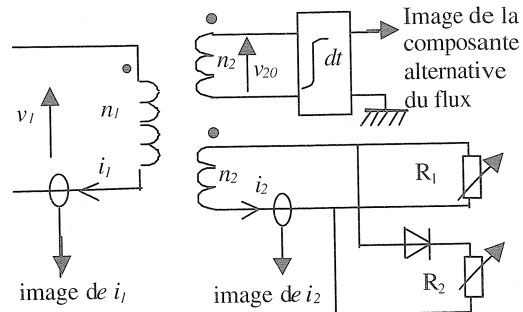


Figure 4

Le traitement des données recueillies est représenté à la figure 5.

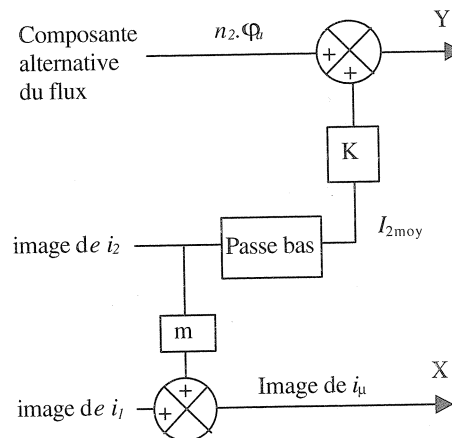


Figure 5

Le but est d'ajouter une composante continue au flux de manière à observer le déplacement du cycle lorsque l'on augmente la valeur moyenne du courant secondaire.

Cette composante continue du flux a été empiriquement estimée à l'aide d'essais effectués pour différentes valeurs moyennes du courant secondaire :

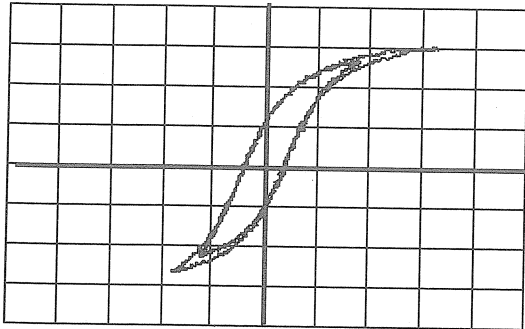
La tension V_1 est ajustée de manière à maintenir constante la valeur efficace V_{20} .

Les résistances R_1 et R_2 ont été réglées de manière à maintenir la valeur efficace du courant secondaire égale à 1 A, et les oscillogrammes ont été relevés pour $I_{2moy} = 0$ (R_2 infinie), 0,2 A, 0,4 A et enfin pour $I_{2moy} = 0,6$ A.

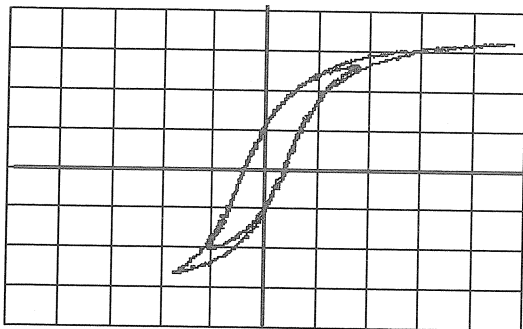
Pour de faibles valeurs de la composante continue du courant secondaire ($I_{2moy} < 0,5$ A) la caractéristique magnétique du matériau est proche d'une droite. Le

décalage de flux à introduire est alors sensiblement proportionnel à I_{2moy} . Pour des valeurs supérieures, une relation de proportionnalité ne convient plus.

A titre d'exemple, nous avons représenté les cycles obtenus pour $I_{2moy} = 0,4$ A : *oscillogramme 4*, et pour $I_{2moy} = 0,6$ A : *oscillogramme 5* (afin de faciliter la comparaison on superpose le cycle correspondant à $I_{2moy} = 0$).



Oscillogramme n°4



Oscillogramme n°5

Si l'on considère que la tension fournie par le dispositif intégrateur est telle que :

$$V_{20} = j\omega n_2 \underline{\phi}_a \quad (6)$$

Il est possible d'obtenir un ordre de grandeur du décalage à introduire à l'aide des considérations suivantes :

$$\text{On a } n_2 \varphi(t) = n_2 \bar{\varphi} + n_2 \varphi_a(t) \quad (7)$$

Il faut donc ajouter le terme $n_2 \bar{\varphi}$.

Si le circuit magnétique du transformateur était linéaire, on aurait :

$$n_2 \varphi_{moy} = L_2 \cdot I_{2moy}$$

L'inductance L_2 a été mesurée dans les conditions nominales de tension au cours d'un essai sur un des enroulements secondaires à l'aide de la relation :

$$L_2 = \frac{V_2}{\omega \cdot I_{20}}$$

On obtient $L_2 = 96$ mH.

La même mesure effectuée avec une tension $V_2 = 1,25 \cdot V_{2n}$ donne $L_2 = 60$ mH.

Ces résultats n'ont pas de signification car ils découlent du rapport de valeurs efficaces de grandeurs respectivement sinusoïdale et non sinusoïdale. Ils permettent d'obtenir un ordre de grandeur du coefficient K

Pour obtenir les cycles représentés précédemment nous avons dû introduire de manière empirique, le coefficient K tel que

$$n_2 \varphi_{moy} = K \cdot I_{2moy} ; K = 40 \text{ mH.}$$

Cette valeur permet d'obtenir des courbes de saturation aux mêmes niveaux de flux que ceux que l'on obtient lorsqu'on réalise l'essai à vide du transformateur avec une surtension ($V_2 = 1,25 \cdot V_{2n}$).

Conclusion.

Notre objectif était de présenter des montages permettant de sensibiliser les étudiants au fait que les cycles décrits par le circuit magnétique d'un transformateur pouvait être dissymétrique.

Comme prolongement, il est possible d'utiliser le montage présenté figure 3 pour étudier l'état magnétique du transformateur alimenté par un gradateur ou par un onduleur.

Pour en savoir plus.

François LEPLUS : *Sur la modélisation numérique des transformateurs monophasés et triphasés. Application aux montages redresseurs et gradateurs.*

Thèse de doctorat, Lille, juin 1989

François LEPLUS : *Bobine à noyau de fer en régime variable.*

Encyclopédie des techniques de l'ingénieur, Volume D1, D3010.

Agrégation externe de physique appliquée, épreuve C, 1998

COUPLE ELECTROMAGNETIQUE D'UN MOTEUR SYNCHRONE

Marie-Michèle Le Bihan
Lycée Jules Ferry, Versailles

Résumé Cet article présente une leçon sur le couple électromagnétique d'un moteur synchrone pour une classe de B.T.S. option Electrotechnique

I INTRODUCTION - CONVENTION D'ETUDE

La vocation d'un moteur étant d'entraîner une charge mécanique, donc de fournir un couple à une vitesse donnée, l'étude du moteur doit commencer par l'étude de ses caractéristiques mécaniques : vitesse, couple électromagnétique. Par ailleurs le réglage du couple électromagnétique permet de contrôler les régimes dynamiques de la charge entraînée. Posons-nous alors les questions suivantes:

- ⇒ à quelles vitesses le moteur synchrone peut-il fournir un couple électromagnétique ?
- ⇒ de quelles grandeurs dépend ce couple ? comment peut-on le régler ?

Lorsqu'on aborde l'étude du moteur synchrone, la machine synchrone a déjà été étudiée dans son fonctionnement en alternateur car son utilisation dans ce type de fonctionnement couvre le domaine très important de la distribution d'énergie électrique. Le schéma équivalent par phase de la machine synchrone est donc connu ainsi que son fonctionnement magnétique, avec les hypothèses suivantes : caractéristique linéaire du circuit magnétique de la machine, répartition spatiale de champ magnétique sinusoïdale dans l'entrefer de la machine et régime sinusoïdal permanent. Seule la convention d'étude sera nouvelle.

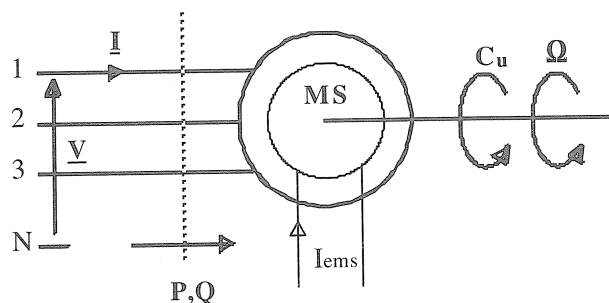


Figure 1 Moteur synchrone, convention

Nous étudierons dans ce qui suit le régime permanent d'un moteur synchrone triphasé alimenté par un système triphasé équilibré de grandeurs, tensions ou courants, sinusoïdales et de fréquence f .

I_{ems} est le courant d'excitation de la roue polaire.

La convention adoptée est une convention récepteur, lorsque P est positive le couple électromagnétique C_e est positif et la machine synchrone fonctionne en moteur. Le couple utile C_u est égal au couple électromagnétique C_e moins le couple de pertes C_p : $C_u = C_e - C_p$.

II VITESSE DE ROTATION - COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

III Existence du couple électromagnétique

Pour mettre en évidence les caractéristiques du couple fourni par un moteur synchrone, rappelons son principe de fonctionnement et faisons une expérience à l'aide de trois bobines, d'un variateur industriel et d'une aiguille aimantée.

a) principe

Lorsque l'on place un aimant de moment magnétique \vec{M} , libre de tourner autour d'un axe passant par O, dans un champ magnétique uniforme \vec{B} celui-ci est soumis à un couple électromagnétique dont le moment est $\vec{C}_e = \vec{M} \wedge \vec{B}$

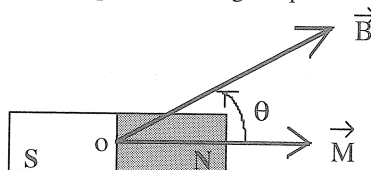


Figure 2 Principe de la machine synchrone

Le module du moment de ce couple est $C_e = M.B.\sin \theta$ où M caractérise la force de l'aimant, B l'intensité du champ magnétique et θ l'angle entre les directions de l'axe magnétique de l'aimant et du champ magnétique. Ce moment est maximal pour $\theta = \pi/2$, c'est à dire lorsque la direction du champ magnétique est transversale par rapport à l'axe magnétique de l'aimant.

- Si la direction de \vec{B} est fixe, l'aimant s'aligne sur la direction de \vec{B} et le mouvement s'arrête.
- Si l'on souhaite entraîner l'aimant en rotation, il faudra produire un champ magnétique tournant. Si de plus on veut conserver le couple constant il faudra conserver l'angle θ constant; autrement dit : l'aimant et le champ tournant doivent tourner à la même vitesse.

b) expérience

Alimentons trois bobines, positionnées dans l'espace à 120° , par un variateur qui est un onduleur de tension délivrant des tensions de valeur efficace et de fréquence variables. Ces trois bobines ont pour rôle de produire un champ magnétique tournant de vitesse variable. Et plaçons une aiguille aimantée au centre des trois bobines.

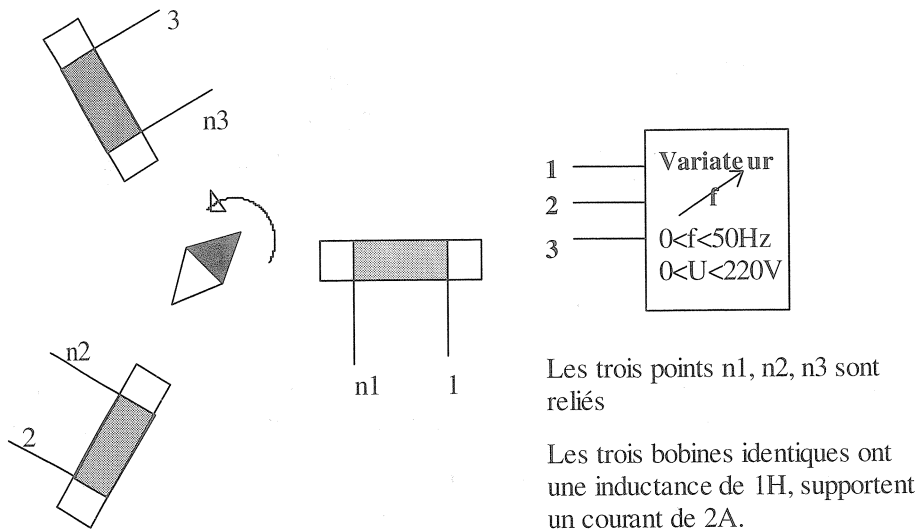


Figure 3 Mise en évidence du couple électromagnétique dans un moteur synchrone

Si on augmente très progressivement la fréquence des tensions de sortie du variateur, la vitesse du champ magnétique tournant augmente progressivement et l'aiguille aimantée se met à tourner régulièrement. Elle est donc soumise à un couple.

Si on augmente plus rapidement cette fréquence, l'aiguille aimantée est sollicitée dans un sens et dans l'autre, le couple change périodiquement de signe, le couple moyen est nul et l'aiguille aimantée ne peut se mettre à tourner.

Dans un moteur synchrone, le rotor porte des aimants ou une roue polaire et tient le rôle de l'aiguille aimantée dans l'expérience précédente; le stator tient le rôle des trois bobines avec une organisation technologique différente mais il remplit la même fonction, c'est à dire la création d'un champ tournant dans l'entrefer de la machine.

Pour qu'un moteur synchrone puisse produire un couple électromagnétique il faut que le rotor et le champ tournant créé par le stator tournent à la même vitesse, d'où le nom de moteur synchrone. Cette vitesse est appelée vitesse de synchronisme et est imposée par la fréquence des grandeurs d'alimentation du stator.

II2 Vitesse de rotation

Elle est imposée par la fréquence des grandeurs statoriques f . Elle fait intervenir le nombre de paires de pôles de la machine p :

$$f = p n_s / 60 \quad f \text{ en Herz et } n \text{ en tr/min}$$

$$\omega = p \Omega_s \quad \omega \text{ et } \Omega_s \text{ en rd/s}$$

II3 Puissance électromagnétique

Pour établir les expressions du couple électromagnétique, nous allons utiliser l'expression de la puissance électromagnétique; cette puissance traduisant la conversion énergie électrique \rightarrow énergie mécanique c'est à dire le fonctionnement du « coeur » de la machine.

