



La revue

3E.I

ENSEIGNER L'ELECTROTECHNIQUE ET L'ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE



Société des Electriciens et des Electroniciens
Cercle Thématique 13.01



NUMERO 14 SEPTEMBRE 1998



Cercle Thématique 13.01 La Revue 3EI
Relations enseignement au sein du club 13
48 rue de la Procession 75724 Paris cedex 15

La Revue 3EI

Responsables de la publication

Alain Cunière (Meaux)
Gérard Delavier (Nogent/Marne)

Equipe de rédaction

Jean Louis Bianchi (Versailles)
François Boucher (Argenteuil)
Gilles Feld (ENS Cachan)
M. Michèle Lebihan (Versailles)

Comité de lecture

Jean Pierre Caron (ENSAM Lille)
Jean Faucher (ENSEIHT Toulouse)
François Forest (LESIR Cachan)
Michel Lavabre (ENS Cachan)
Michel Meunier (SUPELEC)
Bernard Multon (ENS Rennes)
Jean Marie Peter (SEE Paris)

Articles

La Revue 3EI
lycée Pierre de Coubertin
chaussée de Paris
77100 Meaux

Abonnements

année scolaire 1998/1999:
180F les 4 numéros (France et CEE)
240F les 4 numéros (hors CEE).

La Revue 3EI n'est pas solidaire des opinions émises par les auteurs d'articles. Celles-ci n'engagent que la seule responsabilité de leurs auteurs.

Impression

(1000 exemplaires)
Imprimerie OG4
rue des frères Lumière
ZI des Chanoux
93330 Neuilly sur Marne
Distribué par
SAFI SYNTONE

Dépôt légal :
septembre 1998

Commission paritaire :
1202 G 78028

ISSN :
1252-770X

Sommaire

p II Sommaire
p III Publicité
p IV Annonce colloque CEMD'99

LE GENIE ELECTRIQUE DANS L'ARMEMENT(suite)

p 2 Problématique énergétique dans les environnements sévères liés aux missiles
par M. FOULON (MATRA DEFENSE)
p 15 Le bruit magnétique des machines électriques (fin)
par J.F. BRUDNY, B. CASSORET (LSEE, BETHUNE)

LES CAPTEURS (suite)

p 24 Mesure du couple instantané fourni par une machine
par J.Y. Le CHENADEC (lycée de NOGENT SUR MARNE)

RECHERCHE ET DEVELOPPEMENT

p 29 L'énergie sur la terre : analyse des ressources et de la consommation.
par B. MULTON (antenne de Bretagne, ENS de CACHAN)
p 39 Chargeurs intégrés pour véhicule électrique. Les principales solutions
par M. BRUNELLO, B. CHAUCHAT
par J.P. FERRIEUX (LEG, GRENOBLE)

FICHE TRAVAUX DIRIGES

p 46 Convertisseurs multicellulaires
par G. BEAUFILS, C. GLAIZE (LEM, MONTPELLIER)

FICHES TRAVAUX PRATIQUES

p 52 L'enseignement des systèmes microprogrammés en Première et Terminale. Présentation du ST62E60
par P. CHOFFARDET (lycée d'AULNAY s/s BOIS)
p 56 Principes technologiques pour la commande des MOS
par A. CUNIERE (lycée de MEAUX),
par J.L. BIANCHI (lycée de VERSAILLES)

COMPTE-RENDU D'ETUDE

p 69 Analyse du contenu harmonique du courant absorbé par un groupe de redresseurs tournants
par J.L. DIDIER (lycée de MARTIGUES)

SERVICE LECTEURS

p 78 Sommaire des numéros parus

EDITORIAL

Ce numéro 14 achève la quatrième année de parution de la Revue 3EI et annonce, par la présence entre ses pages du bulletin de réabonnement, le départ de la cinquième. Afin que cette publication, à caractère pédagogique, réponde mieux aux attentes de ses lecteurs, nous proposons au verso de ce bulletin, une petite enquête. Les critiques et propositions que nous souhaitons nombreuses nous aideront à améliorer la qualité et le contenu de cette publication.

Cette cinquième année verra s'accroître le volume d'informations et de comptes-rendus de manifestations et de journées d'études concernant le domaine de l'électrotechnique et de l'électronique industrielle. Déjà dans ce numéro puis le suivant, sont et seront publiés les textes associés aux sessions "Posters" de "la journée électrique du Val de Loire" (SEE groupe Val de Loire) consacrée à l'évolution et l'utilisation des composants de puissance (technologie et pédagogie) à la préparation et réalisation de laquelle des membres de l'équipe 3EI se sont associés.

Le 29 septembre prochain, un certain nombre de professeurs de sections de techniciens supérieurs et abonnés à la Revue 3EI pourront participer à des conditions privilégiées à la journée d'études organisée à SUPELEC par le club 13 de la SEE sur le thème : les transformateurs et inductances de l'électronique de puissance (comprendre, concevoir et caractériser les composants magnétiques).

Et puis en décembre "Comment bien vivre avec les harmoniques ?", en février "Conversion électromécanique directe", et les 11 et 12 mars prochains les journées 3EI'99 à SUPELEC "Contrôle et commande des systèmes électrotechniques". Nous espérons pouvoir faire participer le plus grand nombre à chacune de ces manifestations mais aussi nous réserverons une place de plus en plus importante à la parution de textes de conférences tenues au cours de ces différentes journées.

Vous étiez plus de huit cents abonnés en 97-98; nous espérons que vous serez au moins aussi nombreux pour l'année 98-99. En faisant connaître la Revue 3EI à vos collègues qui ne l'ont jamais lue, en les incitant à s'abonner et en décourageant l'usage de la reprographie vous nous permettrez de continuer la réalisation de cette publication.

L'Équipe de rédaction vous remercie de votre soutien.

LA PROBLEMATIQUE ENERGETIQUE DANS LES ENVIRONNEMENTS SEVERES LIES AUX MISSILES.

THE PROBLEM OF ENERGY : PRODUCTION, DISSIPATION, CONSUMPTION, FOR MISSILE SEVERE ENVIRONMENTAL CONDITIONS.

Michel FOULON
MATRA DEFENSE
Direction des Opérations
Unité d'ingénierie électronique et logiciel

Résumé

La nécessité de concevoir des missiles de volume et de masse réduits fonctionnant dans des environnements sévères a pour conséquence d'allouer la majorité des volumes aux équipements influant directement sur la portée, l'efficacité et l'intelligence du missile. Les autres fonctions, dont les conversions d'énergie, occuperont les volumes restants. Après un bref rappel des contraintes de conception spécifiques aux missiles il est présenté un panorama historique des solutions développées pour les conversions électrique-électrique et électrique-mécanique. L'état de l'art sera détaillé surtout en ce qui concerne les limites technologiques et les axes des développements futurs seront abordés.

Abstract

The necessity to design reduced volume and mass missiles functioning in severe environments has for consequence to allocate the majority of the volume to pieces of equipment affecting directly the range the efficiency and the intelligence of the missiles. The other functions, among which conversions of energy, will occupy remaining volumes . After a brief reminder of missile specific design requirements an historical panorama of existing solutions developed for electrical to electrical conversion and electrical to mechanical conversion is presented. The state of the art will be detailed as well as the technological limits, and the themes of future developments.

1 INTRODUCTION

“Un missile est un moyen de transporter une charge militaire entre deux mobiles les plus distants l'un de l'autre”. Cette définition, réductrice, associée aux contraintes opérationnelles, se traduit dans les faits par une expression de besoin pour des missiles de volume et de masse les plus réduits possibles.

Cela a pour conséquence, lors de l'allocation des volumes des sous-ensembles du missile, de donner, en général, la priorité au propulseur (portée), à la charge militaire (efficacité) et à “l'intelligence” embarquée (détection de cibles-pilotage-guidage, contre-contre mesures...).

Les autres fonctions et, en particulier, les conversions d'énergie électrique devront alors être réalisées dans un minimum de volume avec un maximum de rendement.

Nous exposerons, dans la suite de ce document, les spécificités des convertisseurs d'énergie électrique embarqués à bord des missiles. Nous traiterons ensuite des conversions d'énergie électrique/électrique et des conversions d'énergie électrique/mécanique.

Après un bref rappel des contraintes spécifiques aux équipements des missiles (puissance, masse, conditions d'environnement...), il sera présenté, pour les deux types de conversion, un panorama historique des solutions développées. L'état de l'art sera plus particulièrement détaillé surtout en ce qui concerne les limites technologiques rencontrées et les axes des développements futurs seront esquissés en s'appuyant sur les évolutions des contraintes et des technologies.

Les contraintes de conception, matérielle, des équipements des missiles, peuvent être classées selon différents types :

- physique : Les volumes alloués sont réduits et atypiques donc se prêtent difficilement à la standardisation.
Les masses autorisées sont limitées.
- climatique : Les gradients de température rencontrés lors des différentes missions sont généralement élevés. Les températures ambiantes des équipements s'échelonnent, en moyenne, entre -45°C et $+110^{\circ}\text{C}$.
- énergétique : L'énergie électrique disponible dans les missiles est limitée par la masse et le volume des générateurs.
- thermique : L'énergie consommée est dissipée dans le volume de l'engin et se trouve essentiellement transformée en chaleur alors même que l'on cherche à réduire les points chauds internes.
Les dimensions réduites des missiles n'offrent que peu de possibilités de drainage thermique efficace et pas de point froid externe.
- mécaniques : Ces contraintes mécaniques dépendent fortement de la position des points d'emport (en bout d'ailerons ou sous le fuselage) et des caractéristiques de poussée du propulseur. Les ordres de grandeurs suivants peuvent être donnés, en ce qui concerne les vibrations, $0,04 \text{ g}^2/\text{Hz}$ et $0,1 \text{ g}^2/\text{Hz}$ en transitoire, lors des phases d'emport et de vol libre, 150 g pour les aspects choc et accélération.
- fiabilité et sûreté de fonctionnement : Un missile passe une grande partie de sa vie en stockage ou accroché sous un avion, il devra cependant, en cas de nécessité, remplir, à la première sollicitation, la mission pour laquelle il a été conçu.
- électromagnétique. Un missile ne doit pas être susceptible au rayonnement électromagnétique extérieur d'origines diverses telles que le radar de l'aéronef, les perturbations atmosphériques ou les champs électrostatiques générés par les frottements aérodynamiques
- industriel : Produire à bas coût, en plus ou moins grande quantité et pendant 10 à 20 ans de tels équipements.