Rappelons le schéma équivalent par phase de la machine synchrone:

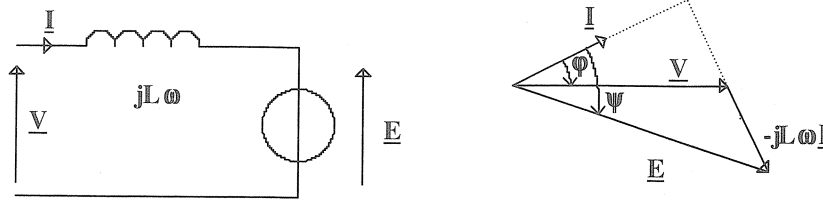


Figure 4 Schéma équivalent par phase de la machine synchrone
diagramme vectoriel

Dans ce schéma $L\omega$ est la réactance synchrone, E est la f.e.m. par phase de la machine synchrone, et on a négligé la résistance par phase statorique, ce qui est très justifié pour des machines de puissance supérieure à quelques kW.

Donnons les expressions de la puissance P appelée par le moteur et de la puissance électromagnétique P_e .

$$P = 3VI \cos \phi \quad \text{et} \quad P_e = 3EI \cos \psi$$

ϕ est l'angle entre les vecteurs I et V orienté de I vers V

ψ est l'angle entre les vecteurs I et E orienté de I vers E

Dans le cas où on néglige la résistance statorique on peut dire que $P = P_e$.

La puissance électromagnétique s'exprime également avec les grandeurs mécaniques:

$$P_e = C_e \Omega_s$$

III EXPRESSIONS DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

En exploitant les deux expressions, électrique et mécanique, de la puissance électromécanique précédemment citées on obtient:

$$P_e = 2EI \cos \psi = C_e \Omega_s \quad \text{d'où l'on tire}$$

$$C_e = \frac{3EI \cos \psi}{\Omega_s} = 3p \frac{E}{\omega} I \cos \psi$$

Sachant que $E = 2,22 \cdot K_b \cdot N \cdot f \cdot \phi_m$ que l'on peut également écrire $E = \omega \Phi_v$ où ω est la pulsation des grandeurs statoriques et Φ_v le flux généralisé sous un pôle créé par le rotor. L'expression Φ_v englobe la valeur maximale du flux ϕ_m et des coefficients caractéristiques de la machine : $\Phi_v = (2,22/2\pi) \cdot K_b \cdot N \cdot \phi_m$ (K_b est le coefficient de bobinage et N est le nombre de conducteurs par phase).

Ce qui donne finalement :

$$C_e = 3p \Phi_v I \cos \psi$$

C_e est le couple électromagnétique (en Nm),

p est le nombre de paires de pôles de la machine,

Φ_v est le flux généralisé créé par le rotor (en V/rd/s) ; il est réglable par le courant d'excitation I_{ems}

I est la valeur efficace du courant statorique (en A)

ψ est le déphasage entre le courant statorique et la f.e.m

Pour mieux comprendre la signification de cette expression rappelons-nous les expressions décrivant le fonctionnement magnétique de la machine:

$$\underline{E} = j\omega \underline{\Phi}_v \quad ; \quad \underline{V} = j\omega \underline{\Phi}_R \quad \text{et} \quad \underline{\Phi}_i = L \underline{I}$$

où Φ_i est le flux créé par le champ tournant créé par les courants statoriques, et Φ_R le flux créé par le champ tournant résultant.

Ces relations permettent de trouver la position relative des champs tournants dans l'entrefer de la machine bipolaire équivalente à partir du diagramme vectoriel de la machine.

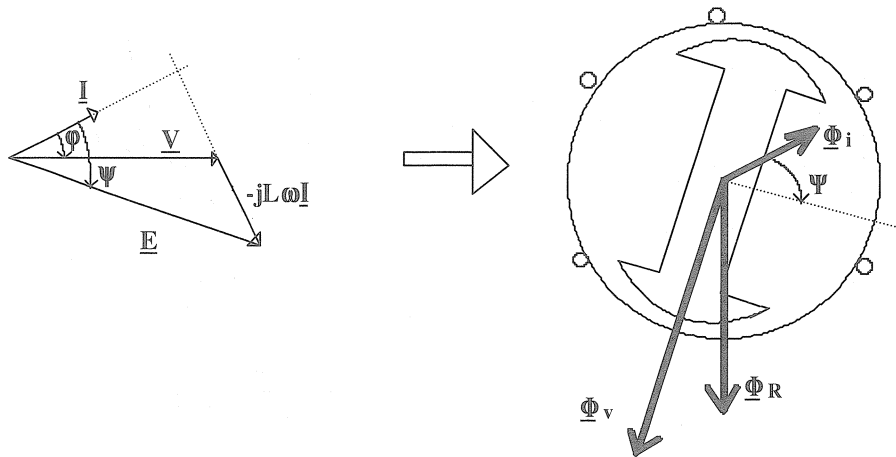


Figure 5 Position relative des champs tournants dans la machine bipolaire équivalente

On remarque que l'angle ψ qui est le déphasage entre I et E, permet d'exprimer l'angle entre le rotor et le champ tournant créée par les courants statoriques qui vaut $\frac{\pi}{2} - \psi$

Le couple électromagnétique dépend donc de l'angle entre le rotor et le champ tournant créée par les courants statoriques. Celui-ci est maximal lorsque l'angle ψ est égal à 0, alors la direction du champ tournant créée par les courants statoriques est transversale par rapport au rotor : Φ_i est perpendiculaire à Φ_v .

La seconde expression du couple est obtenue en exploitant la relation $P = 3VI \cos \varphi \equiv P_e = C_e \Omega_s$, d'où l'on tire

$$C_e = 3p \frac{V}{\omega} I \cos \varphi = 3p \Phi_R I \cos \varphi$$

- C_e est le couple électromagnétique (en Nm),
- p est le nombre de paires de pôles de la machine,
- Φ_R est le flux généralisé créée par le champ tournant résultant (en V/rd/s)
- I est la valeur efficace du courant statorique (en A)
- φ est le déphasage entre le courant statorique et la tension simple

- Remarques :
- Une loi de commande qui impose $V/\omega = \text{constante}$ impose le flux résultant dans la machine
 - Si Φ_R et Φ_R sont imposés ainsi que φ alors I est imposé.

La troisième expression du couple électromagnétique est obtenue en exploitant le diagramme vectoriel

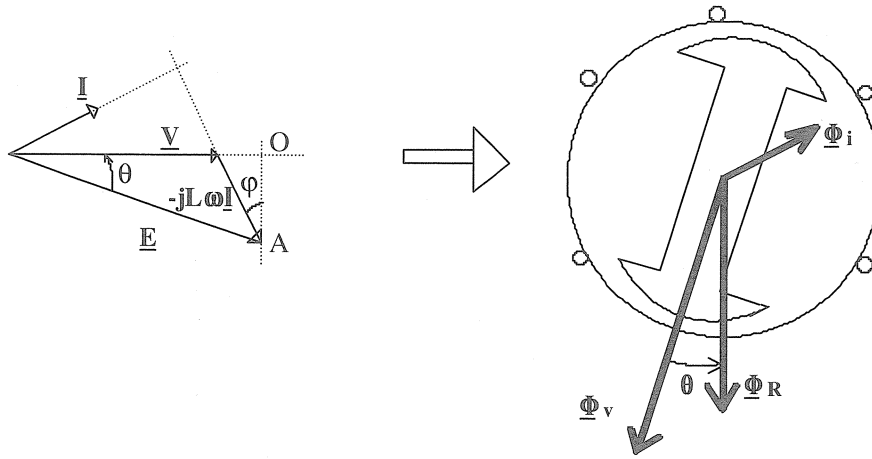


Figure 6 Position relative des champs tournants dans la machine bipolaire équivalente; θ angle interne

Le segment OA a pour expression $OA = L\omega \cos\varphi = E \sin\theta \Rightarrow I \cos\varphi = (E/L\omega) \sin\theta$ et en remplaçant dans l'expression du couple:

$$C_e = 3p\Phi_R \frac{E}{L\omega} \sin\theta \quad \text{ce qui donne finalement}$$

$$C_e = \frac{3p}{L} \Phi_R \Phi_v \sin\theta$$

- C_e est le couple électromagnétique (en Nm),
- p est le nombre de paires de pôles de la machine,
- Φ_R est le flux généralisé créée par le champ tournant résultant (en V/rd/s)
- Φ_v est le flux généralisé créée par le rotor (en V/rd/s) ; il est réglable par le courant d'excitation I_{ems}
- L est l'inductance cyclique (en H)
- θ est le déphasage entre la f.e.m simple et la tension simple

θ est l'angle interne de la machine; d'un point de vue magnétique, c'est l'angle entre le rotor et le champ tournant résultant. Le couple est maximal lorsque cet angle est égal à $\pi/2$.

Remarques: • Bien sûr les différentes expressions du couple sont rigoureusement équivalentes, et la machine ignore quels sont les raisonnements que l'on conduit ; ces différentes expressions ont l'avantage de mettre en évidence les différentes commandes possibles de la machine synchrone.

• Pour montrer l'équivalence, examinons la première et la dernière expression,

$$C_e = 3p\Phi_v I \cos\psi \quad \text{et} \quad C_e = \frac{3p}{L} \Phi_v \Phi_R \sin\theta$$

La première peut être mise sous la forme $C_e = \frac{3p}{L} \Phi_v \Phi_i \cos\psi$

ce qui met en évidence la composante transversale Φ_T commune à Φ_i et Φ_R : $\Phi_T = \Phi_i \cos\psi = \Phi_R \sin\theta$

et l'expression de C_e devient $C_e = \frac{3p}{L} \Phi_v \Phi_T$

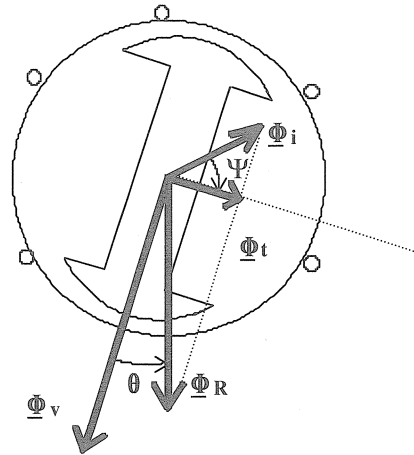


Figure 7 Composante transversale des flux

IV REGLAGES

IV1 Alimentation à tension V et fréquence f constantes, ainsi que l'excitation $I_{ems} = \text{constante}$

La fréquence de la tension statorique impose la vitesse de rotation qui reste donc constante et la charge mécanique demande un couple dont le moment varie; regardons ensemble quelles sont les conséquences des variations de ce couple résistant.

Le couple électromagnétique dans ces conditions de commande où Φ_R est constant (V/ω est constant) ainsi que Φ_v ($I_{ems} = \text{constante}$) est $C_e = \frac{3p}{L} \Phi_v \Phi_R \sin \theta = C_{e_{max}} \sin \theta$

Supposons que le moment du couple demandé par la charge mécanique augmente, alors θ augmente et les points de fonctionnement sont successivement M_1 , M_2 , M_3 ; si le couple électromagnétique change de signe alors θ change de signe.

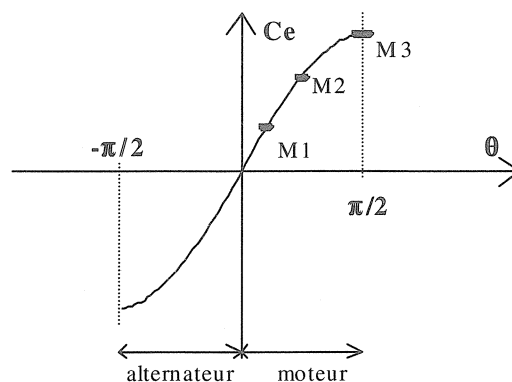


Figure 8 Couple électromagnétique et angle interne

Mais le moteur ne peut délivrer un couple supérieur à C_{emex} . Si le couple demandé par la charge augmente au delà de ce que le moteur peut fournir, alors le rotor décroche: il perd le synchronisme et ne peut plus fournir aucun couple, il s'arrête. Regardons comment se déforme le diagramme vectoriel

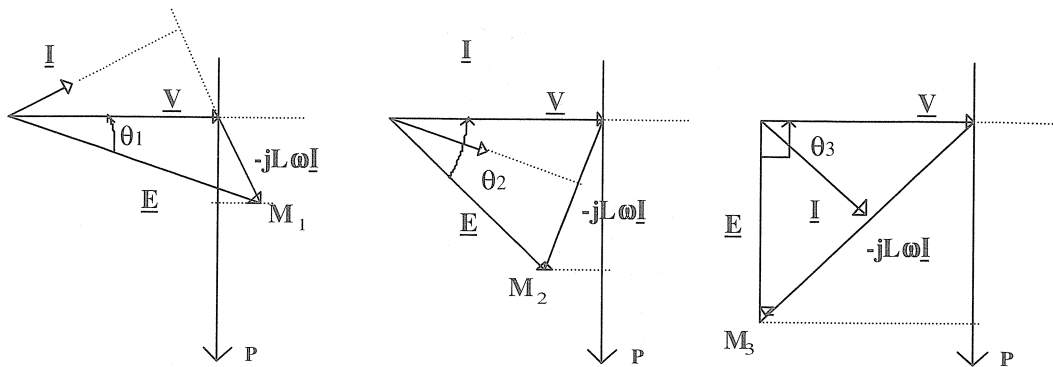


Figure 9 Evolution du diagramme vectoriel quand le couple C_e augmente

Le vecteur représentant E a un module constant car I_{ms} et f sont constants. La puissance P augmente car le couple augmente. Il s'ensuit une augmentation du courant I et de l'angle interne θ . Si le couple demandé est trop élevé le moteur décroche et le courant statorique prend une valeur élevée qui n'est plus limitée que par la réactance synchrone $L\omega$ car la f.e.m est nulle.

En pratique, dans ce cas d'alimentation, on garde une limite raisonnable par rapport à ces valeurs de décrochage.

Remarque : nous avons raisonné sur la machine bipolaire équivalente donc avec les angles électriques. La limite de l'angle électrique est $\pi/2$. La limite de l'angle mécanique est $\pi/2p$.

IV2 réglage du couple

Supposons que l'on ait besoin, en traction par exemple, de régler la valeur du couple électromagnétique pour atteindre une vitesse donnée; on retrouverait cette nécessité de réglage en régime dynamique, dans une phase de démarrage ou de ralentissement. Quelles sont alors les grandeurs qu'il est nécessaire de contrôler pour assurer cette commande en couple ?

Rappelons, pour un moteur à courant continu, l'expression du couple électromagnétique ($C_e = K\Phi I$ avec Φ flux créé par l'inducteur et I courant dans l'induit) et faisons la comparaison avec ce que nous venons d'obtenir pour le moteur synchrone.

Moteur à courant continu	Moteur synchrone
$C_e = K\Phi I$	$C_e = 3p\Phi_v I \cos \psi$ ou $C_e = 3p\Phi_R I \cos \phi$ ou $C_e = \frac{3p}{L} \Phi_R \Phi_v \sin \theta$

- Pour un machine à courant continu, contrôler le couple revient à contrôler le flux inducteur et le courant dans l'induit.

• Pour une machine synchrone, il y a plusieurs solutions pour contrôler le couple qui donneront lieu à plusieurs types de commandes. Quelqu'elle soit la solution adoptée, il faudra contrôler un flux et un courant (ou deux flux) et un angle ce qui se comprend aisément en se rappelant le principe de fonctionnement d'un moteur synchrone.

On pourra donc:

- ⇒ imposer - Φ_v grâce au courant d'excitation de la roue polaire I_{ems}
 - I courant statorique
- ⇒ imposer - ψ angle qui fixe la position du champ tournant statorique par rapport au rotor
 - Φ_v grâce au courant d'excitation de la roue polaire I_{ems}
 - I courant statorique
 - φ déphasage entre V et I

Les deux premières conditions imposent naturellement la valeur de V/f donc de Φ_R .

- ⇒ imposer - Φ_v grâce au courant d'excitation de la roue polaire I_{ems}
 - Φ_R grâce à une commande en V/f
 - θ angle qui fixe la position du champ tournant résultant par rapport au rotor.

Dans les applications industrielles, le moteur synchrone est alimenté par un convertisseur qui permet d'obtenir des grandeurs électriques de fréquence variable. Le contrôle des angles ψ ou θ seront confiés à l'autopilotage : à partir des informations données par des capteurs sur la position du rotor, il participera à l'élaboration de la commande des composants du convertisseur.

Le choix d'un convertisseur et le choix du type de commande sont intimement liés. De plus ce sont les performances attendues (facteur de puissance de l'installation, temps de réponse...) du système total : charge mécanique, machine, convertisseur et commande qui permettront de faire ces choix.

STRUCTURE DE COMMUTATION 3 BRAS 1/2 600V 15A

Philippe LE BRUN

Lycée Louis ARMAND
173 Bd de Strasbourg
94736 NOGENT sur MARNE cedex
Florence.vadee@wanadoo.fr

Résumé :

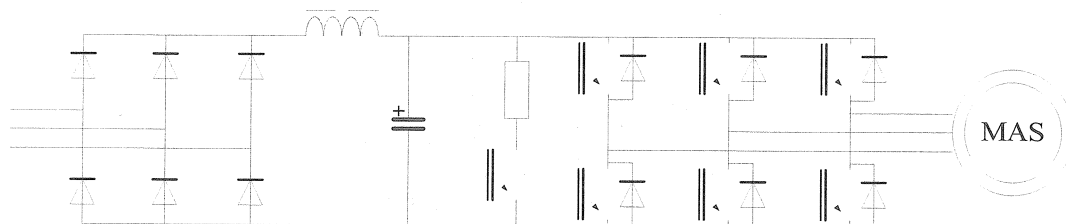
Réaliser des cellules de commutation fiables et protégées n'est pas toujours une chose très simple avec des composants discrets (IGBT ou MOS). L'utilisation d'IPM (Intelligent Power Modules) permet d'obtenir rapidement et pour un coût abordable une partie puissance fiable sans mise au point délicate.

Introduction

Dans ma section de BTS Electrotechnique je réalise dans le cadre des projets de seconde année des convertisseurs pour machines tournantes (Hacheurs, Onduleurs...). Il m'est très vite apparu que laisser des élèves, de ce niveau de formation, réaliser des cellules de commutation fiables et protégées n'est pas chose aisée si l'on emploie des composants discrets (IGBT ou MOS). Je me suis donc tout naturellement tourné vers des solutions intégrant les composants de puissance et leurs commandes rapprochées comme un grand nombre d'industriels de l'électrotechnique. Cette solution, outre le gain de place et de coût global, me permet d'envisager une étude, une réalisation et des tests avec des taux d'échec bien moindres qu'auparavant avec mes étudiants de STS. Je vais vous présenter dans cet article un exemple de mise en œuvre d'IPM.

Cahier des charges

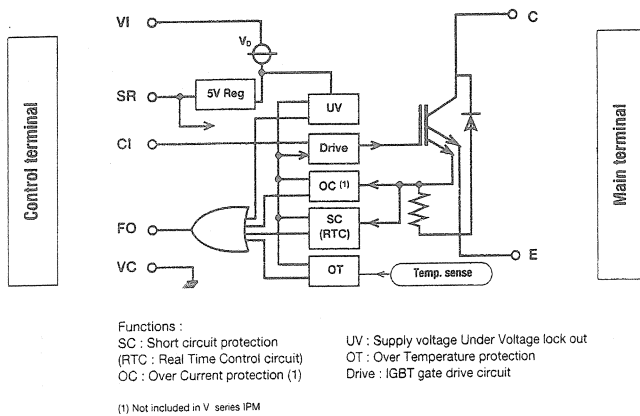
Nous souhaitons réaliser un convertisseur comprenant 3 bras de pont plus un interrupteur pour la dissipation de l'énergie de freinage afin de piloter nos machines d'une puissance de 3 kW (230V 50Hz et environ 10 A). Ce convertisseur aura la structure suivante : redresseur plus cellule de filtrage pour réalisation du bus continu d'une tension de 300 à 400 V (pas inclus dans notre IPM mais cela existe pour des calibre 600 V 10 A).



Chaque interrupteur sera piloté de manière indépendante par un signal compatible TTL pour une liaison directe avec un micro-contrôleur (0 V : interrupteur ouvert et 5 V : interrupteur fermé). Un dispositif permettra d'empêcher un court-circuit de bras, en interdisant la prise en compte de la fermeture simultanée des deux interrupteurs d'un même bras. Un temps mort d'une durée minimum de 2 μ s sera ajouté entre l'ouverture et la fermeture des interrupteurs d'un même bras dans le cas où la commande programmée tenterait d'en imposer un plus court. En cas de défaut sur un des interrupteurs, l'ensemble des interrupteurs est verrouillé et le défaut est mémorisé. La carte peut être remise en fonction par une action sur une entrée d'élimination du défaut. Le fonctionnement de la carte est conditionné à un niveau logique 0 sur une entrée spécifique de validation globale de la partie puissance.

Présentation IPM

Les IPM (modules de puissance intelligents) ont fait leur apparition sur le marché européen au début des années 90. Ils mettent en œuvre plusieurs transistors IGBT et tous les éléments nécessaires à leur bon fonctionnement (on parle de commande rapprochée). Ceci inclut sur chaque IGBT :



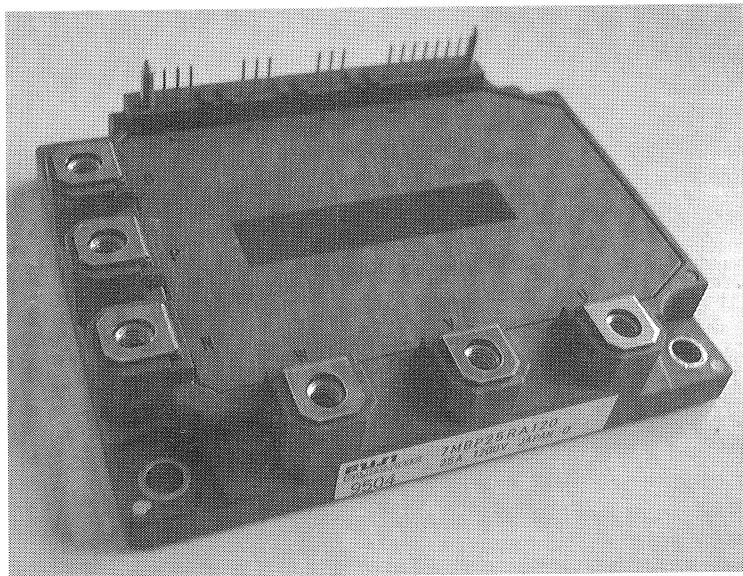
- Le circuit de commande de l'IGBT (drive) est chargé de convertir les signaux logiques de commande appliqués à l'entrée CI en signaux de commande compatibles avec l'IGBT.

- Le circuit de protection contre les surcharges et les court-circuit dans l'IGBT (OC et SC).

- Le circuit de contrôle de la tension d'alimentation de la commande rapprochée de l'IGBT (UV) détecte les sous tension de commande de l'IGBT.

- Le circuit de protection thermique de l'IGBT (OT) mesure la température dans l'IPM.

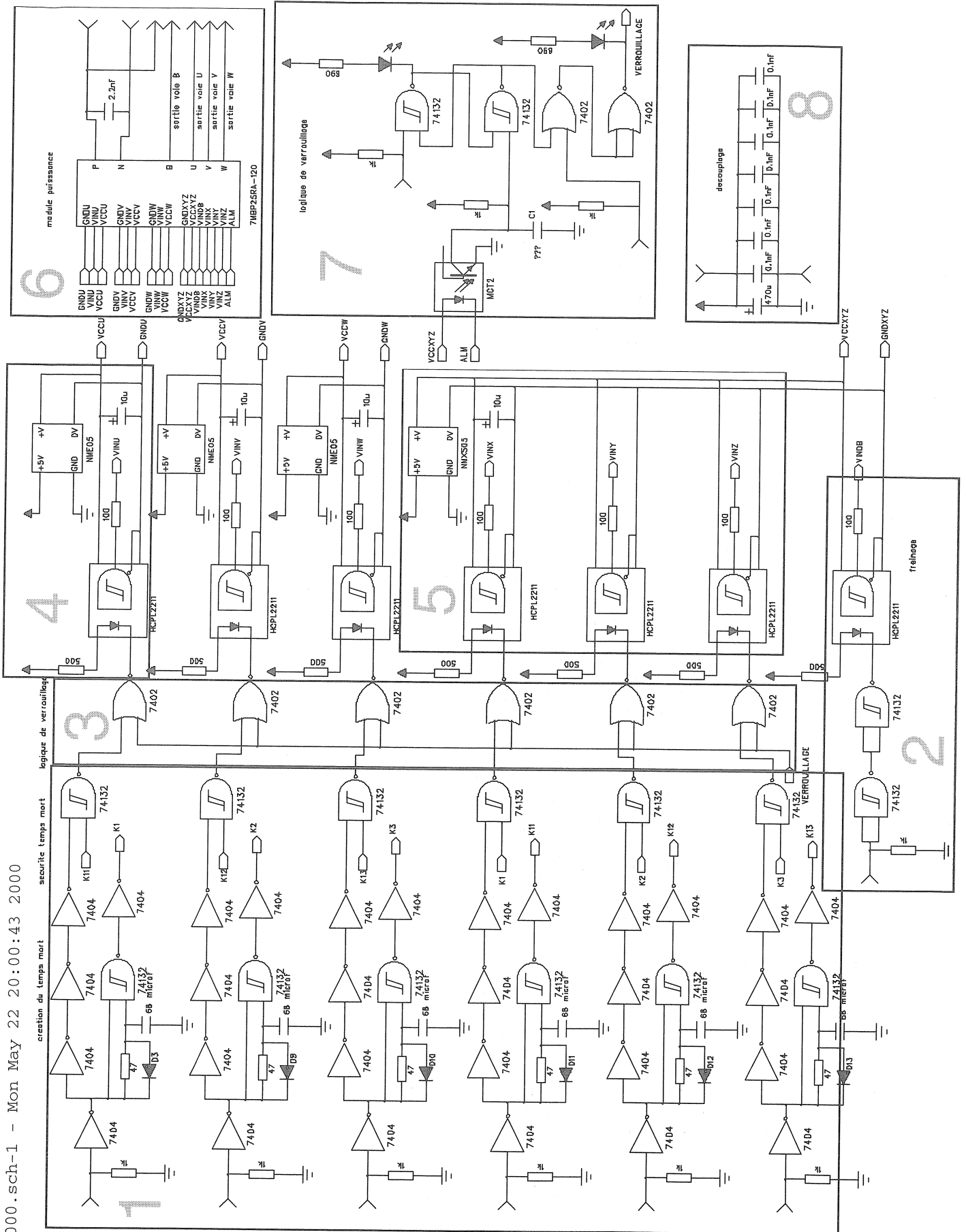
Cette gamme de composants est maintenant très fréquemment utilisée dans la réalisation de convertisseurs. Les constructeurs de ces équipements apprécient la compacité de ces composants, leur faible prix et la réduction des temps d'étude qu'ils apportent. Elle couvre les besoins jusqu'à des puissances de plusieurs centaines de kW (voir notice FUJI Electrique).



Mise en œuvre IPM

Le schéma de principe de mise en œuvre d'un IPM est proposé par le fabricant (voir notice FUJI Electric sur www.lesite3ei.com). On notera le faible nombre de composants externes nécessaires à la mise en œuvre d'un convertisseur pour machine asynchrone. 4 alimentations indépendantes fournissent l'énergie aux commandes rapprochées des interrupteurs (3 pour les IGBT du haut, indépendants électriquement, et 1 pour l'ensemble des IGBT du bas ayant leur émetteur au même potentiel). Un opto-coupleur rapide et High Common Rejection Mode par IGBT pour transmettre l'ordre de commutation à la commande rapprochée, un opto-coupleur par groupe d'IGBT pour le retour défaut et quelques composants passifs suffisent. La logique de verrouillage par bras, les temps morts et la gestion des défauts seront réalisés avec des circuits logiques ou de circuits spécialisés externes pour réaliser cette carte de puissance.

igbt 2000.sch-1 - Mon May 22 20:00:43 2000



Mise en œuvre IPM (commentaires)

Zone 1 : La commande de chaque interrupteur est réalisée par un niveau logique TTL. Chaque interrupteur dispose de sa propre commande. Sur un même bras on interdit la prise en compte de la fermeture simultanée des deux IGBT. Un temps mort minimum de 2 μ s doit être introduit par le circuit de commande extérieur entre l'ouverture d'un IGBT et la fermeture de l'autre IGBT du même bras afin d'éviter un court-circuit bref, cependant si le circuit extérieur est défaillant un retard à la fermeture de l'IGBT de 2 μ s est introduit sur la carte de puissance afin de protéger l'IPM.

Zone 2 : La commande du septième IGBT permettant la dissipation de l'énergie de freinage dans une résistance extérieure est indépendante.