2 LA CONVERSION D'ENERGIE ELECTRIQUE / ELECTRIQUE

La fonction principale du convertisseur d'énergie électrique d'un missile est de transformer l'énergie, issue de sources électriques primaires très perturbées, venant soit de l'alternateur de l'aéronef, lors de la phase d'emport, soit de la pile, lors de la phase de vol libre, en tensions stables, peu parasitées et adaptées aux différents types d'équipements embarqués à bord du missile.

La conception et l'industrialisation de ces convertisseurs de tension pourraient être considérées comme triviales si les contraintes de conception, citées dans le paragraphe précédent, ne venaient compliquer le problème technique posé.

La recherche de solutions à ce problème s'est traduit au fil des années lors des différentes conceptions de convertisseurs par une course aux cm³ et une course au rendement de conversion.

2.1 L'EVOLUTION DES ARCHITECTURES

Parallèlement à l'évolution des techniques de traitement du signal qui passèrent de l'analogique au numérique à partir des années 80, les convertisseurs d'alimentation électrique ont évolué pour répondre aux besoins de plus en plus sévères exprimés par les équipementiers.

Les concepteurs d'équipements commencèrent alors à spécifier eux-mêmes leurs alimentations en termes de tensions, de tolérances, de dynamiques de consommation de courant, d'interfaces, de fonctions d'état ou de status. Toutes ces nouvelles exigences allèrent dans le sens de réalisations d'alimentations spécifiques pour chaque équipement.

Cette évolution fut amplifiée par une diminution des volumes disponibles qui ne permirent plus la réalisation de centrales de génération de tensions regroupant l'ensemble des alimentations des équipements.

C'est à partir de cette époque que l'on a assisté à une modification des architectures des convertisseurs, traditionnellement centralisées, vers des architectures réparties de type D.P.S (Distributed Power Supply).

Ces architectures de type DPS apportent les avantages suivants :

- Une meilleure répartition des puissances dissipées et une dissipation thermique facilitée,
- Une meilleure régulation aux bornes des charges,
- Une élimination plus aisée des modes communs des masses, chaque équipement disposant de sa propre masse d'alimentation,
- Une meilleure autonomie des équipements lors des opérations de test et de maintenance,
- Des formes et des volumes plus adaptables.

2.2 L'EVOLUTION DES TECHNIQUES

Plusieurs périodes peuvent être considérées pour décrire cette évolution :

- Les années 60 : à cette époque, la tension à générer était quasiment unique, et alimentait des charges analogiques. Les convertisseurs étaient constitués d'éléments ballasts permettant de réguler linéairement une tension à partir d'une source de plus haute tension.
- Les années 70 : l'électronique logique faisait son apparition au côté de l'analogique. Les équipements nécessitaient des alimentations de différentes tensions, et surtout une séparation des masses électriques des circuits analogiques et logiques. Cette séparation des masses se traduit par l'isolement galvanique des générateurs entre eux.

Les générateurs étaient alors constitués de deux parties :

- un amplificateur de signaux rectangulaires de puissance alimentant un transformateur fournissant plusieurs tensions secondaires isolées galvaniquement,
 - les différents régulateurs séries stabilisant les tensions des équipements.
- Les années 80 : l'analogique décroissant et la logique évoluant vers le numérique programmé, la conséquence fut une augmentation substantielle des consommations de courant à partir des alimentations basse tension (5V).

Les régulateurs, de type série, posèrent alors des problèmes de température du fait de leurs très faibles rendements. L'apparition des techniques de découpage avec régulation par modulation de largeur d'impulsions (PWM) permit d'accroître les rendements et de répondre efficacement au problème posé, les fréquences de découpage n'étaient alors que de quelques KHz.

- Les années 90 : La technique PWM s'est considérablement améliorée grâce à l'introduction sur le marché de composants électroniques spécifiques, et d'éléments magnétiques performants. Cet avènement a permis d'accroître les fréquences de découpage jusqu'aux alentours du MHz .

2.3 L'EVOLUTION DES TECHNOLOGIES

L'augmentation de la fréquence de découpage a cependant posé de nouveaux problèmes lors de la conception des convertisseurs, par exemple :

- le transport de forts courants ondulés à fronts raides,
- le stockage d'énergie,
- la réduction des émissions électromagnétiques parasites,
- la création de points chauds,
- la stabilité de régulation.

Une grande partie de ces problèmes trouva sa solution, complète ou partielle, grâce aux progrès technologiques réalisés en parallèle dans le domaine des composants et des technologies d'assemblage et de packaging. On peut citer en particulier :

- Les substrats à haute densité, et l'utilisation de composants montés en surface permettant la réduction de la longueur des connexions.
- La suppression des câblages filaires entre les circuits et les éléments de puissance, réduisant ainsi les composants parasites.
- L'amélioration du drainage thermique.
- L'amélioration des caractéristiques des matériaux magnétiques.
- La réduction de volume des éléments de stockage d'énergie (self inductances et condensateurs)

Toutes ces évolutions ont permis de réduire considérablement le volume des convertisseurs, tout en gardant de bonnes caractéristiques électriques, thermiques et électromagnétiques.

2.4 LES CONVERTISSEURS D'AUJOURD'HUI

Les convertisseurs de missiles actuellement en production utilisent les techniques de PWM et travaillent à des fréquences de découpage atteignant 700KHz. Ils autorisent des puissances volumiques de 300W/dm³, pour des puissances disponibles de 100 Watts, et de 400W/dm³ pour des convertisseurs atteignant 1KW.

A titre de comparaison, ces puissances volumiques correspondent à celles que l'on trouve actuellement dans la gamme des produits industriels, mais avec des formes et des volumes atypiques, et capables de fonctionner dans des conditions d'environnement très sévères sur le plan thermique, vibratoire et électromagnétique.

2.5 LES EVOLUTIONS DE CONTRAINTES.

Aujourd'hui, la conception des convertisseurs pour les équipements militaires, et plus particulièrement pour les missiles, est soumise aux trois évolutions de contraintes majeures suivantes :

- L'augmentation des contraintes thermiques, due essentiellement à l'amélioration des performances d'évolution aérodynamique des missiles générant un échauffement d'origine cinétique plus important, et à l'augmentation de la puissance dissipée par les calculateurs de bord. Ces évolutions associées aux réductions des volumes et des masses des missiles, diminuant les possibilités de dissipation interne, amènent à travailler dans des ambiances thermiques atteignant la limite maximum des températures admissibles par les composants électroniques.
- Les contraintes dues aux vibrations (notamment en vol d'emport) évoluent et restent sévères.
- La disponibilité des composants. Le marché du composant militaire devenant de moins en moins attractif pour les fabricants, il devient nécessaire de savoir utiliser les composants issus du marché "civil" et notamment les composants en enrobage plastique.

Ce marché du composant électronique industriel, très mouvant, est sujet aux obsolescences fréquentes, ce qui rendra problématique la maintenance des équipements militaires sur des durées de vie de l'ordre de 20 à 30 ans.

- Les standards et caractéristiques des tensions requises.

Pour les mêmes raisons citées plus haut, les composants des calculateurs numériques sont, eux aussi, issus du marché industriel. Les tensions d'alimentation des composants de calculateurs sont aujourd'hui dans une phase d'évolution constante. La traditionnelle tension de 5V va progressivement à la baisse, elle devrait atteindre environ 1,5V vers les années 2005 (source SIA).

La baisse de la tension d'alimentation des équipements numériques remet en cause les structures et les architectures des convertisseurs et amène de nouvelles contraintes liées essentiellement au rendement et aux tolérances sur les tensions générées.

2.6 LES THEMES DES FUTURS TRAVAUX

Les thèmes des travaux futurs, directement en relation avec les évolutions de contraintes citées plus haut, peuvent être regroupés selon les trois axes suivants :

- Un axe technique basé sur l'étude de nouvelles techniques et architectures de convertisseurs adaptées à la génération des tensions de type 3,3V et moins.
L'étude des nouvelles solutions techniques a pour but de résoudre les problèmes liés aux rendements de conversion, à la garantie des tolérances et à l'augmentation des fréquences de découpage.
- Un axe composant. La réduction de volume des convertisseurs continuera ; elle sera facilitée par l'augmentation de la fréquence de découpage, mais surtout par la disponibilité sur le marché de composants miniatures destinés au domaine de la puissance en particulier :
 - les condensateurs à fort ratio capacité / volume et à haut pouvoir énergétique.
 - les transistors MOS et les diodes de puissance en boîtier CMS à très faible résistance thermique,
 - les circuits magnétiques à haut rendement, dans les hautes fréquences, permettant de diminuer les tailles des transformateurs et des self inductances.
- Un axe technologique regroupant des études de techniques de réalisation de convertisseurs, devant améliorer leurs caractéristiques mécaniques, thermiques et électromagnétiques. On citera, à titre d'exemples :
 - Des études sur des systèmes de drainage thermique.
 - Des études de conception de circuits imprimés. Dans un convertisseur le circuit imprimé est un composant à part entière qui influe sur les caractéristiques électriques, thermiques et électromagnétiques du convertisseur.
 - Des études de conception de bobinages.
 - Des études de conception de boîtiers mécaniques tenant compte de l'environnement extérieur et des caractéristiques électriques, thermiques et électromagnétiques des convertisseurs.

3 LES SERVOMOTEURS ET LES COMMANDES ELECTRIQUES

Le servomoteur constitue l'un des maillons de la chaîne de pilotage-guidage, sa fonction principale est de commander la position d'une gouverne, d'une aile ou d'un déviateur de jet, à partir d'une source d'énergie électrique tout en respectant les consignes émises par le pilote-calculateur.

L'ensemble des servomoteurs pour missiles repose actuellement sur trois technologies :

- électrohydraulique,
- électropneumatique,
- électromécanique.

Historiquement, compte tenu des caractéristiques de vol de nos missiles et de la puissance commandée, c'est la technologie électromécanique qui a été retenue par MATRA DEFENSE (cf. figure 1).