Zone 3 : En cas de défaut les six IGBT sont ouverts.

Zone 4 : Le transfert de l'information de commutation de l'IGBT (0V IGBT fermé et 15V IGBT ouvert) est réalisé par un opto-coupleur ultra-rapide. Ce composant doit supporter une tension élevée et des dV/dt de l'ordre de 1000V/ μ s (vitesse de commutation des IGBT). Il permet d'isoler la commande rapprochée d'un IGBT de la commande globale de la carte de puissance (alimentée en 5V). Une alimentation isolée indépendante, dont le potentiel de référence est fixée à l'émetteur de l'IGBT piloté (le potentiel de l'émetteur fluctue entre 0 et +V du bus continu), est nécessaire pour chaque IGBT et sa commande rapprochée. Elle permet aussi l'alimentation de l'étage de sortie de l'opto-coupleur correspondant. Un condensateur permet de maintenir la tension pendant les phase de commutation appelant beaucoup d'énergie sur cette source.

Zone 5 : Pour les IGBT du bas une seule alimentation isolée indépendante est nécessaire, ces trois composants ayant les émetteurs reliés ensemble. L'ensemble des 7 IGBT nécessite donc 4 alimentations isolées et indépendantes les une des autres.

Zone 6 : Le module IPM ici un 25A sous 1200V est composé de 7 IGBT montés en trois bras et demi. Le bus continu arrive filtré sur les bornes P et N. Les sorties sont U, V et W pour l'alimentation du moteur asynchrone triphasé par exemple. Vous remarquerez la présence d'un condensateur de découplage d'une technologie polypropylène monté au plus près du composant sur le bus continu. Son rôle est de limiter les surtensions pendant les phases de commutation des IGBT en réduisant les inductances de la maille de commutation.

La transmission de l'information de défaut doit également être faite par une structure isolée. Dans cet IPM chaque circuit de commande rapprochée inclut sa propre fonction de protection. Ce qui nécessitera, pour les raisons invoquées ci-dessus (les trois IGBT du bas ont un émetteur commun), la présence de quatre dispositifs d'isolation. Les opto-coupleurs utilisés pour cette fonction sont des modèles standard pour des raisons de coût. Une petite temporisation réalisée par C20 permet d'éviter la prise en compte de déclenchement intempestifs.

Zone 7 : En cas de défaut (surcharges dans l'IGBT, court-circuit dans l'IGBT, tension d'alimentation de la commande rapprochée de l'IGBT trop faible ou élévation de température de l'IGBT) celui-ci est transmis par un opto-coupleur et mémorisé par une bascule RS puis visualisé. Pour autoriser le fonctionnement de la carte il est nécessaire d'imposer un niveau logique sur une entrée de validation. Cet état est visualisé. La déverrouillage de la carte de puissance suite à un défaut est fait grâce à une entrée spécifique ce qui autorise à nouveau le fonctionnement de cette dernière.

Zone 8 : Condensateurs de filtrage et de découplage des alimentations.

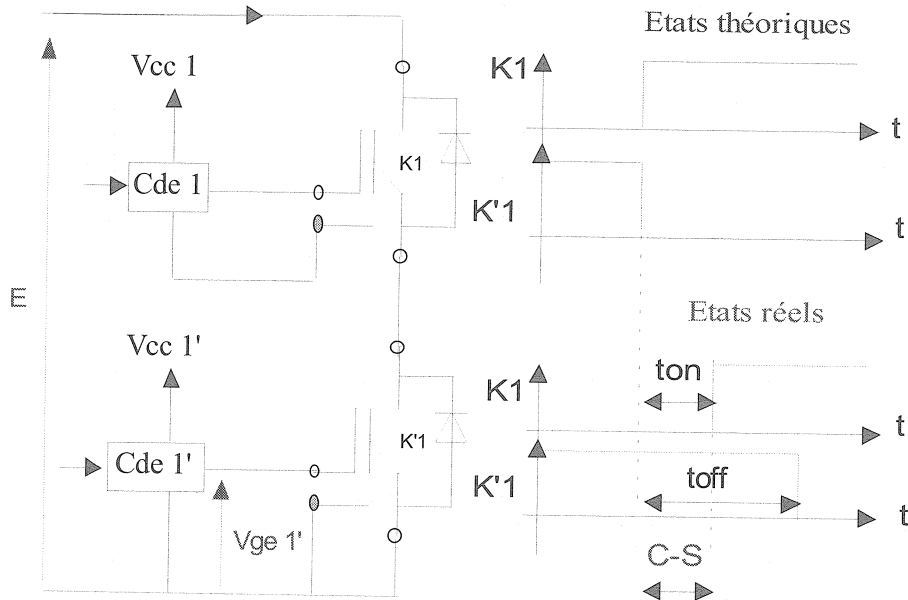
Liste des composants essentiels

Désignation	Quantité	Fournisseurs	Prix
7MBP25RA-120	1	SPM (POISSY 78) tel : 01 39 11 84 40, fax : 01 39 11 33 03	500 Frs
HCPL2211	7	RAB (ROISSY 95) tel : 01 49 90 75 75, fax : 01 49 90 75 74	30 Frs
MCT2	1	FARNEL (VILLEFRANCHE 69) tel : 04 74 65 94 66 fax : 04 74 60 33 82	5 Frs
NMXS05	1	NEWPORT (92) tel : 01 41 39 25 05, fax : 01 47 32 99 25	150 Frs
NME05	3	NEWPORT (92) tel : 01 41 39 25 05, fax : 01 47 32 99 25	70 Frs
74132, 7402, 7404	4, 2, 5	RAB (ROISSY 95) tel : 01 49 90 75 75, fax : 01 49 90 75 74	5 Frs

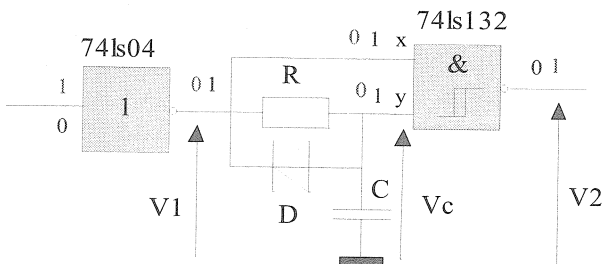
Vous pouvez trouver les documentations relatives à ces composants sur le site : Lesite3ei.com.

Verrouillage et temps morts sur un bras

Les interrupteurs, de technologie IGBT, ne commutent pas instantanément. Chaque interrupteur possède un temps de retard à la fermeture ($t_{on} = 0.3\mu s$) et un temps de retard à l'ouverture ($t_{off} = 3.6\mu s$) différents. Si on donne simultanément l'ordre d'ouverture d'un IGBT et l'ordre de fermeture de l'autre IGBT situé sur le même bras, on obtient un court laps de temps pendant lequel les 2 interrupteurs conduisent en même temps provoquant un court-circuit d'autant plus dangereux que la maille de commutation est très peu inductive.



Pour éviter ce court-circuit on va introduire un léger décalage dans le temps entre l'ordre d'ouverture imposé à un IGBT et l'ordre de fermeture imposé à l'autre IGBT situé sur le même bras. Ce retard est appelé **TEMPS MORT** car pendant un court laps de temps aucun transistor IGBT ne conduit. Ce temps mort doit être d'environ $4\mu s$. Ce temps mort sera réalisé par le circuit ci-dessous.



Le temps mort doit être introduit à la fermeture de l'interrupteur IGBT. Les étudiants valident le fonctionnement de leur montage à l'aide d'un logiciel de simulation (ici SIMPLORER). Puis étudient le schéma complet par bras dont vous trouverez le schéma définitif sur la page suivante.

V1 : courbe bleu

Vc : courbe verte

V2 : courbe rouge

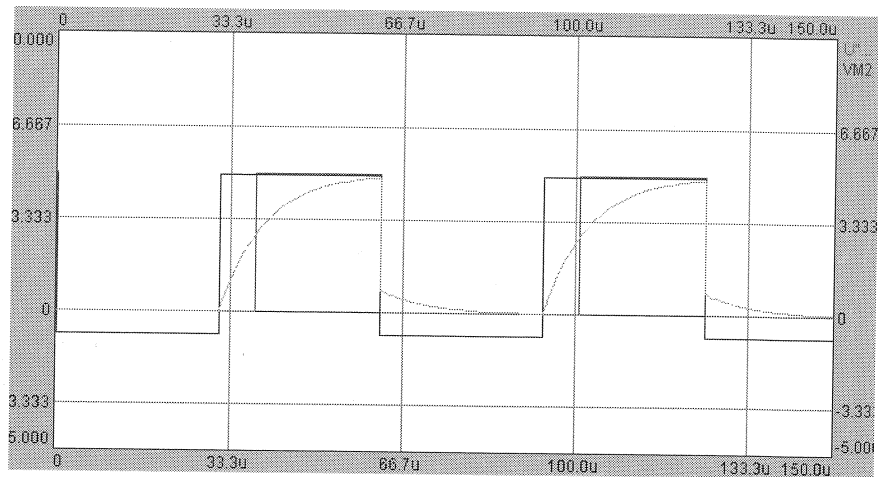
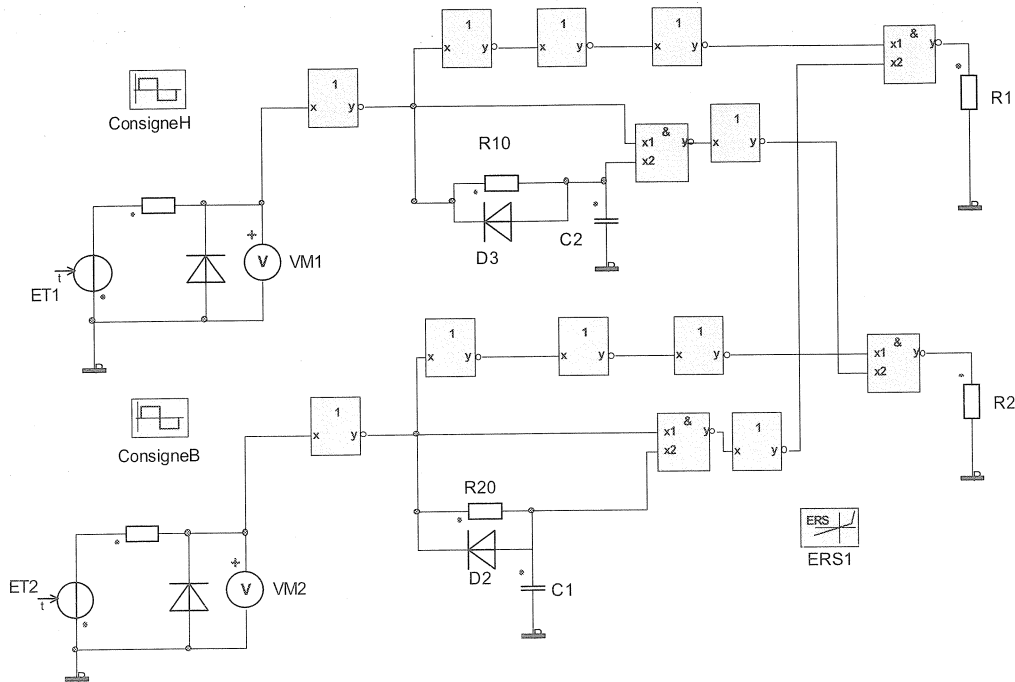
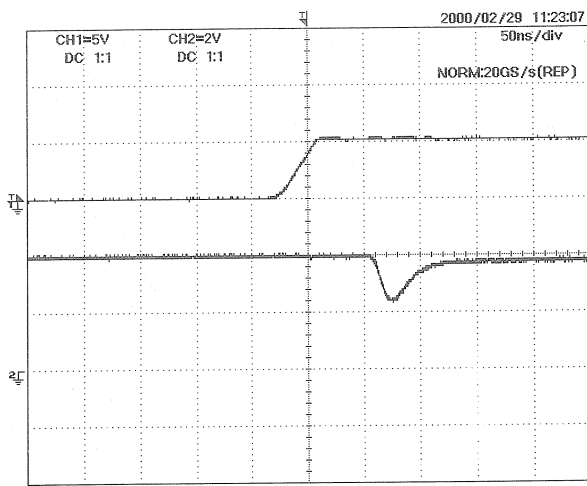


Schéma complet d'un bras



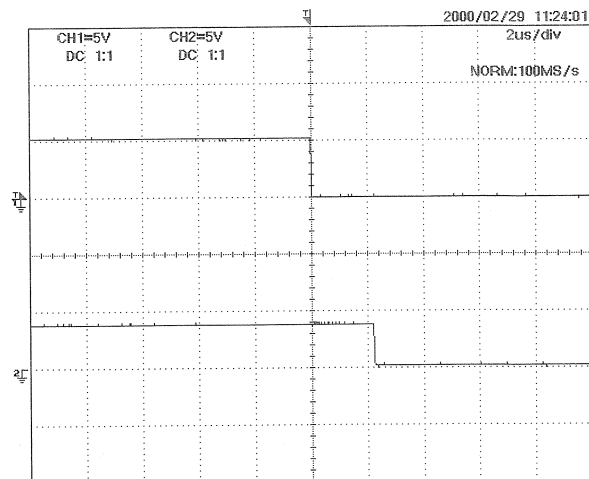
Dans ce schéma d'application l'ordre de fermeture d'un interrupteur est transmis seulement si le second interrupteur du même bras a reçu un ordre d'ouverture depuis plus de $2,5\mu s$. On notera la présence d'un petit retard constitué de deux inverseurs montés en cascade afin d'équilibrer les temps de propagation. En leur absence une petite impulsion parasite (ordre de fermeture) apparaît sur la commande des deux IGBT du bras si deux ordres arrivent simultanément sur les deux entrées de la carte. Ci dessous le signal obtenu grâce à la présence de ces porte logiques (les deux entrées montent en même temps) ne sort plus de la zone caractérisant le niveau 1 logique. Le temps mort ajouté en cas de commande externe sans temps mort (erreur de programmation) est légèrement supérieur à $2\mu s$.