Domaines comparés des filières électrique, pneumatique et hydraulique

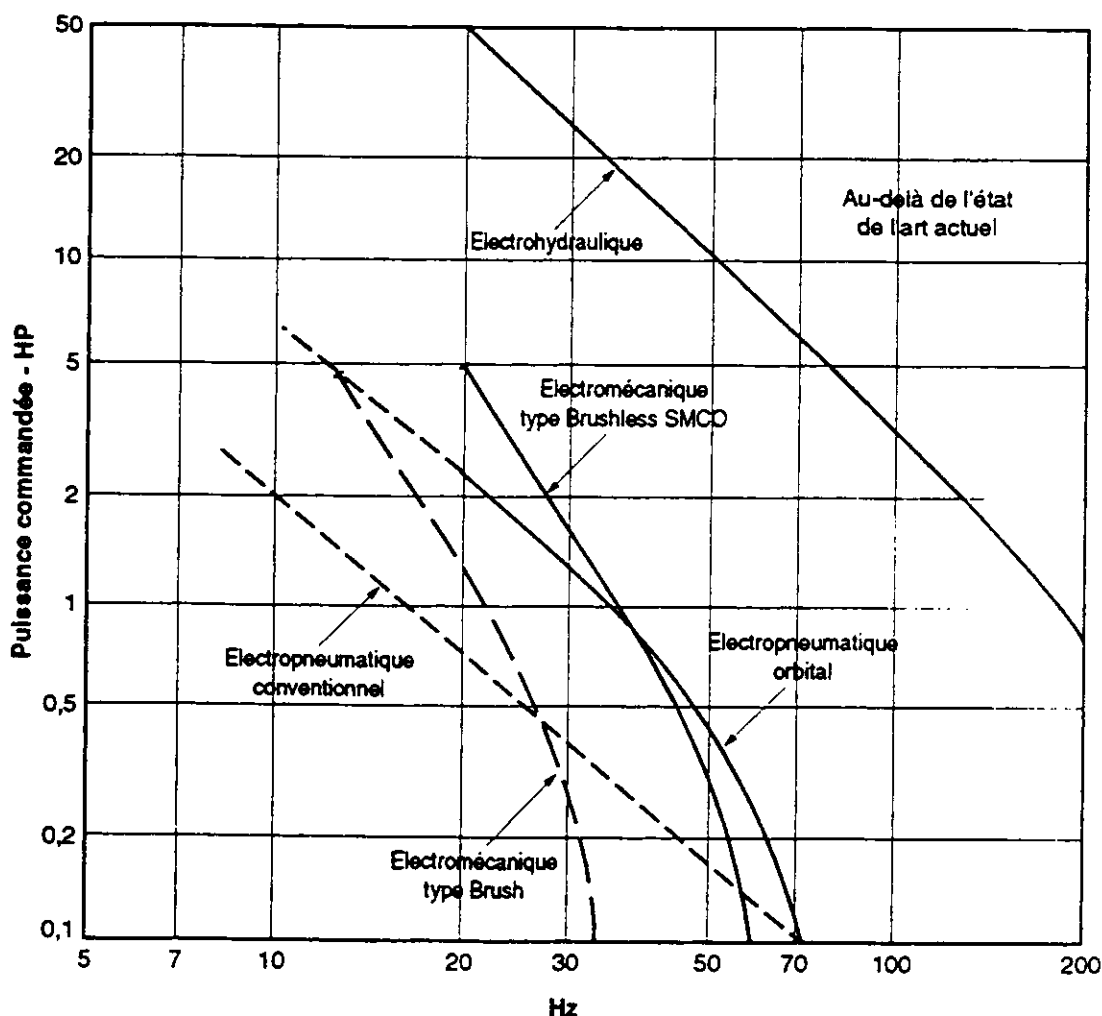


Figure 1

La technologie électro-mécanique a les avantages d'être souple à utiliser et d'être modulaire.

Ses caractéristiques lui permettent, de plus, de satisfaire de nombreuses applications nécessitant des puissances comprises entre quelques dizaines de watts et quelques centaines de watts.

A ces avantages on peut opposer des inconvénients tels que :

- la nécessité de disposer d'un réducteur mécanique,
- une limitation des performances par échauffement des bobinages,
- la nécessité d'une commande électronique de puissance,
- un encombrement et une masse devenant trop importants pour les fortes puissances.

3.1 L'EVOLUTION DES ARCHITECTURES

La composition d'un bloc servomoteur dépend de l'architecture du missile et du type de pilotage (une ou de quatre voies), chaque voie comprend généralement les éléments suivants :

- la gouverne,
- un capteur de position,
- un dispositif de verrouillage de la gouverne,
- un réducteur de vitesse,
- un moteur électrique,
- la commande électronique de puissance du moteur.

Bloc diagramme du servomoteur

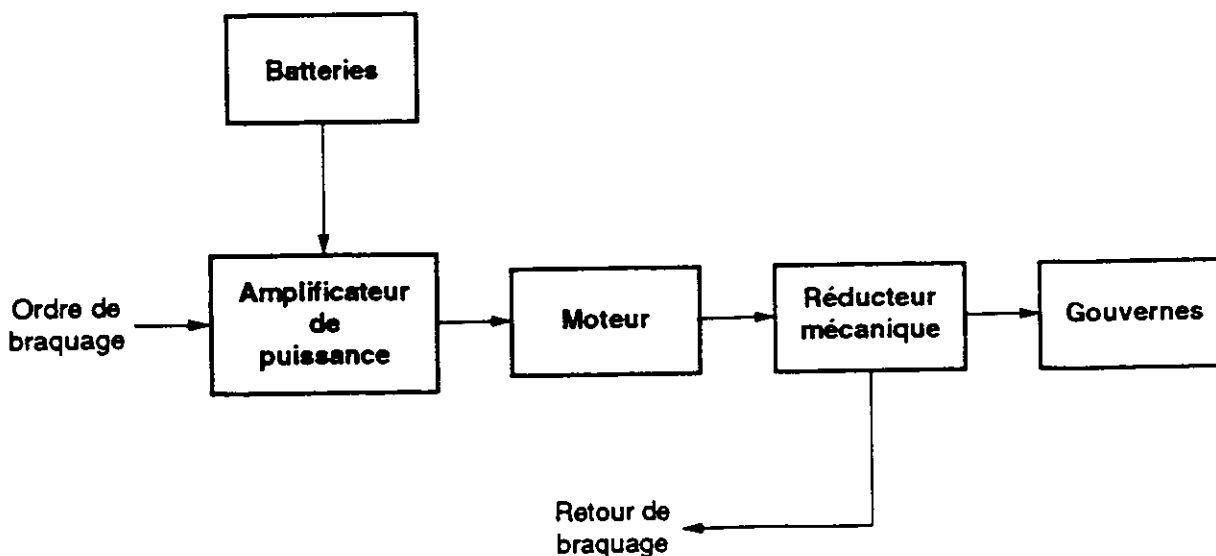


Figure 2

Le schéma équivalent du servomoteur représenté ci-dessous permet de résumer les principales pertes d'énergie.

Le générateur fournit la puissance ($E.I$), et la gouverne absorbe la puissance ($\Gamma.\omega$).

Les pertes d'énergie ont essentiellement pour origine :

- la résistance interne du générateur,
- la chute de tension dans la commande,
- la résistance interne du moteur, qui constitue la principale cause de perte d'énergie.
- les frottements des réducteurs.

Schéma équivalent de l'ensemble servomoteur (point de vue énergétique)

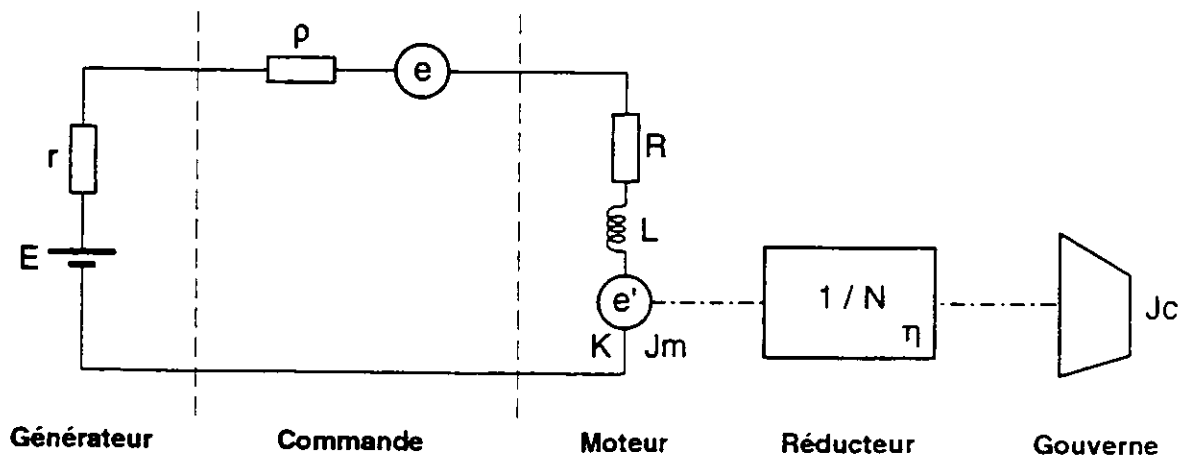


Figure 3

3.2 L'EVOLUTION DES TECHNIQUES

A l'origine, en l'absence de sous-ensembles d'électronique de puissance embarquable dans les volumes disponibles, la linéarisation de la commande du moteur électrique se faisait par un dispositif utilisant des relais électromécaniques, à faibles temps de réponse, judicieusement commandés.

Grâce à ses avantages et à l'évolution des technologies, le choix du servomoteur électromécanique n'a pas été remis en cause à MATRA Défense.

En effet, les progrès réalisés en électronique de puissance concernant les composants, les techniques de report sur les substrats et d'évacuation des calories, ainsi que l'augmentation très importante des performances des aimants permanents utilisés dans les inducteurs de moteur, ont produit un élargissement permanent du domaine d'application des actionneurs électromécaniques.

Des progrès continus ont été faits afin d'améliorer en particulier les points suivants :

- la puissance disponible permettant une vitesse de braquage élevée, en présence d'efforts aérodynamiques importants,
- le temps de réponse,
- la masse et l'encombrement.

Ceci a conduit, notamment au niveau des moteurs, à rechercher des matériaux magnétiques performants tels que des tôles d'induit à induction de saturation élevée et des aimants permanents à haute énergie spécifique.

3.3 L'EVOLUTION DES TECHNOLOGIES

Les évolutions technologiques permettant d'améliorer actuellement les performances des servomoteurs tout en diminuant l'encombrement consistent essentiellement en :

- une amélioration des performances des aimants, le tableau ci-dessous retrace l'historique de ces évolutions :

Décades	70	80	90
Aimants	Métalliques ex Ticonal 800	Terres rares SmCo5	Samarium-Cobalt Sm2CO17
Induction rémanente	1,2	0,9	1,07
Champ coercitif KA/m	68	700	720
BH max kJ/m3	48	159	225

- des progrès réalisés en matière d'intégration de l'électronique de puissance.

3.4 LES SERVOMOTEURS D'AUJOURD'HUI

3.4.1 LES MOTEURS

Deux types de moteurs sont actuellement utilisés, il s'agit :

- du moteur à courant continu, à aimants permanents et à commande d'induit,
- du moteur auto-synchrone de type "brushless" à commutation électronique.

Les considérations suivantes permettront de choisir entre ces deux types.