Vérification de l'élimination de l'impulsion parasite



=Filter= Smoothing : OFF BW : FULL
 =Offset= CH1 : 0.00V CH2 : -0.02V
 =Record Length= Main : 10K Zoom : 10K
 =Trigger= Mode : AUTO Type : EDGE CH1 Delay : 0.0ns Hold Off : MINIMUM

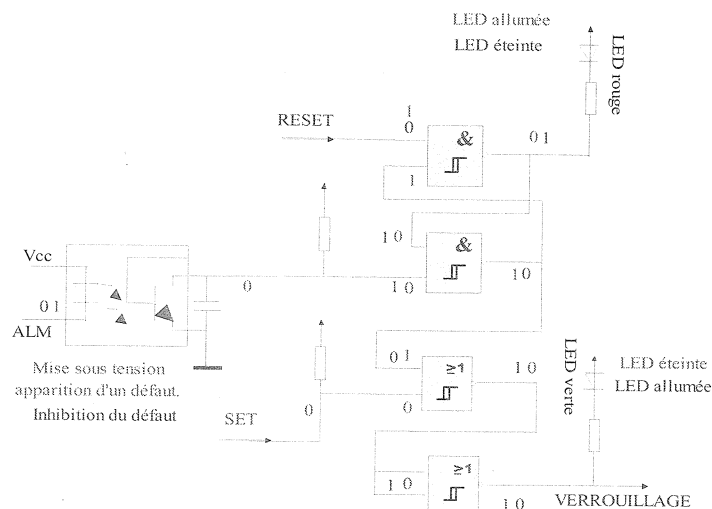
Mesure de la durée des temps mort interne



=Filter= Smoothing : OFF BW : FULL
 =Offset= CH1 : 0.00V CH2 : -0.02V
 =Record Length= Main : 2K Zoom : 2K
 =Trigger= Mode : AUTO Type : EDGE CH1 Delay : 0.0ns Hold Off : MINIMUM

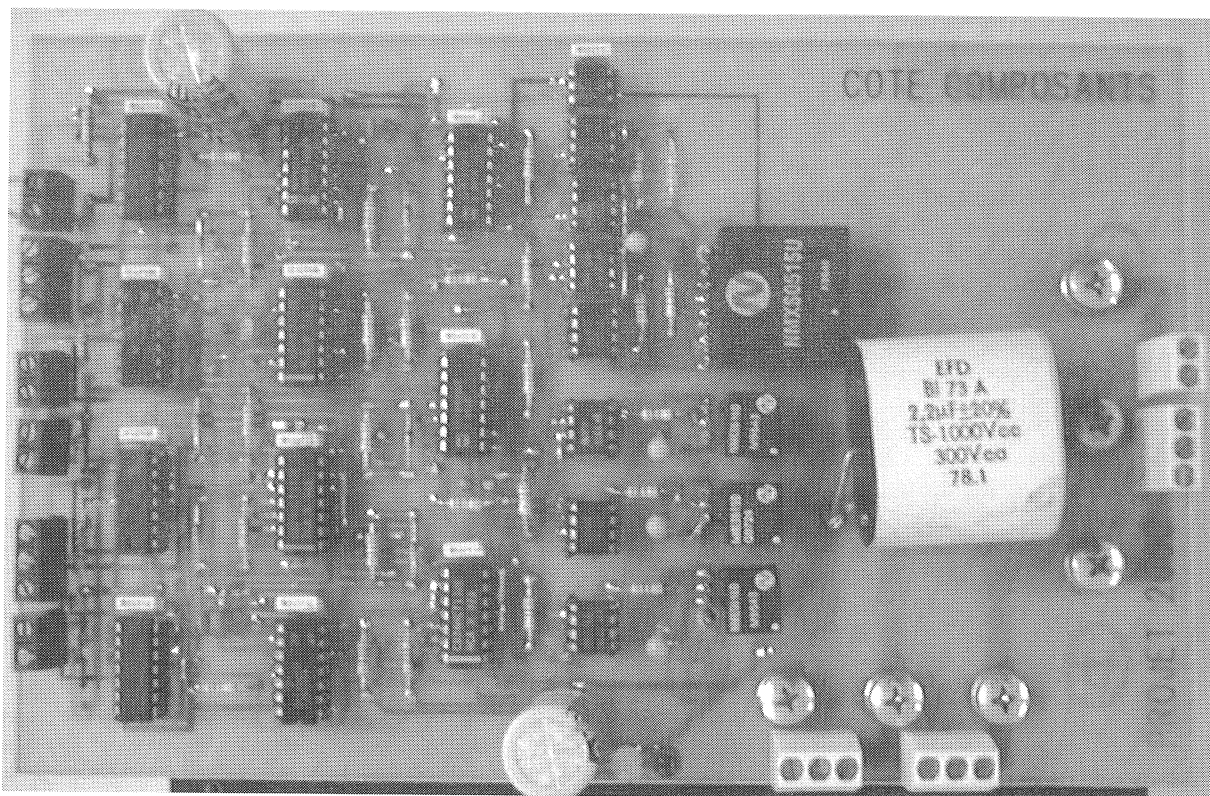
Relevés effectués avec un oscilloscope YOKOGAWA DL 1520 et importé au format HPGL

Circuit de mémorisation des défauts et de validation du fonctionnement



Lorsqu'un défaut est détecté sur un IGBT de l'IPM la broche ALM passe au 0 logique, cela sature le transistor de sortie de l'optocoupleur ce qui a pour effet de mémoriser ce défaut dans la bascule RS et d'imposer un ordre de verrouillage aux autres IGBT (le défaut est visualisé par une diode électroluminescente rouge). Une action (mise à 0 un court instant) sur l'entrée RESET permet le déblocage de cette mémoire donc des différents interrupteurs constituant l'IPM. Pour autoriser le fonctionnement de la carte de puissance il suffit de placer l'entrée SET au niveau logique 0 (la diode électroluminescente verte indique que la carte est prête à fonctionner). Nous pouvons alors commander les différents interrupteurs (0 logique ouvert et 1 logique fermé).

Implantation des composants



ANTOINE MASSON (1806-1860) OU H.-D. RUHKORFF (1803-1877) QUI A INVENTÉ LA BOBINE D'INDUCTION ?

Claude SPERANZA

Lycée Prieur de la Côte d'Or, Auxonne

Cet article extrait et adapté d'une conférence¹ prononcée par l'auteur, au Lycée d'Auxonne, en juin 1999 a fait l'objet d'une publication dans le Bulletin de l'Union des Physiciens (BUP, vol. 94, n°822 de mars 2000).

Bien qu'un récent article du BUP² en ait fait mention, le débat sur la priorité de l'invention de la bobine d'induction ne défraye plus la chronique scientifique. Il n'en était pas de même au début du XX^e siècle.

Nous proposons au lecteur quelques réflexions sur cette question d'histoire et de sociologie des sciences et des techniques. Les protagonistes involontaires et à titre posthume de ce débat sont Antoine Masson et Heinrich-Daniel Ruhmkorff : un Français et un Allemand. Ce détail est d'importance compte-tenu du caractère tendu des relations franco-allemandes autour des années 1900.

Tous les physiciens connaissent encore aujourd'hui la bobine de Ruhmkorff, mais la biographie de son constructeur est beaucoup moins connue. Elle ne manque cependant pas d'intérêt. Heinrich-Daniel Ruhmkorff naît en 1803 à Hanovre, apprenti tourneur puis ouvrier en instruments de précision, il parcourt l'Europe de Londres à la Russie. Scientifique autodidacte, il suit avec passion les conférences et les cours des savants illustres de son temps. Dans les années 1830, il vient à Paris, fréquente assidûment les cours de physique à la Sorbonne et établit son atelier en face de la prestigieuse institution. En 1842, son nom est mentionné pour la première fois dans les Comptes-rendus de l'Académie des Sciences. "Son établissement [...] devient bientôt le lieu de rendez-vous des plus éminents physiciens français. [...] Il reçoit force commandes et s'en acquitte bien et à bon marché, grâce à ses connaissances théoriques complétées par une grande habitude de travail"³.

Antoine Masson, dont le nom est en général moins connu, naît à Auxonne (Côte d'Or) en 1806. Émule d'Ampère, qui a salué la valeur de sa thèse, professeur au Lycée Louis-le-Grand et à l'École centrale, il est l'auteur de nombreux travaux et mémoires de physique⁴. Il est intéressant de signaler que Victor Masson, fondateur d'une maison d'édition scientifique bien connue, était le cousin germain d'Antoine Masson qui a beaucoup publié chez Victor Masson.

En 1842, Antoine Masson publie avec le constructeur Bréguet, un mémoire intitulé *Mémoire sur l'induction*⁵ dans lequel il décrit un modèle de bobine d'induction.

On peut penser que dès cette époque Masson et Ruhmkorff s'étaient déjà rencontrés, ils fréquentaient en effet le même milieu scientifique parisien.

C'est autour de 1850 que Ruhmkorff va travailler à améliorer la bobine de Masson et Bréguet. Dans ses derniers *Mémoires de photométrie*, Antoine Masson fait plusieurs fois référence au matériel scientifique construit par Ruhmkorff en des termes élogieux. En 1851 d'abord : "J'ai essayé de produire l'étincelle dans mes tubes à vide au moyen d'un appareil d'induction très puissant, construit avec soin par M. Ruhmkorff"⁶. En 1855 ensuite : "J'ai employé pour produire des étincelles, les courants d'induction et les extra-courants d'un puissant appareil imaginé par M. Bréguet et par moi, ainsi que les courants d'induction provenant de ce même appareil, tel qu'il a été perfectionné et modifié par M. Ruhmkorff. Après avoir constaté la parfaite identité des effets produits par l'un et par l'autre, j'ai donné la préférence au dernier"⁷. "J'ai toujours pensé qu'en perfectionnant l'appareil au moyen duquel nous avons pu, M. Bréguet et moi, obtenir les premiers, et d'une manière continue, les effets des batteries à l'aide des courants voltaïques, on enrichirait la science d'une véritable machine à haute tension excitée par une simple pile. Les précieuses améliorations imaginées par MM. Ruhmkorff et Fizeau font espérer plus que jamais la réalisation de mes vœux"⁸.

Les lignes précédentes sont sans ambiguïté, Masson rappelle l'antériorité de sa découverte mais reconnaît le talent de Ruhmkorff dont il préfère l'appareil pour ses performances. Dans une note à l'Académie des Sciences publiée en 1853 il prévoit avec clairvoyance un bel avenir pour son appareil dans le domaine de la production des hautes tensions : "Les succès déjà obtenus par M. Ruhmkorff laissent entrevoir une époque où mes appareils remplaceront les machines électriques"⁹.

Dans un deuxième *Mémoire sur l'induction* publié dans les Comptes-rendus de l'Académie des Sciences, Masson conclut : "Je dois à l'extrême obligeance de M. Ruhmkorff la plupart des appareils qui ont servi à mes expériences, et je dois lui témoigner ma reconnaissance. Grâce à lui, les physiciens pourront bientôt constater avec la plus grande facilité tous les faits que j'ai exposés"¹⁰. Enfin, dans son dernier mémoire de 1858 - *Sur la*

constitution des courants induits de divers ordres¹¹. Masson utilise encore l'appareil de Ruhmkorff qu'il mentionne fréquemment sans faire, cette fois, une seule référence à la bobine de Masson et Bréguet.

Ces deux dernières références à Ruhmkorff sont d'importance car elles montrent clairement que Masson ne profite pas de ses publications postérieures à 1855 pour proclamer l'antériorité de sa découverte. Nous pouvons en conclure qu'il n'avait pas pris ombrage du succès remporté par Ruhmkorff à l'Exposition universelle de 1855. Les performances de la bobine avaient en effet valu à son constructeur allemand, lors de cette occasion, un premier prix, la Croix de la Légion d'Honneur et le début d'une réputation internationale attachée à cet appareil.

Il semble donc qu'il n'y ait jamais eu entre Masson et Ruhmkorff le moindre litige à propos de la bobine et, tout au contraire, une estime réciproque. On peut donc bien parler, à leur propos, de querelle de priorité posthume.

Quand Antoine Masson meurt prématurément en 1860, l'étincelle de la bobine de Ruhmkorff a déjà fait le tour du monde. La même année, c'est par l'étincelle d'induction que les troupes françaises ont mis à feu les charges explosives destinées à détruire un fort chinois sur le fleuve Peï-Ho¹². Ruhmkorff va survivre près de vingt ans à Masson. Cette circonstance a sans doute contribué à l'effacement du nom du concepteur derrière celui du constructeur. Fabriqués dans les ateliers parisiens de ce dernier, de nombreux appareils signés Ruhmkorff vont équiper les laboratoires d'Europe dans lesquels les applications de la bobine d'induction se développent.¹³

En 1864, enfin, Ruhmkorff est récompensé par le Prix Volta d'un montant de cinquante mille francs-or. Le rapport rédigé à cette occasion par le chimiste J-B. Dumas reconnaît l'antériorité de Masson et Bréguet mais consacre le succès technique, pratique et commercial de Ruhmkorff qui, selon les termes de Dumas, "a fini par [...] imposer son nom [à la bobine]".¹⁴ En 1877, Ruhmkorff meurt à Paris, c'est encore Dumas qui lui rend hommage à l'Académie des Sciences: "Le puissant appareil d'induction construit par M. Ruhmkorff est maintenant employé dans le monde entier: il a permis d'obtenir, dans les applications de l'électricité, des résultats qu'aucun appareil connu auparavant n'aurait permis de réaliser. [...] Mais ce qui donne [à M. Ruhmkorff] des droits particuliers au souvenir et à la reconnaissance des hommes de science, c'est la parfaite libéralité avec laquelle il n'a jamais cessé de mettre à leur disposition [...] les conseils de sa longue expérience et les ressources exceptionnelles réunies dans ses ateliers".¹⁵

Il est donc bien naturel que l'on ne trouve plus dans les traités de physique de la fin du siècle que de brèves allusions à la bobine de Masson alors que les développements relatifs à la bobine de Ruhmkorff et à ses per-

fectionnements successifs occupent de nombreuses pages. L'audience et la notoriété de Ruhmkorff dans le monde scientifique sont devenues telles que les questions de priorité de la découverte en sont rendues accessoires.

Ce problème de la priorité est d'ailleurs complexe. Dans son important ouvrage de synthèse sur le sujet, Henri Armagnat écrit en 1905 que "la question de priorité pour la découverte et la construction de la bobine d'induction est bien difficile à trancher aujourd'hui"¹⁶. Il cite le cas du physicien américain Page publiant en 1867 une *Histoire de l'induction* "qui paraît avoir été une protestation contre le prix Volta décerné à Ruhmkorff, [et qui] est surtout un long panégyrique de Page par lui-même"¹⁷. En 1867, Masson était déjà mort. Dans le cas contraire, aurait-il revendiqué la découverte à son profit comme le fit Page? Il est permis d'en douter, compte tenu du fait qu'il s'en était abstenu en 1855 lors du premier hommage rendu à Ruhmkorff.

Emile Gossart à qui nous devons d'avoir conservé la mémoire d'Antoine Masson ne semble pas s'être livré à de telles conjectures. Et c'est sans tiédeur qu'il défend les mérites du physicien auxonnais dans sa conférence prononcée à Lyon, le 6 août 1906, au Congrès de la Société française pour l'avènement des sciences¹⁸. A quelques jours du centième anniversaire de la naissance d'Antoine Masson, il brosse un tableau élogieux de la vie et de l'œuvre de ce dernier.

Quarante ans plus tard, le pharmacien auxonnais Louis Jovignot publiera dans la *Revue d'histoire des sciences*¹⁹ et sous sa propre signature, une copie presque parfaite de ce tableau. Procédé pour le moins paradoxal dans un article dont le thème est la priorité de la découverte. Outre sa fidélité à l'original, l'article de Jovignot présente l'avantage d'être plus facilement accessible que celui de son inspirateur. On comprend mieux l'intérêt du pharmacien Jovignot pour les phénomènes d'induction quand on sait que ce dernier avait ouvert à Auxonne, dans les années 30, une pharmacie dans la rue même où Pierre-Antoine Masson-Four, maître-pharmacien et père d'Antoine Masson, avait tenu officine. Cette rue porte d'ailleurs le nom d'Antoine Masson.

Les motivations d'Émile Gossart semblent plus profondes et plus instructives.

Les affinités de corporation sont plus évidentes. Nous sommes ici entre physiciens.

Émile Gossart naît en 1849, à Bavincourt, dans le Pas-de-Calais. En 1887, il est professeur de Sciences physiques au Lycée de Caen, un poste qu'Antoine Masson a occupé cinquante ans auparavant, le cabinet de physique possède encore à cette époque un exemplaire de bobine. Gossart précise ce fait dans sa conférence²⁰. Au sens propre, Émile Gossart a donc marché à Caen sur les traces d'Antoine Masson. Comme lui, il a fait partie de l'Académie de cette ville et donné des cours dans sa Faculté des Sciences.

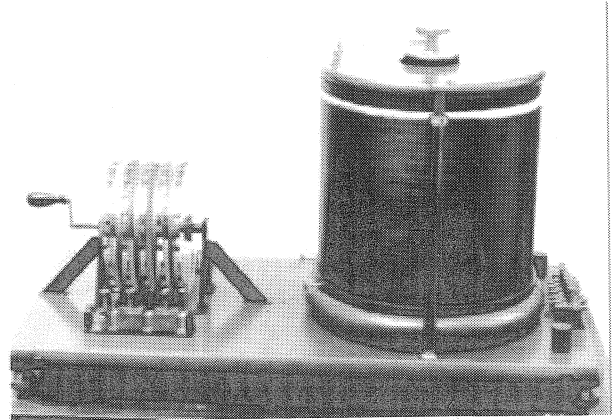
Après sa thèse de physique, il devient professeur de physique expérimentale à la Faculté de Bordeaux où il publie vers 1895 des *Leçons sur la production industrielle de l'énergie électrique*. C'est un partisan convaincu de la vulgarisation scientifique de qualité et de l'enseignement technique. Sa spécialité l'amène tout naturellement à traiter des bobines d'induction et lui permet de mesurer toute l'importance des applications pratiques de cette découverte.

Dans des cours publics professés devant un large auditoire où se côtoient ingénieurs et ouvriers, il enseigne l'électricité "par expériences et mesures"²¹. Ce cours sera publié en 1909-1910 sous le titre *La grammaire des électriciens*. La neuvième leçon du deuxième tome porte le titre suivant : *La bobine d'induction et ses applications*. *L'invention d'Antoine Masson, professeur au Collège royal de Caen et à Louis le Grand*. La leçon s'ouvre par cette définition : "La bobine d'induction d'Antoine Masson, dont les applications ont révolutionné le monde sous nos yeux depuis qu'en 1883 Lucien Gaulard en fit son transformateur industriel, n'est autre chose qu'un électro-aimant pour courants alternatifs, à noyau de fer doux unique, et à double enroulement de cuivre isolé"²².

Il est bien évident que cette définition est une reconstruction *a posteriori* car la notion de courant alternatif est inconnue de Masson. La description de l'objet est exacte mais Gossart sort l'invention de son contexte. Il fausse la perspective historique en voulant démontrer à ses contemporains l'intérêt présent de la découverte de Masson. Ce qu'il revendique pour le physicien auxonnais c'est une gloire vivante et non les honneurs poussiéreux d'un musée : "Sans doute, on [...] a rendu justice en 1900 [à Masson] en exposant sa première bobine et en faisant figurer son portrait dans les cartouches du musée rétrospectif d'électricité parmi les trente-six savants français auxquels la science et l'industrie électrique doivent le plus, entre Dufay né en 1698 et Gaulard mort en 1888. Mais sa mémoire est encore trop peu glorifiée"²³. La bobine de Masson fut, en effet, exposée au Musée rétrospectif de l'Électricité à l'Exposition universelle internationale de 1900 à Paris. Elle figure au rapport du Comité d'installation sous le numéro 138 entre la machine magnéto-électrique de Page et l'électromoteur à axe horizontal de Froment. La photographie illustrant la notice ainsi que la mention d'origine précisée par cette dernière permet de conclure qu'il s'agit sans aucun doute de l'exemplaire conservé actuellement au Lycée Louis-le-Grand.

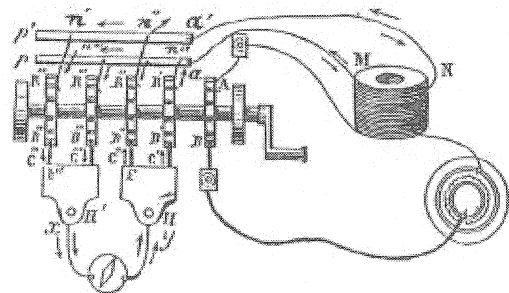
Le texte indique en outre que l'objet est unique et qu'on en a offert des sommes considérables. Émile Gossart semble en désaccord avec le caractère unique de cette bobine. Faisant référence à l'exposition de 1900 dans sa *Grammaire des électriciens*, il précise en effet qu'il existe un modèle identique au Lycée de Caen²⁴. Le rapport du Musée rétrospectif indique aussi que l'exemplaire exposé a été construit par Masson et Bréguet en 1842. Une comparaison des dimensions réelles

de l'appareil et des indications chiffrées du mémoire nous conduit à mettre en doute cette dernière affirmation²⁵. D'autre part, le texte du mémoire indique explicitement que les roues du rhéotrope sont en bois et laiton²⁶ alors que, dans l'exemplaire du Lycée Louis-le-Grand, elles sont en verre et laiton.



La bobine de Masson et son rhéotrope
Exemplaire du Musée Scientifique du
Lycée Louis-Le-Grand à Paris
(Cliché Henri Chamoux, communiqué par
l'A.M.S.L.L.G.)

Le rhéotrope ou roue de Masson comporte en fait cinq roues. Une seule d'entre elles sert d'interrupteur du circuit primaire et joue le même rôle que dans le mémoire de 1837, les quatre autres constituent un dispositif nouveau de type commutateur destiné à redresser les courants induits dans le circuit secondaire (*n'est-ce pas là l'objet précurseur du collecteur des machines à courant continu ?*).



Le rhéotrope à cinq roues, le galvanomètre, les bobines couplées et la pile d'alimentation du primaire

Tous ces détails ont leur importance aujourd'hui pour l'historien des sciences et des techniques. Cependant, en 1906, année du centenaire de la naissance d'Antoine Masson, il s'agit avant tout pour Gossart de sauver le nom du physicien auxonnais d'un injuste oubli. Ce devoir patriotique s'impose d'autant plus que, trois ans auparavant, les Allemands ont célébré avec solennité le centenaire de la naissance de Ruhmkorff, une brochure a été publiée à cette occasion, une plaque commémorative a été apposée sur sa maison natale à Hanovre et le nom de Ruhmkorff a été donné à une rue de la ville²⁷.

Émile Gossart doit réagir, la tribune de la 35ème session de l'Association française pour l'avancement des sciences est particulièrement indiquée pour accomplir ce devoir de mémoire qui s'impose à lui. Le 6 août 1906, Émile Gossart prononce à Lyon sa brillante conférence à la gloire d'Antoine Masson. En vue d'obtenir des renseignements biographiques pour ce travail, il avait préalablement écrit au Maire d'Auxonne Émile Gruet qui avait pris un grand intérêt à la gloire de son compatriote et l'avait mis en relation avec la famille d'Antoine Masson²⁸. Le lendemain du jour de la conférence lyonnaise, Émile Gruet communique au conseil municipal le texte

d'une notice d'Émile Gossart. Après lecture de celle-ci, la décision unanime est prise de donner le nom d'Antoine Masson à la Grand'rue d'Auxonne.

Les Auxonnais sont donc redevables à Émile Gossart d'avoir retrouvé la mémoire de leur compatriote au début des années 1900. Au milieu du siècle, Louis Jovignot, pharmacien dans la rue Antoine Masson, contribua, à sa manière, à la rafraîchir.

NOTES BIBLIOGRAPHIQUES

- ¹ C. SPERANZA, *Antoine Masson, physicien auxonnais : des courants induits à la mémoire induite*, Auxonne, Auxonne-Patrimoine, 2000. Brochure disponible au prix de 25 FF auprès de l'Association Auxonne-Patrimoine, Hôtel de Ville, F-21130, AUXONNE. Tél.Fax 03 80 37 42 52.
 - ² P. PROVOST, G. MARTIN et J. BOUTIGNY, "Enquête sur une bobine : Appel à témoins", *Bulletin de l'Union des physiciens*, N° 812, mars 1999, pp. 459-463.
 - ³ B. K., "Le centenaire de Henri-Daniel Ruhmkorff", in *L'Éclairage Électrique*, Tome 34, 1er Trimestre 1903, Supplément au n° du 14 février 1903, p. XC.
 - ⁴ À propos des qualités et de la bonne réputation de Ruhmkorff on pourra voir aussi : A. CAZIN, *Les forces physiques*, Paris, Hachette, 1871, p.238.
 - ⁵ On trouvera de nombreux détails biographiques et bibliographiques dans : E. GOSSART, "À propos du centenaire d'Antoine Masson", in *Association française pour l'avancement des sciences, Compte-rendu de la 35ème Session, Lyon, 1906*, Paris pp. 118-131.
 - ⁶ A. MASSON et BRÉGUET Fils, "Mémoire sur l'induction" in *Annales de chimie et de physique*, Paris, Fortin, Masson et Cie, 1842, 3ème Série, Tome 4, pp.129-152.
 - ⁷ A. MASSON, "Études de photométrie électrique, quatrième et cinquième mémoires", in *Annales de chimie et de physique*, Paris, Victor Masson, 1851, 3ème Série, Tome 31, p. 315.
 - ⁸ A. MASSON, "Études de photométrie électrique, sixième mémoire", in *Annales de chimie et de physique*, Paris, Victor Masson, 1855, 3ème Série, Tome 45, p. 387.
 - ⁹ *Ibid.*, p. 391.
 - ¹⁰ A. MASSON, "Note sur la lumière électrique", in *Comptes-rendus hebdomadaires des séances de l'Académie des Sciences*, Paris, Mallet-Bachelier, 1853, Tome 36, p. 256.
 - ¹¹ A. MASSON, "Mémoire sur l'induction", in *Comptes-rendus hebdomadaires des séances de l'Académie des Sciences*, Paris, Mallet-Bachelier, 1856, Tome 43, p. 1117.
 - ¹² A. MASSON, "Sur la constitution des courants induits de divers ordres", in *Annales de chimie et de physique*, Paris, Victor Masson, 1858, 3ème Série, Tome 52, pp. 418-428.
 - ¹³ Cité dans : J. LANGLEBERT, *Manuel de physique*, Paris, Jules Delalain et Fils, 1871, p. 304.
 - ¹⁴ Citons les rayons cathodiques en 1868 et les rayons X en 1896.
 - ¹⁵ E. GOSSART, "À propos du centenaire d'Antoine Masson", *Op. cit.*, p. 121.
 - ¹⁶ *Comptes-rendus hebdomadaires des séances de l'Académie des Sciences*, Paris, Gauthier-Villars, 1877, Tome 85, p.1212-1213.
 - ¹⁷ H. ARMAGNAT, *La bobine d'induction*, Paris, Gauthier-Villars, 1905.
 - ¹⁸ *Ibid.*, p. 8.
 - ¹⁹ E. GOSSART, "À propos du centenaire d'Antoine Masson", in *Association française pour l'avancement des sciences, Compte-rendu de la 35ème Session, Lyon, 1906, Notes et mémoires*, Paris, 1907.
 - ²⁰ L. JOVIGNOT, "Un grand savant bourguignon du XIXème siècle : Antoine Masson" in *Revue d'histoire des sciences*, Tome 1, n°4, Avril-Juin 1948, pp. 337-350.
 - ²¹ E. GOSSART, *Op. cit.*, p.119.
 - ²² Sur les intentions pédagogiques pratiques de ce cours voir la page de titre et la préface de : E. GOSSART, *La Grammaire des électriciens*, Paris, Vuibert et Nony, 1909-1910.
 - ²³ *Ibid.*, tome 2, p. 268.
 - ²⁴ *Ibid.*, Tome 2, p. 269-270.
 - ²⁵ *Ibid.*, Tome 2, p. 269.
 - ²⁶ Les dimensions de l'appareil actuellement conservé au Lycée Louis-le-Grand (hauteur de la bobine : 38 cm, diamètre extérieur de la bobine hors tout : 33 cm) et qui nous ont été aimablement communiquées par Monsieur Pierre Provost sont très nettement supérieures aux cotes indiquées par Masson et Bréguet dans leur mémoire de 1842 cité plus haut (23 cm de hauteur et 22 cm de diamètre).
 - ²⁷ A. MASSON et BRÉGUET Fils, *Op. cit.*, p. 134.
 - ²⁸ B. K., "Le centenaire de Henri-Daniel Ruhmkorff", in *L'Éclairage Électrique*, Tome 34, 1er Trimestre 1903, Supplément au n° du 14 février 1903, p. XC.
- ²⁸ E.GOSSART, *Op. cit.*, p.118.