Les inconvénients principaux du moteur BRUSHLESS sur le moteur classique, à balais, sont, en raisonnant à puissance équivalente :

- Un coût du système plus élevé que celui d'un moteur classique compte tenu de son électronique de commutation indispensable.
Cette électronique comprend un pont de puissance composé au minimum de six transistors travaillant en commutation, plus six diodes de rebouclage des charges inductives. Il comprend également une logique chargée d'élaborer les ordres de commutation en fonction de la position angulaire des aimants du rotor et du sens de rotation commandé. Une électronique d'alimentation et de mise en forme attachée aux détecteurs de position du rotor (les détecteurs sont, par exemple, des sondes à effet Hall).
- Un encombrement, actuellement, plus important aux faibles puissances si l'on compare le volume global regroupant le moteur et son électronique.
- La nécessité d'un capteur de position du rotor moteur.

Les avantages principaux du moteur Brushless sur le moteur classique, à balais, sont :

- Une durée de vie non limitée par l'usure des balais.
- Une résistance thermique plus faible due à la disposition statorique du bobinage de l'induit.
- Une inertie plus faible du rotor.
- Une génération plus réduite de perturbations électromagnétiques.

En résumé, le moteur classique à balais est bien adapté pour des missiles de petit calibre et de courte portée. Par contre, lorsque la puissance demandée au moteur est supérieure à 100 watts et la durée de vol supérieure à dix minutes, le moteur Brushless peut conduire à un meilleur rapport puissance / masse de l'ensemble servomoteur.

3.4.2 LES COMMANDES ELECTRONIQUES

La commande électronique est destinée à fournir au moteur la puissance nécessaire en fonction des ordres provenant du pilote calculateur. Cette puissance étant de l'ordre de plusieurs centaines de watts, le fonctionnement d'un amplificateur en régime linéaire conduirait à un mauvais rendement de la commande et la dissipation d'une énergie trop importante dans le volume imparti.

Afin d'améliorer ce rendement, un amplificateur constitué d'un pont à quatre transistors de puissance fonctionnant en commutation est utilisé. Chaque branche du pont comprenant deux transistors opposés, en diagonale, est alternativement mise dans un état "passant" ou "bloqué". Il apparaît donc aux bornes du moteur une tension alternative dont la valeur moyenne dépend du rapport cyclique de commande des deux branches du pont. Lorsque la fréquence de commutation atteint plusieurs KHz, l'inductance de l'induit permet de filtrer le courant absorbé par le moteur.

Ce principe décrit est celui de la commande PWM (Pulse Width Modulation), dont le principe est illustré par la Figure 4.

Schéma de principe de la commande électronique

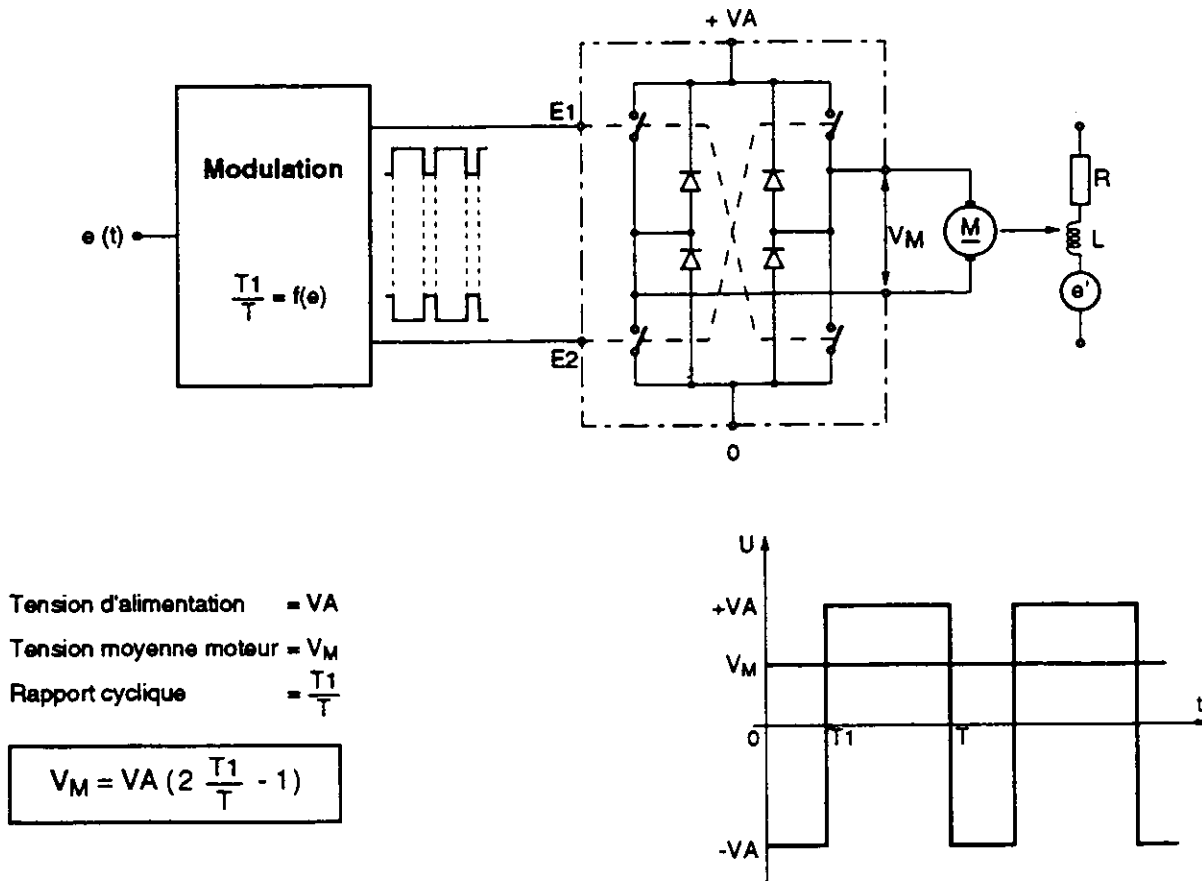


Figure 4

3.5 LES THEMES DES FUTURS TRAVAUX

Ces travaux permettront de trouver des réponses aux problèmes posés par l'apparition de nouvelles contraintes telles que l'augmentation des rapports puissance / encombrement, puissance / masse et par l'augmentation des durées de vol libre des missiles.

Les évolutions technologiques permettant d'améliorer actuellement les performances des servomoteurs tout en diminuant l'encombrement consistent essentiellement en l'amélioration des performances des aimants, en particulier l'évaluation des aimants Fer - Néodyme - Bore dont les avantages attendus sont les suivants :

- B.H semblable à celui des terres rares Cobalt,
- prix plus bas,
- une meilleure stabilité en température, quoique encore insuffisante.

Cependant, ces évolutions technologiques n'ont qu'une faible incidence sur l'aspect énergétique, les pertes d'énergie se situant en premier lieu au niveau de la résistance interne du moteur et en second lieu dans la transmission (frottements dans les engrenages).

Il apparaît donc opportun de diminuer la résistance de l'induit du moteur à une valeur la plus basse possible, ce qui ne sera réalisable que sous deux conditions :

- concevoir les moteurs avec cet objectif, en réservant un volume plus grand au bobinage (diamètre de fil plus important),
- ajouter une boucle de limitation de courant ou de régulation, car la résistance interne du moteur ne limitera plus naturellement le courant au démarrage.

4. CONCLUSION

Le contexte du marché de la Défense évolue rapidement, les développements technologiques spécifiques aux applications militaires, notamment dans le domaine de l'électronique, se raréfieront dans les années à venir, voire disparaîtront.

Cependant, la demande de missiles plus performants, plus intelligents et plus compacts restera et les conditions d'emplois opérationnels des matériels militaires resteront toujours sévères.

La résolution de ce dilemme, en particulier dans le domaine de la conversion d'énergie, devra se faire au-travers d'un changement profond des processus de spécification et de conception.

La recherche du juste besoin et l'apprentissage de l'utilisation des technologies issues ou développées pour le marché civil constitueront, entre autres, des préliminaires à cette nouvelle démarche.

Journées 3E'99

*Les prochaines journées de
l'Enseignement de l'Electrotechnique et de l'Electronique Industrielle,
organisées par le club 13 de la SEE (cercle 13-01), se dérouleront les 11 et 12 mars 99,
à SUPELEC et seront consacrées au thème :*

"Contrôle-commande des systèmes électrotechniques"

Pour les enseignants des lycées, ces journées devraient être inscrites aux plans de formations de chacune des académies (PAF 98/99).

LE BRUIT MAGNETIQUE DES MACHINES ELECTRIQUES

Bertrand CASSORET, Jean-François BRUDNY
Université d'ARTOIS

III) RAYONNEMENT ACOUSTIQUE.

La vibration d'un matériau entraîne celle des particules d'air environnantes, d'où des variations de pression de l'air qui caractérisent le son. Avant de nous intéresser au rayonnement sonore induit par les vibrations des machines, nous allons donner les principes d'acoustique nécessaires à son étude.

III.1) Notions d'acoustique.

- Les définitions qui vont suivre utilisent la notion de champ libre : ce terme décrit la propagation du son dans un espace libre idéal sans réflexion sonore sur les parois ou objets. C'est le cas dans une chambre anéchoïque parfaite où le son est absorbé par les parois.

- Si des particules d'air vibrent de manière sinusoïdale avec une amplitude Y à la fréquence f_a avec une vitesse instantanée $v(t)$, leur vitesse efficace est $V = \omega_a Y / \sqrt{2}$, avec $\omega_a = 2\pi f_a$. La pression de l'air subit des variations dont la valeur efficace P est la pression sonore ou pression acoustique (en Pascals). La pression instantanée $p(t)$ est liée à la vitesse instantanée $v(t)$ (en m/s) par la relation :

$$p(t) = Zv(t) \quad (19)$$

où Z , l'impédance acoustique, est en général une grandeur complexe, mais réelle en champ libre. Dans l'air, en champ libre, $Z \approx 415 \text{ kg m}^{-2} \text{ s}^{-1}$ pour une température de 20°C et une pression atmosphérique de 1013 hPa . La valeur de Z dépend de la vitesse du son c et donc de la densité du milieu.

La vibration des particules se transmet aux particules voisines, ainsi l'onde sonore se propage à la vitesse du son c qui, à 20°C , dans l'air, est d'environ 344 m/s .

La longueur d'onde λ est définie par $\lambda = c/f_a$.

Pour mesurer la pression sonore, on utilise un microphone.

- La pression et la vitesse des particules d'air peuvent ou non varier en phase. Celle-ci influe sur la direction et le sens de propagation de l'onde sonore. L'intensité acoustique est un vecteur qui permet de caractériser l'amplitude mais aussi la direction et le sens du son. C'est le flux d'énergie sonore par unité de surface traversée perpendiculaire à la direction de l'onde sonore. Le module de ce vecteur \vec{I} , noté I , se mesure en W/m^2 , il est défini par la relation suivante :

$$I = \frac{1}{T_a} \int_0^{T_a} p(t)v(t) dt.$$

Compte tenu de la relation (19), on déduit :

$$I = \frac{1}{T_a} \int_0^{T_a} Zv^2(t) dt = \frac{1}{T_a} \int_0^{T_a} Z(\omega_a Y \sin(\omega_a t))^2 dt = \frac{Z\omega_a^2 Y^2}{2},$$

avec $T_a = 1/f_a$. En remplaçant Z par sa valeur, on obtient :

$$I = 8200 f_a^2 Y^2 \quad (20)$$

- La puissance acoustique, mesurée en watts, permet de caractériser une source sonore indépendamment du milieu dans lequel elle est placée. En effet la pression sonore et l'intensité acoustique mesurées à une certaine distance d'un appareil bruyant seront différentes suivant que l'appareil se trouve par exemple dans un local réverbérant ou en plein air alors que la puissance sonore de l'appareil est la même quel que soit le milieu environnant (une analogie permet de bien comprendre ce qu'est la puissance

acoustique : la température mesurée à une certaine distance d'un radiateur chauffant dépend à la fois de sa puissance et de la pièce dans laquelle il se trouve). Les normes définissent la puissance acoustique maximale des appareils. En intégrant l'intensité qui traverse une surface S entourant la source sonore, on détermine sa puissance W en watts :

$$W = \int_S \bar{I} d\bar{S} \quad (21)$$

• Etant donné l'énorme différence entre la plus petite variation de pression perceptible par l'oreille humaine notée P_0 , environ $20\mu\text{Pa}$, et le seuil de la douleur, environ 100Pa , le son se mesure en décibels en prenant comme référence P_0 si bien que le niveau de pression acoustique L_P est défini ainsi :

$$L_P = 10 \log(P/P_0)^2 = 20 \log(P/P_0) \quad (22)$$

Le niveau d'intensité acoustique L_I est défini par :

$$L_I = 10 \log(I/I_0) \quad (23)$$

avec $I_0 = 10^{-12} \text{W/m}^2$, niveau qui correspond au seuil de perception de l'oreille humaine.

Dans un champ libre, les niveaux de pression et d'intensité sont presque identiques.

Le niveau de puissance acoustique L_W d'une source sonore est :

$$L_W = 10 \log(W/W_0) \quad (24)$$

avec $W_0 = 10^{-12}$ watts, c'est à dire la puissance d'une source qui fournirait une intensité acoustique $I_0 = 10^{-12} \text{W/m}^2$ de manière uniforme à travers une surface de 1m^2 l'entourant.

Le coefficient 10 dans les expressions (22), (23), et (24) a été choisi pour qu'une variation de 25% de la pression, de l'intensité, ou de la puissance, qui est la plus petite variation perceptible par l'oreille humaine, entraîne une variation du niveau correspondant de 1dB. Cette échelle logarithmique ne rend toutefois que partiellement compte de la sensibilité de l'oreille : un auditeur a l'impression subjective d'un doublement du niveau sonore pour une variation de 10dB. On comprend alors qu'il soit intéressant de gagner seulement quelques décibels.

Lorsque plusieurs sons de fréquences différentes sont présents en même temps, la pression acoustique résultante est la racine carrée de la somme des carrés de chacune des pressions (règle de sommation de valeurs efficaces). Ainsi la présence de deux sons de fréquences différentes à des niveaux identiques entraîne un niveau total de 3dB plus élevé que celui de chacun des sons. Ces considérations sont toutefois à nuancer car l'oreille humaine n'entend pas aussi bien toutes les fréquences.

• On peut déduire la puissance d'une source en mesurant des niveaux de pression. D'après la norme ISO 3744, on doit mesurer le niveau moyen L_{Pm} de pression sur une surface S entourant la source par plusieurs mesures, le niveau de puissance est alors, en champ libre parfait avec $S_0 = 1\text{m}^2$:

$$L_W = L_{Pm} + 10 \log(S/S_0) \quad (25)$$

• La bande passante de l'oreille humaine va approximativement de 20Hz à 16000Hz. Des courbes permettant d'apprécier la différence de perception de l'oreille suivant la fréquence ont été établis par Flechter et Munson et modifiées par Churcher et King [15]. Nommées courbes d'isononie, elles sont présentées figure 5 et précisent le niveau nécessaire d'un son pour créer la même sensation suivant sa

fréquence. On constate par exemple qu'un son de 60dB à 1000Hz est perçu de la même façon qu'un son de 80dB à 40Hz, ces courbes peuvent toutefois évoluer suivant les individus.

Pour rendre compte de ces différences de perception, les appareils de mesure sont généralement équipés de dispositifs de pondération qui atténuent plus ou moins le son suivant sa fréquence. Il existe 4 réseaux de pondération appelés A, B, C, ou D représentés figure 6. Ces réseaux suivent approximativement l'inverse des courbes d'isononie. Le réseau A est le plus utilisé [16][17], on parle alors de dBA.

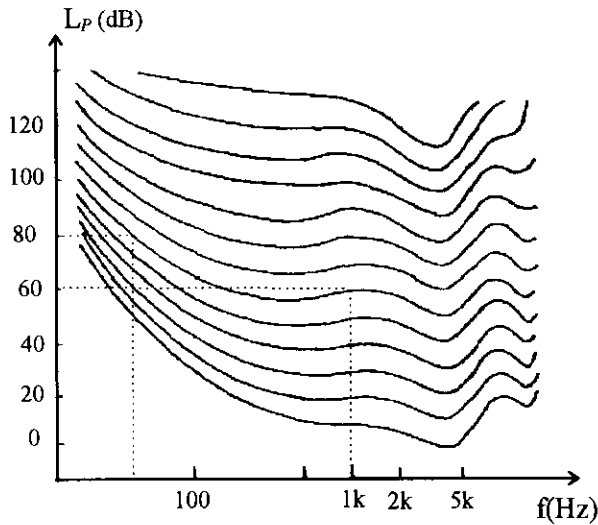


Figure 5 : courbes d'isononie.

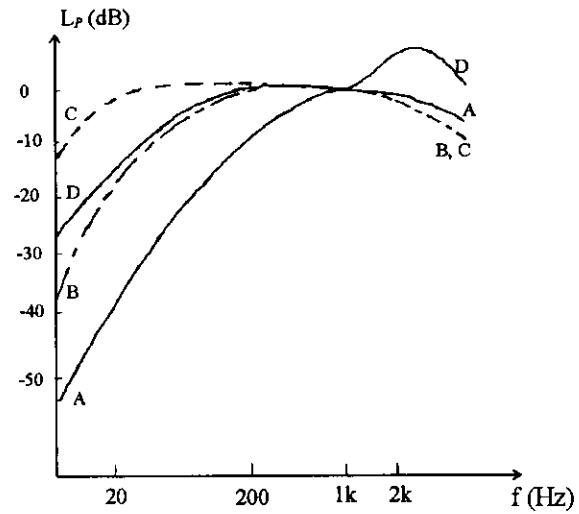


Figure 6 : réseaux de pondération A, B, C, et D.

III.2) Son émis par une machine tournante.

Les relations qui suivent vont permettre, connaissant l'amplitude et la fréquence d'une vibration à la surface d'une machine, de déduire sa puissance sonore ainsi que le niveau acoustique à une certaine distance.

- L'intensité acoustique $I_{(D_e)}$ à la surface d'une machine de diamètre D_e est fonction de l'amplitude de ses vibrations. La relation qui la caractérise est similaire à la relation (20) à un coefficient près noté σ :

$$I_{(D)} = \sigma 8.2 \cdot 10^3 f_f^2 Y_{md}^2 \quad (26)$$

Le coefficient σ est appelé facteur de rayonnement. Il traduit la capacité de la machine à être un bon haut-parleur pour la longueur d'onde à émettre par rapport à ses dimensions et au nombre de modes de vibrations. Deux théories peuvent être utilisées pour le déterminer suivant que l'on considère les radiations d'une sphère, comme proposé par H. Jordan, ou d'un cylindre, technique utilisée par P.L. Alger. P.L. Timar [7] expose les deux théories.

Pour une sphère, en notant D_e son diamètre extérieur, l'expression analytique du facteur de rayonnement est :

$$\sigma = \operatorname{Re} \left\{ j\pi \frac{D_e}{\lambda} \frac{\sum_{v=0}^m \frac{(m+v)!}{(m-v)!} \frac{m!}{v!} \left(2j\pi \frac{D_e}{\lambda}\right)^{m-v}}{\sum_{v=0}^m \frac{(m+v)!}{(m-v)!} \frac{m!}{v!} \left(2j\pi \frac{D_e}{\lambda}\right)^{m-v} \left(1 + j\pi \frac{D_e}{\lambda} + v\right)} \right\} \quad (27)$$

où j est l'opérateur complexe tel que $j^2 = -1$, Re signifie 'partie réelle de'.

Pour un cylindre, D_e représentant également son diamètre extérieur, cette expression devient :

$$\sigma = \left(\pi \frac{D_e}{\lambda} \right)^2 \frac{N_m Q_{m+1} - Q_m N_{m+1}}{\left[m Q_m - \pi \frac{D_e}{\lambda} Q_{m+1} \right]^2 + \left[m N_m - \pi \frac{D_e}{\lambda} N_{m+1} \right]^2} \quad (28)$$

où N_m et N_{m+1} sont des fonctions de Neumann d'ordres m et $m+1$,
 Q_m et Q_{m+1} sont des fonctions de Bessel d'ordres m et $m+1$.

Les figures 7 et 8 représentent σ déduit des relations précédentes, respectivement pour une sphère et pour un cylindre, dans un système d'axes où en abscisses se trouve le coefficient $\pi D_e / \lambda$. Les courbes sont paramétrées en fonction du nombre de modes m de la vibration.