DE L'ÉTINCELLE À LA COMMOTION ÉLECTRIQUE

Jean-Pierre CARON

L2EP-Groupe ENSAM - 8, bd Louis XIV - 59046 LILLE
caron@lille.ensam.fr

Les physiciens 'électrisants' du Siècle des Lumières prenaient plaisir à provoquer de maintes façons le jaillissement spectaculaire de bluettes ou d'aigrettes lumineuses de corps électrisés grâce au frottement sur un globe de verre entraîné en rotation par une roue qu'actionnait un assistant. Les conjectures sur les phénomènes observés nous paraissent, deux cent cinquante ans plus tard, bien fantaisistes et amusantes.

Nous avons appris dans nos divers cours d'Électrostatique que les charges électriques se concentrent sur les zones à forte courbure (pouvoir des pointes). Le champ électrique devient par conséquent intense à leur voisinage et provoque l'ionisation des molécules gazeuses qui entourent le conducteur ; ce phénomène entraîne une neutralisation des charges surfaciques par attraction des ions de signe opposé, il est plus imagé de dire alors que les charges s'écoulent par la pointe. Cette décharge peut s'accompagner d'effets mécaniques ('vent électrique', 'tourniquet électrique'..) ou lumineux.

Dans le cas de deux conducteurs formant les armatures d'un condensateur, une étincelle peut éclater entre elles lorsque leur différence de potentiel atteint ce qu'il convient de nommer le 'potentiel explosif', lui-même caractérisé par la rigidité diélectrique donnée pour des armatures planes distantes de un centimètre (exemple : air sec (à 0°C, à la pression atmosphérique normale) la rigidité vaut 30 kV).

Revenons au XVIIIème siècle, de nombreux récits relatent la tentative de tirer une étincelle du bout du doigt approchant une armature alors que l'autre main tenait la deuxième armature d'une bouteille habituellement désignée de Leyde. La décharge alors ressentie à travers le corps produit une secousse nerveuse qui porte le nom de **commotion électrique** ; le choc peut être très violent comme le décrit le professeur Winckler en reproduisant les fameuses expériences de Von Kleist (1745) et de Musschenbroek (1746).

« Winckler assure que, lorsqu'il se soumit pour la première fois à la commotion électrique, il fut pris de

convulsions dans tout le corps. Il se sentait la tête aussi pesante que s'il eût porté une pierre dessus, et il eut le sang tellement agité, qu'il craignit d'être attaqué d'une fièvre chaude. Il ajoute qu'il se crut obligé, pour la prévenir, d'avoir recours à des remèdes rafraîchissants. Il paraîtra surprenant sans doute, qu'après avoir été tant maltraité, notre électricien ait eu le courage de revenir à la charge, et de s'exposer de nouveau à une si rude secousse. Mais où n'entraîne pas l'insatiable curiosité du savant. Winckler répéta encore ce périlleux essai, qui lui occasionna deux fois une hémorragie nasale. La femme du professeur, qui, sans doute, avait reçu tout à la fois en partage et la curiosité de son sexe et le courage du nôtre, voulut aussi s'exposer au choc électrique. Elle en fut si violemment frappée, qu'elle demeura huit jours ayant à peine la force de se mouvoir. Au bout de ce temps, la curiosité l'emportant sur la crainte, elle brava un deuxième choc, qui lui occasionna cette fois qu'un saignement de nez, touchante identité des symptômes avec ceux que venait d'éprouver son docte époux » [1].

De l'observation de telles secousses germa très vite l'idée d'appliquer l'électricité statique au traitement des paralysies - la première thèse d'Électrothérapie date de 1749 !. L'Électricité faisait ainsi son entrée dans le traitement de certaines affections et Paulian [2] nous relate certains événements parfois tellement surprenants que l'on est en droit de mettre en doute leur authenticité :

« L'Électricité n'est pas un phénomène de pure curiosité. On s'en est servi avec avantage pour la guérison de plusieurs maladies. Il est sûr que par le moyen de la Machine électrique, M. Jallabert a dissipé une paralysie très-invétérée. Le malade étoit un serrurier de Genève, appelé Nogués, âgé de 52 ans, & depuis longtemps paralytique du bras droit. M. Jallabert l'électrisa depuis le 26 Décembre 1747, jusqu'à la fin de Février 1748, environ demi heure, presque chaque jour. Après ces épreuves on vit Nogués prendre une grosse barre de fer, & la lever en la tenant par le bout. J'ai connu des personnes très-respectables qui ont fait exprès le voyage de Genève, pour examiner le fait ; elles m'ont assuré qu'il n'y avoit rien d'exagéré dans la relation que

nous en a donnée M. Jallabert dans son Ouvrage sur l'Electricité.

M. de Sauvages nous raconte dans ses Ouvrages qu'il a guéri à Montpellier plusieurs paralytiques, en les électrisant. Ses deux cures les plus frappantes sont celles d'un nommé Garouste & d'un nommé Lafoux. Le premier, âgé de 70 ans, étoit depuis 10 ans paralytique de la moitié du corps ; il étoit presque privé de la vûe & il avoit une foiblesse des reins qui le mettoit hors d'état de se lever, sans l'aide de quelqu'un. M. de Sauvages l'électrisa le 29, le 30 & le 31 Janvier, le 1, le 4, le 6, le 7, le 10, le 13, le 14, le 15, le 16, le 17, le 18, le 19, le 23 & le 27 février 1749. Le 31 Janvier Garouste fut en état de lire un livre d'un très-petit caractere, & il marcha sans baton. Le 4 Février il marcha encore plus librement, & il coula de ses yeux beaucoup de larmes. Le 19 du même mois sa vûe se fortifia, & la douleur qu'il ressentait auparavant dans les reins, se dissipa entierement. Enfin le 27 Février Garouste jouit d'une parfaite santé.

Pour Lafoux, il n'étoit âgé que de 15 ans. Dès l'enfance il fut paralytique de la moitié du corps. M. de Sauvages l'électrisa à Montpellier, presque tous les jours depuis le 8 de mars, jusqu'au 3 de mai 1749. Le 18 mars Lafoux leva de terre une chaise. Le 20 il frappa des coups de marteau. Le 25 il étendit librement le pouce de la main malade, courbé auparavant, & caché sous les autres doigts. Le 9 avril le malade marcha librement. Enfin le 3 mai le malade se trouva parfaitement guéri. »

Dans son ouvrage de vulgarisation 'À travers l'Électricité' (1901) Georges Dary définit la **franklinisation** : « Elle consiste dans l'application des machines électrostatiques, et comme elles fournissent de l'électricité à haut potentiel mais à faible dose, on agira facilement sur le système nerveux par des étincelles plus ou moins fortes. Dans ce cas l'électricité exerce une action remarquable sur la nutrition et devient un calmant, un sédatif puissant dans les maladies nerveuses, un excitant pour l'anémie, etc. Pour traiter les malades par la franklinisation, on les place sur un tabouret isolant à pieds de verre, mis en relation avec le conducteur d'une machine électrique. Dès que la machine fonctionne, ils sont imprégnés et saturés d'électricité : c'est ce que l'on appelle le *bain électrique*. Il peut être général ou partiel ; dans ce dernier cas, on approchera des membres à soigner un excitateur à pointe de laiton qui est en communication avec le sol par une chaîne conductrice ; l'étincelle jaillit entre l'excitateur et le malade. Le résultat immédiat est de rétablir la circulation active du sang : la chaleur revient. Les anémiques voient leurs forces renaître, la torpeur disparaître. Dans les grandes installations électro-médicales des hôpitaux, comme celle de la Salpêtrière, par exemple, créée en 1875 sur l'initiative du Docteur Vigouroux, des machines de Wimshurst actionnées par des moteurs électriques Trouvé tournent avec rapidité ; les malades, qui sont quelquefois au nombre de deux à trois cents, sont assis par groupes d'une vingtaine sur des plateformes isolantes communiquant avec la ma-

chine tandis que des médecins armés de déchargeurs ou excitateurs en présentent la pointe aux parties malades afin que la décharge les traverse. »

La **foudre**, autre manifestation de la décharge électrique, occasionne le plus souvent des lésions très graves allant de la brûlure à l'arrêt respiratoire ou cardiaque par fibrillation ventriculaire. Très rarement, elle s'habille des vertus curatives de la franklinisation comme en témoigne un extrait de presse cité par Claude Gary dans son ouvrage 'La Foudre' (Éd. Masson, 1999) : « Un habitant de la banlieue de Portland (Maine), qui avait recouvré l'ouïe et la vue après avoir été foudroyé dans son jardin, n'en croit pas ses yeux : il vient de découvrir que ses cheveux repoussaient. Edwin R., chauffeur de camion à la retraite, âgé de soixante-deux ans, était devenu progressivement sourd et aveugle à la suite d'un accident de la circulation en 1971. Le mois dernier (en 1980), alors qu'il était dans son jardin pendant un orage, il fut frappé par la foudre et a recouvré l'ouïe et la vue. Son médecin a indiqué que le traitement de choc dont son client avait bénéficié venait de faire un nouveau miracle. »

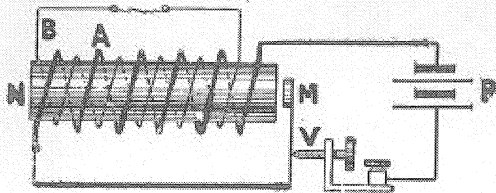
Au début du XIXème siècle, les physiciens disposaient d'une source de tension, la fameuse pile conçue par Volta en 1800, qui apparut bientôt comme un moyen simple de stocker de l'énergie et de se substituer à la machine électrostatique. Elle permit de réaliser les premières expériences d'électrocinétique et surtout d'accéder à l'électromagnétisme à travers les phénomènes d'induction. Presque simultanément et sans faire de recherche de paternité, Michael Faraday à Londres (1831) et Joseph Henry à Albany (USA, 1832) observaient l'étincelle de rupture d'un circuit inductif préalablement voltaïsé ; le premier dans le cas de circuits couplés avec ouverture au primaire, le second avec une bobine unique (auto-induction). Le circuit électrique était formé d'une bobine, d'un ensemble de piles connectées en série et d'un interrupteur constitué d'un godet contenant du mercure dans lequel trempaient les extrémités des fils de connexion ; pour ouvrir ce dernier, il suffisait de retirer l'un des fils du godet. C'est également en 1832 que Claude Pouillet (1790-1868) constata le phénomène lors d'un cours donné à la Faculté des Sciences de Paris ; il relate l'événement dans ses '*Éléments de Physique expérimentale et de météorologie*' en ces termes : « si l'on prend avec les mains un peu humides ces deux extrémités pour les tirer hors du mercure, on reçoit une commotion presque foudroyante, comme je l'ai éprouvé à mon cours en 1832, par inadvertance ou plutôt sans savoir qu'il dût se produire un effet pareil »[3].

Dans tous les cas, l'étincelle résulte de l'apparition d'une tension suffisamment élevée entre deux conducteurs pour atteindre le 'potentiel explosif' ; cette tension est engendrée par la brusque variation du flux d'induction ($d\phi/dt$) à travers la bobine imposée par l'interruption rapide du courant. Dès que l'étincelle jaillit, le circuit est parcouru par ce qui fut appelé l'ex-

courant de rupture. Si une deuxième bobine est couplée à la première et que ses extrémités sont proches l'une de l'autre, on peut également constater l'amorçage d'un arc entre celles-ci ; ce qui est rendu d'autant plus facile que le nombre de spires de cet enroulement secondaire est élevé. Tous les éléments d'un nouvel appareil médical sont rassemblés ; la bobine d'induction a d'abord été 'industrialisée' comme générateur de chocs électriques pour soigner les mêmes affections traitées antérieurement par la machine électrostatique.

Il restait à réaliser un interrupteur plus opérationnel que celui à mercure et à répéter plus facilement les séquences de fermeture et de rupture du circuit. Les premiers modèles d'interrupteur sont mécaniques : une manivelle met en rotation une roue, elle se compose de disques de verre calés sur l'axe et munis à leur périphérie de bandes de cuivre découpées en forme de dents ; des frotteurs appuient, les uns sur la partie pleine des bandes de cuivre, les autres sur les dents. Cette roue a été mise au point en cette même année 1837 par Masson en France [3] et par Sturgeon en Angleterre, ce dernier utilisant du zinc à la place du cuivre. Dans les années 1840, les bobines médicales sont fabriquées et commercialisées en Angleterre par E.M. Clarke et en France par Ch. Chevalier dont l'un de ses employés est devenu très célèbre, il s'agit bien évidemment de H.-D. Ruhmkorff [4]. Il améliore le système générateur d'étincelles en remplaçant la roue à encoches et dents par un interrupteur électromagnétique (rhétome) dont le modèle avait été en fait inspiré par De La Rive.

Invitons maintenant Georges Claude [5], dont les propos ne sont jamais dépourvus d'humour, à nous en narrer le fonctionnement : « Cette dernière partie de l'appareil seule nécessite une explication, et encore celle-ci ne sera-t-elle pas longue, attendu que le mécanisme du dispositif interrupteur le plus répandu est tout simplement calqué sur celui de la vulgaire sonnerie électrique. Dans le schéma de la figure suivante, on voit que le circuit primaire comporte en série un interrupteur dont les ruptures se font par contacts entre la vis de réglage V et le tige du marteau M, ce dernier placé en regard et à proximité du faisceau de fils de fer vernis N constituant le noyau de l'appareil.



Le courant émis par la pile P vient-il à passer dans le primaire, le faisceau s'aimante et le marteau, attiré, rompt le contact. L'attraction supprimée, le marteau retombe, rétablit le contact et ainsi de suite, le marteau prenant en

résumé un mouvement vibratoire très rapide dont la fréquence considérable permet aux courants induits d'acquérir l'ampleur remarquable qui a décidé du succès de Ruhmkorff. [...]

Dans sa simplicité primitive, le dispositif précédent présente des inconvénients. L'étincelle de rupture est trop considérable de sorte qu'une forte partie de l'énergie du champ magnétique vient s'y dépenser à chaque disparition, au détriment du courant induit ».

En 1853 Hippolyte Fizeau, physicien renommé en raison de ses travaux sur la lumière, suggère à Ruhmkorff de disposer un condensateur aux bornes de l'interrupteur ; l'étincelle disparaît quasiment et les contacts sont nettement moins endommagés. Plus tard en 1856, Léon Foucault propose un interrupteur électromagnétique à mercure indépendant du noyau ferromagnétique de la bobine ; une couche d'alcool recouvre le mercure dans le but de refroidir l'étincelle de rupture et de l'éteindre plus rapidement. Après ces divers perfectionnements, la machine de Ruhmkorff atteint de grandes performances ; celle que possède l'École Polytechnique délivre au secondaire des étincelles de 33 cm de longueur - une machine anglaise en fournit de 1,08 m de long lors d'une présentation à l'Exposition d'Électricité [6].