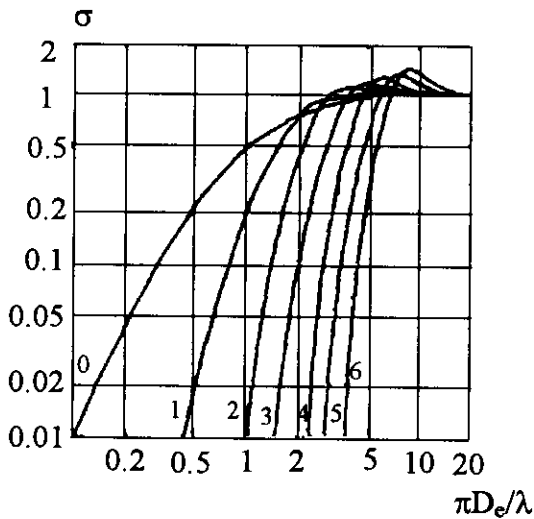


Figure 7 : facteur de rayonnement pour une sphère (paramètre : m).

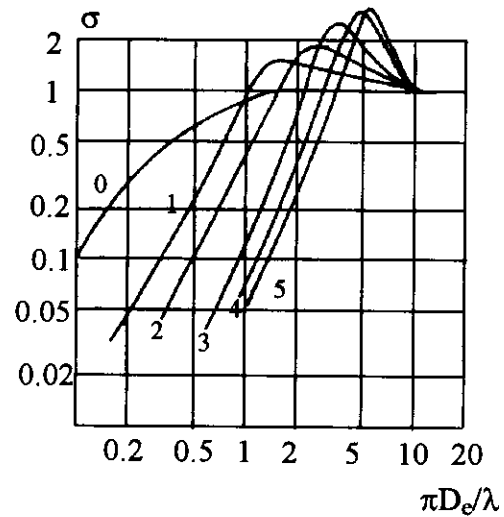


Figure 8 : facteur de rayonnement pour un cylindre (paramètre : m).

On constate, d'une manière générale, qu'un cylindre est un meilleur haut parleur qu'une sphère et, lorsque les dimensions de la source sonore sont grandes par rapport à la longueur d'onde émise, que le facteur de rayonnement tend vers 1 ce qui correspond à une surface plane.

• La puissance acoustique d'un moteur vibrant sous l'effet d'une force de m modes est, d'après H. Jordan [4] :

$$W = I_{(D_e)} S_e / (2m + 1) \quad (29)$$

où $I_{(D_e)}$ est l'intensité acoustique à la surface de la machine, calculée d'après la relation (26), et S_e sa surface externe.

• La propagation du son diffère suivant que l'on considère une sphère ou un cylindre.

- Cas d'une sphère vibrante dans un champ libre, tel que l'a considérée H. Jordan.

L'intensité $I_{(x)}$ à une distance x de la source est, compte tenu de la relation (21), égale à sa puissance divisée par la surface de la sphère de rayon x :

$$I_{(x)} = W / 4\pi x^2 \quad (30)$$

On remarque qu'un doublement de la distance correspond à une atténuation de 6dB.

Pour une sphère vibrante dans un local fermé, l'intensité est plus élevée et donnée par :

$$I_{(x)} = W \left(\frac{1}{4\pi x^2} + \frac{4}{\chi} \right) \quad (31)$$

où χ est un coefficient de réverbération : $\chi = 0.16V_{o1}/T_r$, V_{o1} étant le volume de la salle et T_r le temps nécessaire après arrêt d'une source sonore pour que le niveau chute de 60dB [16]. Dans un champ libre, cas d'une chambre anechoïque parfaite, χ tend vers l'infini.

Si l'on exprime l'intensité à une distance x dans un champ libre en fonction de la fréquence, de l'amplitude des vibrations, du nombre de modes et de la surface de vibrations, alors :

$$I_{(x)} = W/4\pi x^2 = \left(\sigma \cdot 8.2 \cdot 10^3 \cdot f_f^2 \cdot Y_{md}^2 \cdot S_e \right) / \left(4\pi x^2 (2m+1) \right).$$

La relation (23) permet d'exprimer le niveau d'intensité acoustique à une distance x :

$$L_{I_{(x)}} = 10 \log \left(\frac{8.2 \cdot 10^3}{10^{-12}} \right) + 20 \log(f_f Y_{md}) + 10 \log(\sigma) + 10 \log \left(\frac{S_e}{4\pi x^2 (2m+1)} \right) \quad (32)$$

Le troisième terme de cette expression, fonction uniquement de σ , caractérise, comme ce paramètre, la capacité de la machine à être un bon haut parleur pour la longueur d'onde en question. Le quatrième terme traduit l'atténuation du son avec l'éloignement de la source.

- Cas d'un cylindre de longueur infinie, tel que l'a considéré Ph. L. Alger [9].

Seul le quatrième terme de l'expression (32) change et l'expression de $L_{I_{(x)}}$ devient alors :

$$L_{I_{(x)}} = 10 \log \left(\frac{8.2 \cdot 10^3}{10^{-12}} \right) + 20 \log(f_f Y_{md}) + 10 \log(\sigma) + 20 \log \left(\frac{C_m(\pi 2x/\lambda)}{C_m(\pi D_e/\lambda)} \right) \quad (33)$$

où C_m est une fonction de Hamkel d'ordre m . La figure 9 représente $20 \log(C_m(\pi 2x/\lambda))$ en fonction de $\pi 2x/\lambda$.

Alger précise que : - $C_m(\pi 2x/\lambda) \approx \frac{(m-1)! 2^m}{\pi(\pi 2x/\lambda)^m}$ si $\pi 2x/\lambda < \sqrt{2m+1}$,

- $C_m(\pi 2x/\lambda) \approx \sqrt{\frac{\lambda}{\pi^2 x}}$ si $\pi 2x/\lambda > m^2$, ce qui permet de considérer le cas $m=0$.

• Les résultats donnés par les deux méthodes pour caractériser le niveau d'intensité acoustique peuvent ou non être identiques suivant la distance x et la surface externe de la machine qui n'intervient pas dans l'expression (33) puisqu'on considère un cylindre de longueur infinie. Un cylindre est plus proche d'un moteur qu'une sphère, toutefois plus on s'éloigne de la machine, plus ses dimensions sont faibles par rapport à la distance parcourue par le son et plus elle peut être assimilée à une sphère. D'autre part, considérer un cylindre de longueur infinie ne paraît correct qu'à proximité de la machine. Compte tenu de ces remarques, il nous semble préférable de considérer un cylindre pour connaître le facteur de rayonnement σ et, pour estimer l'atténuation du son avec l'éloignement, un cylindre ou une sphère suivant que l'on est proche ou éloigné de la machine.

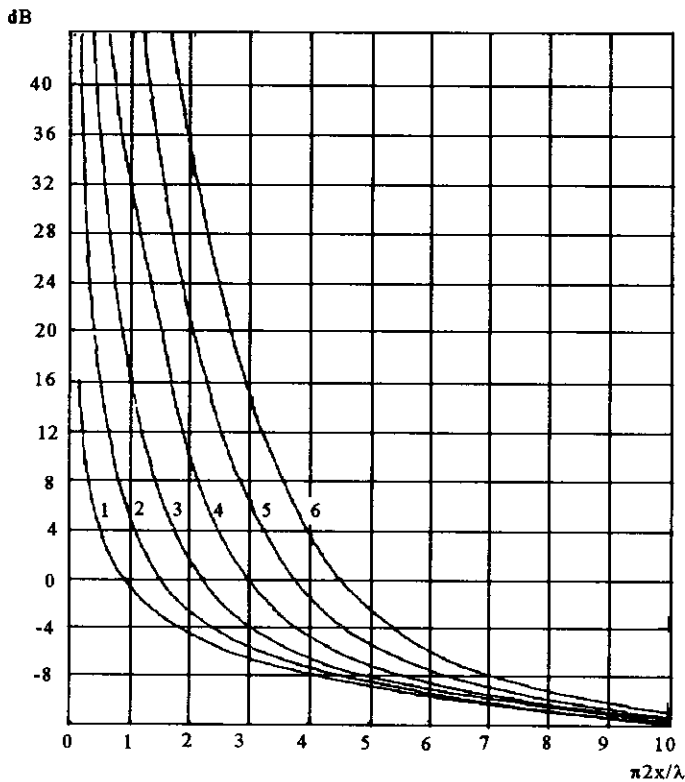


Figure 9 : $20 \log(C_m(\pi 2x / \lambda))$ en fonction de $(\pi 2x / \lambda)$, courbes paramétrées en fonction de m.

IV) EXEMPLE D'UNE MACHINE.

IV.1) Description.

L'analyse porte sur un moteur asynchrone à rotor bobiné caractéristiques nominales :

15kW, 50Hz, 6 pôles, 365V/210V, 28/49A.

Les tôles magnétiques du stator sont encastrées dans une carcasse en fonte qui modifie probablement l'aspect mécanique. H. Jordan précise que l'on peut faire abstraction pour simplifier de cet encastrement [4]. Les dimensions à utiliser sont, compte tenu de cette remarque : $R_s=118\text{mm}$, $R_c=158\text{mm}$, $e_c=16\text{mm}$, $\Delta=1.6$ (estimé d'après la surface des éléments), $L=160\text{mm}$.

On peut en déduire les fréquences de résonances théoriques calculées avec les relations (11) et (14) pour différents modes d'excitation mécanique :

- pour 0 mode, $F_0=4190.5\text{Hz}$,
- pour 2 modes, $F_2=329\text{Hz}$,
- pour 3 modes, $F_3=930\text{Hz}$,
- pour 4 modes, $F_4=1783\text{Hz}$,
- pour 5 modes, $F_5=2883\text{Hz}$,
- pour 6 modes, $F_6=4229\text{Hz}$,
- pour 7 modes, $F_7=5821\text{Hz}$,
- pour 8 modes, $F_8=7658\text{Hz}$.

On remarque que ces fréquences sont toutes situées dans le domaine audible.

IV.2) Relevés des spectres de bruit émis et de courant absorbé.

Le moteur est placé dans une chambre semi-anechoïque, c'est à dire que le sol n'est pas un matériau absorbant les sons; on peut toutefois considérer qu'il s'agit d'un champ libre car une onde sonore ne peut se réverbérer qu'une fois avant d'être absorbée par les autres parois. Ces conditions correspondent

à celles de nombreuses normes. Cette chambre permet également de ne pas être perturbé par les bruits extérieurs. Un microphone placé à deux mètres est relié à un analyseur de spectre. Celui-ci permet de relever le niveau de pression acoustique de chaque raie ainsi que le niveau total. La figure 10 montre le spectre relevé sans réseau de pondération sous tension nominale à vide avec une vitesse de rotation du rotor de 992tr/mn.