La médecine s'empara de la bobine d'induction qui, au moyen d'interruptions, c'est-à-dire de secousses plus ou moins fortes, agit à la fois sur le système musculaire et sur le système nerveux ; une nouvelle méthode de traitement de certaines maladies était née, c'était la **faradisation** !.

La physique se mettait à nouveau au service de la médecine, et à travers les propos d'Antoine Masson relatés par Claude Speranza [3] on retrouve la dimension humaniste des scientifiques qui souhaitaient partager les bienfaits de l'électricité avec le plus grand nombre : « j'ai montré l'usage que les médecins pouvaient faire de mes appareils dans le traitement de certaines maladies ; et les succès que j'ai obtenus moi-même dans plusieurs cas de paralysie ont pu me convaincre que j'avais trouvé le véritable et unique moyen d'appliquer l'électricité à l'art de guérir. J'ai employé mes appareils dans le traitement des noyés et des asphyxiés, et je les ai depuis longtemps proposés pour la détermination des morts apparentes et réelles. Diversement modifiés, mes appareils existent dans plusieurs hôpitaux et dans des caisses de secours ».

La répétition de ces électrochocs n'est pas sans danger ; citons ces quelques lignes du mémoire d'Antoine Masson rapportées par Claude Speranza : « Voulant étudier l'effet qui résulterait d'une contraction prolongée obtenue par une succession plus ou moins rapide de vibrations électriques, j'ai pris un chat vigoureux, un superbe mâle, je lui mis une cravate que j'ai fixée à un étau, après lui avoir attaché les pattes deux à deux,

il se trouvait alors dans l'impossibilité d'exécuter aucun mouvement, parce qu'on avait soin de maintenir l'immobilité dans les pattes de derrière avec une corde. Après lui avoir convenablement mouillé le bas-ventre avec de l'eau acidulée, j'y plaçai une poignée ou cylindre métallique, l'autre fut placée sur l'oreille et quelquefois dans la bouche ou sur le cou. Après avoir mis cet animal ainsi préparé dans le courant secondaire [il s'agit

ici de l'extra courant et non d'un courant produit dans un circuit secondaire absent de cette expérience], je le soumis à l'effet de mon appareil électrique.. ». Le résultat ne se fit pas attendre longtemps, car Antoine Masson est parvenu à tuer le chat en moins de cinq minutes ! Le bon docteur Guillotin aurait sans aucun doute été intéressé par cette expérience saisissante si la mort ne l'avait pas emporté en 1814.

Bibliographie

- [1] Louis Figuier (1819-1894), « *Merveilles de la Science* »,
- [2] Aimé Paulian (1722-1801), « *L'Électricité soumise à un nouvel examen* », 1768
- [3] Claude Speranza, « *Antoine Masson, physicien auxonnais - Des courants induits à la mémoire induite* » 1999, Association Auxonne-Patrimoine, Hôtel de Ville, F-21130 Auxonne.
- [4] Claude Speranza, « *Antoine Masson ou Heinrich-Daniel Ruhmkorff, qui a inventé la bobine d'induction ?* » Bulletin de l'Union des Physiciens, vol. 94, n°822, mars 2000.
- [5] Georges Claude, « *L'Électricité à la portée de tout le monde* », 1903, Éd. Dunod.
- [6] M.J. Jamin et M. Bouty, « *Cours de Physique de l'École Polytechnique* », Gauthier-Villars, 1889.

Les ouvrages de Figuier, Dary, Claude, Jamin et Bouty peuvent être trouvés occasionnellement dans les salons du livre ancien. Il est également intéressant de consulter le numéro hors série (n°30) - décembre 1995 - des cahiers de Science & Vie consacré au physicien allemand Hertz et plus particulièrement l'article de Gérard Chevalier intitulé : « *De la Médecine à la Physique : la bobine d'induction* ».

Vente des publications du cercle 13-01 de la SEE

Commande à envoyer, accompagnée du règlement, à la
SEE-La Revue 3EI, 48 rue de la Procession 75724 PARIS CEDEX 15

Année 1994-95

N°1 La machine asynchrone (photocopie)

N°2 Association machine asynchrone et convertisseur statique

N°3 La machine synchrone (photocopie)

Prix au numéro 71 F TTC frais d'envoi compris.

Prix des trois numéros 175 F TTC frais d'envoi compris.

Pays hors CEE

Prix au numéro 85 F TTC frais d'envoi compris.

Prix des trois numéros 210 F TTC frais d'envoi compris.

Année 1995-96

N°4 Influence des convertisseurs statiques sur les réseaux

N°5 L'électrothermie

N°6 Première approche sur les réseaux

Prix au numéro 71 F TTC frais d'envoi compris.

Prix des trois numéros 175 F TTC frais d'envoi compris.

Pays hors CEE

Prix au numéro 85 F TTC frais d'envoi compris.

Prix des trois numéros 210 F TTC frais d'envoi compris.

Année 1996-97

N°7 La machine à courant continu

N°8 La conversion d'énergie

N°9 Les composants inductifs et capacitifs en électronique de puissance

N°10 Pratiques pédagogiques et réalités industrielles.

Prix au numéro 71 F TTC frais d'envoi compris.

Prix des quatre numéros 235 F TTC frais d'envoi compris.

Pays hors CEE

Prix au numéro 85 F TTC frais d'envoi compris.

Prix des trois numéros 280 F TTC frais d'envoi compris.

Année 97-98

N°11 Le transformateur

N°12 Les capteurs

N°13 Le génie électrique dans l'armement

N°14 Pratiques pédagogiques et réalités industrielles.

Prix au numéro 71 F TTC frais d'envoi compris.

Prix des quatre numéros 235 F TTC frais d'envoi compris.

Pays hors CEE

Prix au numéro 85 F TTC frais d'envoi compris.

Prix des quatre numéros 280 F TTC frais d'envoi compris.

Année 1998-99

N°15 Les aimants et électroaimants

N°16 L'automatique en électrotechnique.

N°17 L'appareillage basse-tension

N°18 Pratiques pédagogiques et réalités industrielles.

Ces derniers numéros ne peuvent être vendus séparément.

Prix des quatre numéros 180 F TTC frais d'envoi compris

Pays hors CEE

Prix des quatre numéros 240 F TTC frais d'envoi compris.

La série complète 18 numéros est en vente au tarif 1000 F avec copie du numéro "0"

Recueils des journées 3EI

3EI'99 : Contrôle et commande des systèmes électrotechniques

195 F TTC frais d'envoi compris (230 F pays hors CEE)

3EI'97 : Convertisseurs statiques

195 F TTC frais d'envoi compris (230 F pays hors CEE)

3EI'95 : Machine synchrone

195 F TTC frais d'envoi compris (230 F pays hors CEE)

L'un de vos collègues ne s'est pas encore abonné à La Revue 3EI, donnez lui ce bon de commande

BULLETIN D'ABONNEMENT
année scolaire 2000-2001

n° 23 (décembre 2000), n°s 24 (mars), 25 (juin) et 26 (septembre) 2001

à retourner à l'adresse suivante :

<p>SEE - Revue 3EI 48, rue de la Procession 75 724 PARIS CEDEX 15</p>

Abonnement individuel

Adresser ce bulletin ci-dessous, accompagné d'un chèque libellé à l'ordre de : **SEE - Revue 3EI**
d'un montant de 195 F TTC pour la France et pays de la CEE,
d'un montant de 260 F TTC pour les pays hors de la CEE,

Nom.....Prénom.....

Adresse d'expédition de la Revue 3EI :

Rue.....

.....
Code postal..... Ville

Pays

Activité :.....

Abonnement souscrit par bon de commande pour un organisme

(Bibliothèque, CDI, Laboratoire, Université,
Ecole d'Ingénieurs, Lycée, IUT, Entreprise ...),

Tarif 250 F TTC pour la France et pays de la CEE,

Tarif 320 F TTC pour les pays hors de la CEE

Prendre soin d'indiquer sur le bon de commande,

Le Destinataire de la Revue:

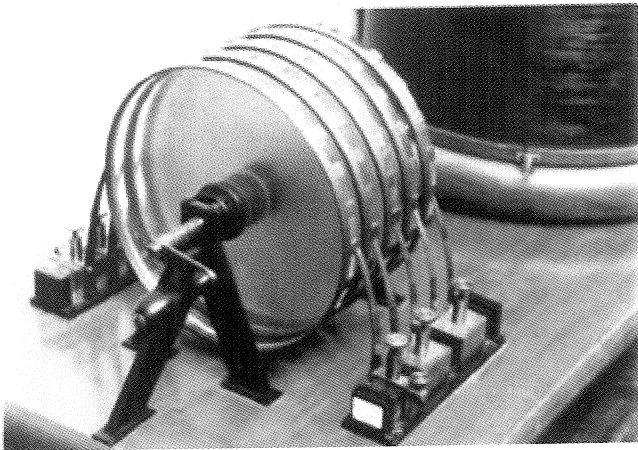
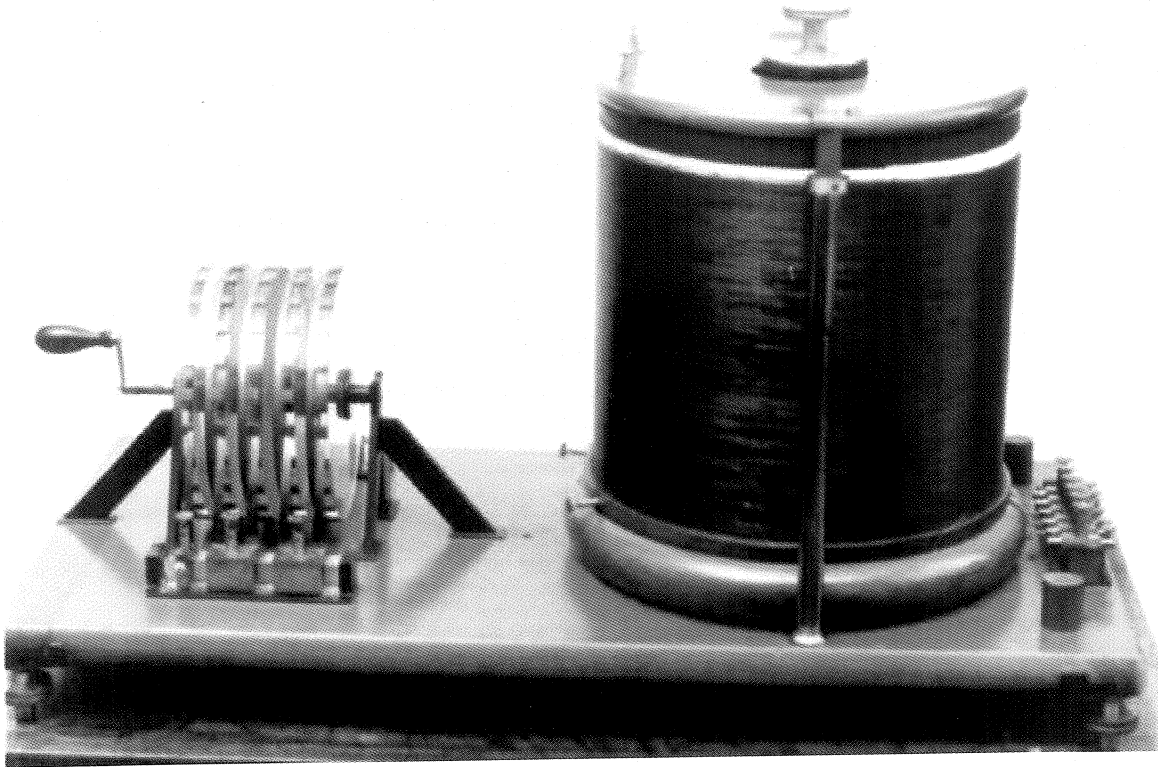
personne physique ou service

Adresse d'expédition de la Revue 3EI :

Rue.....

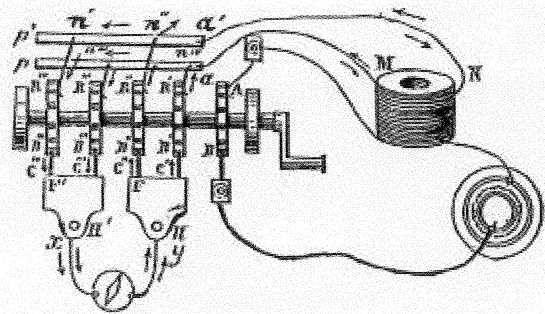
.....
Code postal..... Ville

Pays



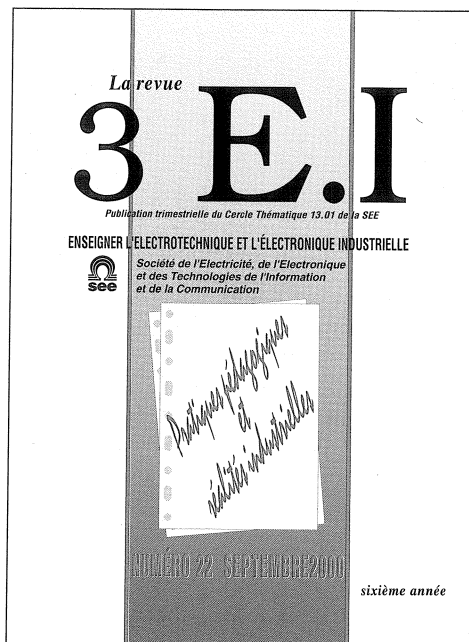
La bobine de Masson et son rhéotrope

Clichés Henri CHAMOIX,
 Communiqués par l'A.M.S.L.L.G.



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>

Thèmes prévus pour l'année 2000-2001

Les automatismes industriels n° 23 (décembre 2000)

L'éclairage n° 24 (mars 2001)

L'état de l'art en

électronique de puissance n° 25 (juin 2001)

Pratiques pédagogiques et

réalités industrielles n° 26 (septembre 2001)

Tarifs des abonnements

2000-2001 pour les 4 numéros

France et pays de la CEE

Individuel : 195 F TTC

Collectivité (bibliothèque, CDI, laboratoire, université, école d'ingénieurs, lycée, IUT, entreprise ...) : 260 F TTC

Pays hors CEE

Individuel : 250 F TTC

Collectivité (bibliothèque, CDI, laboratoire, université, école d'ingénieurs, lycée, IUT, entreprise ...) : 320 F TTC

Une seule adresse :

SEE - la Revue 3EI
48, rue de la Procession - 75724 PARIS CEDEX 15