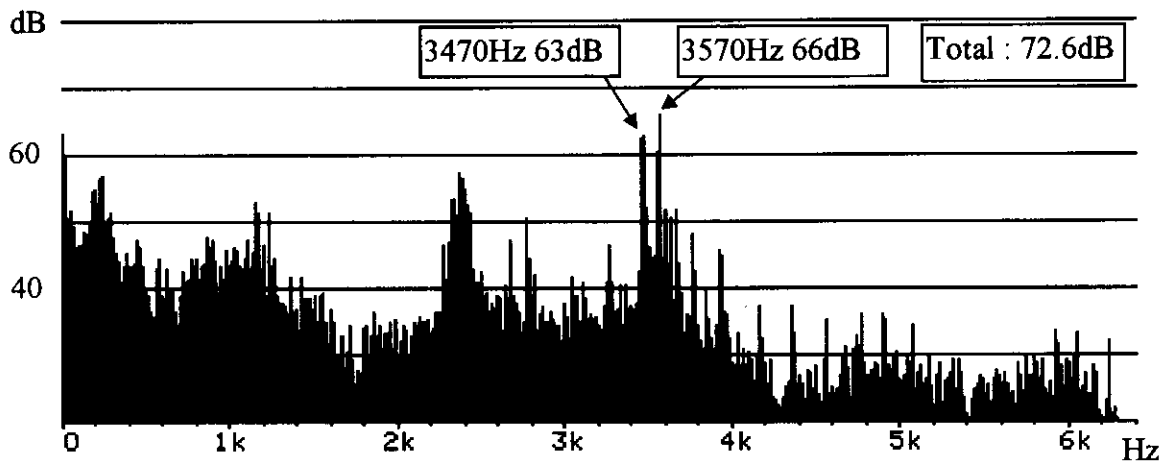


Figure 10 : spectre des niveaux de pression acoustique en dB.

Le niveau total de pression acoustique, relevé à deux mètres sans réseau de pondération, est de 72.6dB. On distingue sur ce spectre des raies importantes à 3470Hz et 3570Hz d'amplitude 63dB et 66dB. Pour s'assurer qu'elles sont d'origine magnétique, on procède comme précisé précédemment, on relève le spectre après avoir coupé l'alimentation du moteur. Le spectre de la figure 11 ne donne que les bruits d'origine mécanique et aérodynamique.

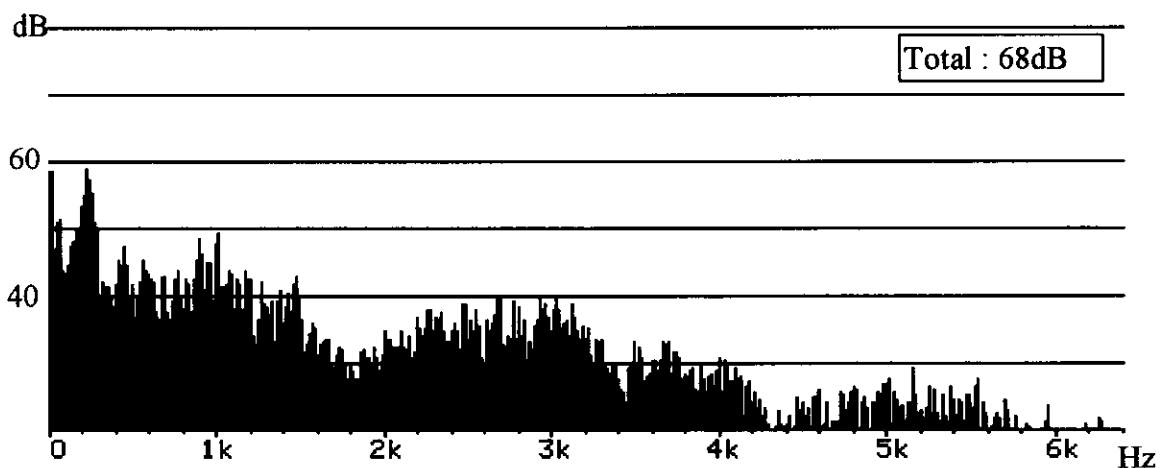


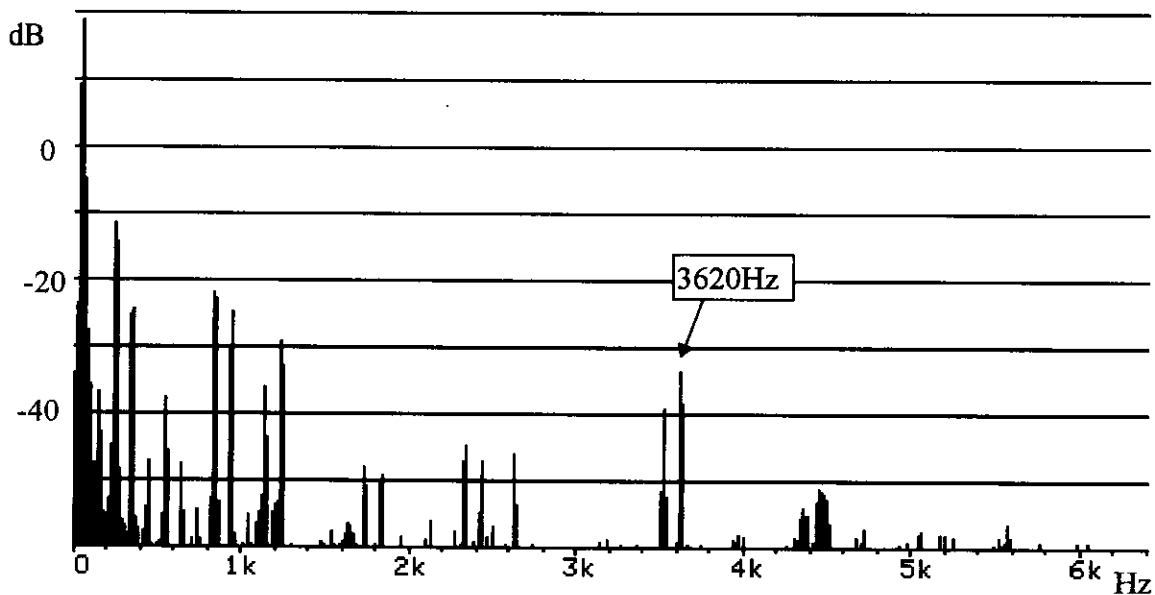
Figure 11 : bruits mécaniques et de ventilation.

Cette mesure permet de constater que les raies de bruit dominantes de cette machine, qui ont disparu suite à la coupure de l'alimentation, sont bien des raies de bruit magnétique à 3470Hz et 3570Hz. On remarque que ces fréquences sont relativement proches de celles de résonance correspondant aux modes 0 et 6 (4190Hz et 4229Hz).

La différence de pression totale entre les deux relevés est de 41%, le bruit magnétique est donc important sur cette machine.

Des travaux ont permis de montrer que le courant statorique comporte des harmoniques dont les fréquences encadrent celles des raies de bruit magnétique [18]. Le relevé du spectre du courant statorique absorbé par la machine présenté figure 12 confirme ce résultat. La présence de raies de

Le courant montre l'existence d'harmoniques d'induction dans l'entrefer. L'amplitude de la raie de courant à 3620Hz est de 23mA, soit $1/453^{ème}$ du fondamental. Cette fréquence correspond à 216 fois la fréquence de rotation plus la fréquence du réseau; la théorie des harmoniques d'induction permet d'expliquer ce nombre, 216 étant le plus petit commun multiple des nombres d'encoches statoriques et rotoriques, respectivement 72 et 54 [8], la fréquence correspondante est liée au phénomène de résonance de denture [19].



Conclusion.

Le bruit des machines électriques est, autant dans le domaine civil que militaire, un critère de qualité important à intégrer dans la conception d'une machine. Le bruit magnétique peut, dans certains cas, être plus important que les bruits dus aux frottements mécaniques et à la ventilation. Il est provoqué par la présence d'harmoniques d'induction dans l'entrefer; ils entraînent la présence d'ondes de force qui font vibrer le stator. Suivant le nombre de modes de déformations et la proximité éventuelle d'une fréquence de résonance mécanique, l'amplitude des vibrations, et donc l'intensité acoustique, diffère. Le bruit est plus gênant si sa fréquence est située dans une bande que l'oreille humaine perçoit fortement. La propagation du son dans l'environnement peut être estimée à l'aide d'un modèle sphérique ou cylindrique. Cet article et les études citées en référence [6][8] peuvent permettre à un constructeur de choisir correctement les nombres d'encoches statoriques et rotoriques d'une machine par rapport à ses dimensions de manière à éviter de générer un bruit magnétique important. Lorsque ce dernier dépasse le niveau permis il est possible d'utiliser un capot acoustique avec les implications que cela comporte au niveau thermique. Néanmoins lorsque ce dernier ne convient pas on peut utiliser une technique de réduction active développée au Laboratoire des Systèmes Electrotechniques et Environnement, permettant dans certains cas, de réduire le bruit magnétique par injection d'harmoniques de courant dans les enroulement statoriques. On peut ainsi créer des ondes de force qui s'opposent aux ondes de force gênantes. Ces courants de faibles amplitudes peuvent être injecté facilement dans une machine alimentée par un onduleur à modulation de largeur d'impulsions [20], ou, dans le cas d'une machine connectée directement au réseau, être fournis par un onduleur de faible puissance [8]

Références.

- [1] P. FRANCOIS, 'La machine électrique, source de bruit', Techniques de l'Ingénieur, D565, pp. 1-19.
- [2] P. FRANCOIS, 'La génération des bruits et la réponse des structures dans les moteurs asynchrones, en particulier en ce qui concerne les écoulements', Revue Générale de l'Electricité, Avril 1968, pp. 377-392.
- [3] H.W. MULLER, D. FOLLER, 'Regeln für lärmarme konstruktionen', Konstruktion 28, 1976, Springer-Verlag, pp. 333-339.
- [4] H. JORDAN, 'GERÄUSCHARME ELEKTROMOTOREN', W. Girardet, Essen 1950.
- [5] J. DELCAMBRE, P. FRANCOIS, B. JOST, 'Bruit des matériels électriques', Techniques de l'Ingénieur, D566,2 , pp. 1-19.
- [6] J.F. BRUDNY, '*Etude quantitative des harmoniques de couple du moteur asynchrone triphasé d'induction*', Thèse d'habilitation, Lille, 1991, N°H29.
- [7] P.L. TIMAR, A. FAZEKAS, J. KISS, A. MIKLOS, S.J. YANG, 'NOISE AND VIBRATION OF ELECTRICAL MACHINES', Elsevier, 1989.
- [8] B. CASSORET, '*Réduction active du bruit magnétique des machines asynchrones directement connectées au réseau*', Thèse de Doctorat en génie électrique de l'Université d'Artois, Béthune, 1996.
- [9] Ph. L. ALGER, 'THE NATURE OF INDUCTION MACHINES', 2nd edition, Gordon and Breach publishers, New-York, London, Paris, 1970.
- [10] Ph.L. ALGER, 'The magnetic noise of polyphase induction motors', Trans. Amer. IEEE, 1954, Pt. III A, N° 73, pp. 118-125.
- [11] S.P. VERMA, A. BALAN, 'Measurement techniques for vibration and acoustic noise of electrical machines', Sixth International Conference on Electrical Machines and Drives, IEE, London, UK, 1993, pp. 546-51.
- [12] S. WANATABE, S. KENJO, K. IDE, F. SATO, M. YAMAMOTO, 'Natural frequencies and vibration behaviour of motor stators', IEEE Trans., Vol. PAS-102, N°4, April 1983.
- [13] P. WITCZAK, '*Determination of mechanical vibrations caused by magnetic forces in induction motors*', Thèse d'habilitation, Politechnika Lodzka, Pologne, 1995, ZN NR725, Z. 217.
- [14] P. WITCZAK, 'The evaluation method of the coupling intensity of magnetic and strain fields in ferromagnetic laminations', International Symposium on Electromagnetic Fields and Forces, Southampton, 1991, pp. 129-134.
- [15] P. BARON, 'La lutte contre le bruit dans les installations électromécaniques', Bulletin de la S.F.E. N°95, Novembre 1958, pp. 710-732.
- [16] P. BARON, 'La mesure et l'analyse des bruits. Application au cas des machines électriques', Bulletin de la S.F.E. N°62, Février 1956, pp. 143-163.
- [17] S.J. YANG, A.J. ELLISON, 'MACHINERY NOISE MEASUREMENT', Oxford Science Publications, 1985.
- [18] J.F. BRUDNY, D. ROGER, 'Induction machine static sensor based on stator current measurement', IEE-PEVD 96, Power Electronics and Variable speed Drives, Londres, Angleterre, Septembre 1996.
- [19] J. F. BRUDNY, 'Sur un phénomène de résonance de denture dans les machines asynchrones', Journal de Physique III, JP, III, Mai 1997, pp.1009-1023.
- [20] D. BELKHAYAT, '*Réduction du bruit magnétique des machines asynchrones alimentées en tension sous fréquence variable*', Thèse de Doctorat en génie électrique, Lille, 1994, N° 1293.

Contacts:

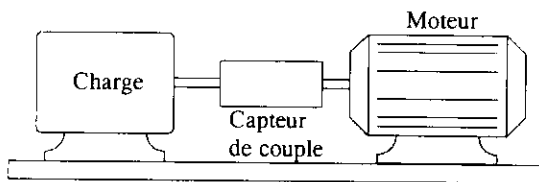
Tél : 03/21/63/23/60, Fax : 03/21/61/17/80, Mél : cassoret@univ-artois.fr

Mesure du couple instantané fourni par une machine Utilisation d'un couplemètre à torsion

Le Chenadec Jean Yves
LT Louis Armand
173 Bd de Strasbourg
94736 NOGENT SUR MARNE CEDEX

Introduction.

Dans de nombreuses applications, notamment lors de l'utilisation de système électromécanique pouvant présenter des résonances mécaniques, il est nécessaire d'évaluer le couple instantané fourni par un actionneur électrique. Parmi toutes les méthodes de mesure possible, nous allons nous intéresser principalement à la mesure directe du couple par utilisation d'un couplemètre à torsion, système de mesure présent dans de nombreux établissements d'enseignement, basé sur la mesure de la déformation d'un barreau élastique de raideur donnée.



Les principales difficultés posées par ce type de mesure sont l'évaluation de la déformation angulaire du barreau, ainsi que la détermination de la raideur (K) optimale du barreau, afin d'obtenir un rapport linéarité/sensibilité acceptable [1].

Parmi les systèmes de mesure de déformation couramment utilisés, nous pouvons citer :

- *Capteur à jauges de contraintes (transmission de l'information par contact bagues/balais ou transformateur tournant [6])

- *Capteurs inductifs (transformateur différentiel ou montage en méandre[5][6])

- *Mesure de déphasage (mesure du déphasage entre deux signaux issus de capteurs optiques placés à chaque extrémité de l'arbre).

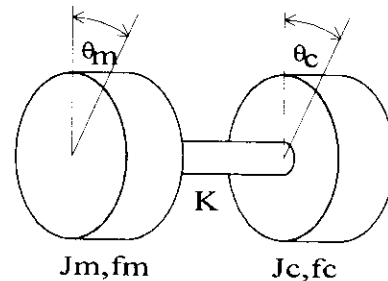
Mise en œuvre d'un couplemètre.

Les mesures présentées ont été réalisées à l'aide d'un couplemètre à méandre [4] (Staiger 0411/IE/20/W). Un tel couplemètre est constitué d'un barreau de torsion, ainsi que d'un élément de mesure inductif à méandre. Il fournit une information proportionnelle à l'angle de torsion du barreau. Une attention toute particulière doit être portée sur la qualité des accouplements, dont les déformations et les élasticités doivent être négligeables devant celle du barreau de torsion. Si cette condition n'est pas remplie, il est impossible de modéliser en régime dynamique l'ensemble de la chaîne cinématique, et toute mesure de couple instantané est alors impossible.

Modélisation.

L'objectif de cette modélisation est de trouver la fonction de transfert caractérisant la déformation du barreau en fonction du couple transmis $c(t)$. Nous considérerons dans

cette étude que le moteur ainsi que la charge peuvent être modélisés par une inertie (respectivement J_m et J_c) et par un coefficient de frottement visqueux (respectivement f_m et f_c). Nous supposons que le barreau de torsion présente un moment d'inertie négligeable devant J_m et J_c , et qu'il présente une raideur K:



Il est alors possible d'appliquer le principe fondamental de la dynamique sur le moteur et sur la charge:

$$J_m \frac{d^2\theta_m}{dt^2} + f_m \frac{d\theta_m}{dt} + K(\theta_m - \theta_c) = C_1(t)$$

$$J_c \frac{d^2\theta_c}{dt^2} + f_c \frac{d\theta_c}{dt} + K(\theta_c - \theta_m) = 0$$

On obtient après transformation de Laplace:

$$J_m p^2 \theta_m + f_m p \theta_m + K(\theta_m - \theta_c) = C_1$$

$$J_c p^2 \theta_c + f_c p \theta_c + K(\theta_c - \theta_m) = 0$$

Ce qui peut être écrit:

$$\begin{pmatrix} J_m p^2 + f_m p + K & -K \\ -K & J_c p^2 + f_c p + K \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \theta_m \\ \theta_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_1 \\ 0 \end{pmatrix}$$

Après inversion, on obtient:

$$\begin{pmatrix} \theta_m \\ \theta_c \end{pmatrix} = \frac{\begin{pmatrix} J_m p^2 + f_m p + K & -K \\ -K & J_c p^2 + f_c p + K \end{pmatrix} \begin{pmatrix} C_1 \\ 0 \end{pmatrix}}{(J_m p^2 + f_m p + K)(J_c p^2 + f_c p + K) - K^2}$$

D'où

$$\theta_m = \frac{J_c p^2 + f_c p + K}{(J_m p^2 + f_m p + K)(J_c p^2 + f_c p + K) - K^2} \cdot C_1$$

$$\theta_c = \frac{-K}{(J_m p^2 + f_m p + K)(J_c p^2 + f_c p + K) - K^2} \cdot C_1$$

Le couplemètre fournissant en bout de chaîne une tension (notée M_{es}) proportionnelle à la torsion de l'arbre, donc à $\theta_m - \theta_c$, il présente une grandeur de sortie M_{es} vérifiant : $M_{es} = G_o(\theta_m - \theta_c)$.

$$M_{es} = G_o \cdot \frac{J_c p^2 + f_c p}{(J_c p^2 + f_c p + K)(J_m p^2 + f_m p + K) - K^2} \cdot C_1$$

$$Mes = Go. \frac{J_c \cdot p + f_c}{\left(\begin{array}{l} J_c \cdot J_m \cdot p^3 + (J_c \cdot f_m + J_m \cdot f_c) \cdot p^2 + \\ (K \cdot (J_c + J_m) + f_m f_c) \cdot p + K \cdot (f_m + f_c) \end{array} \right)} \cdot Ct$$

Plusieurs cas peuvent alors se présenter:

fm ≈ 0, fc ≈ 0

Dans ces conditions, l'expression de Mes devient:

$$Mes = Go. \frac{J_c}{\left(J_c \cdot J_m \cdot p^2 + K \cdot (J_c + J_m) \right)} \cdot Ct$$

Nous sommes en présence d'un système du deuxième ordre à amortissement nul résonnant à la pulsation naturelle du système:

$$\omega_0 = \sqrt{K \frac{J_m + J_c}{J_m \cdot J_c}}$$

fm ≠ 0, fc ≠ 0

La factorisation de l'expression de Mes en fonction de Ct étant particulièrement fastidieuse, nous allons séparer cette étude en deux:

ω "petit"

Cette étude correspond à une plage de fréquences où $(J_m \cdot f_c + J_c \cdot f_m) \omega^2 < K(f_m + f_c)$ et $J_c \cdot J_m \omega^3 < (K(J_m + J_c) + f_m f_c) \omega$. Si l'on suppose alors que K est suffisamment grand pour que le produit $f_m \cdot f_c$ soit négligeable devant $K(J_m + J_c)$ (ce qui sera souvent le cas), nous pouvons écrire:

$$Mes = Go. \frac{J_c p + f_c}{K(J_m + J_c)p + K(f_m + f_c)} \cdot Ct$$

D'où

$$Mes = Go. \frac{f_c}{K(f_m + f_c)} \cdot \frac{1 + \tau_c p}{1 + \tau_b p}$$

Où

$$\tau_c = \frac{J_c}{f_c} : \text{constante de temps mécanique de la charge}$$

et

$$\tau_b = \frac{J_c + J_m}{f_c + f_m} : \text{constante de temps mécanique du banc.}$$

ω "grand"

Cette étude correspond à une plage de fréquence où $J_c p + f_c \cong J_c p$ (en module et en phase) et $(J_m f_c + J_c f_m) \omega^2 > K(f_m + f_c)$. Nous pouvons alors écrire:

$$Mes = Go. \frac{J_c}{\left(J_c \cdot J_m \cdot p^2 + (J_c \cdot f_m + J_m \cdot f_c) \cdot p + K \cdot (J_m + J_c) \right)} \cdot Ct$$

d'où

$$Mes = Go. \frac{J_c}{K \cdot (J_m + J_c)} \cdot \frac{1}{1 + 2z \frac{p}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}} \cdot Ct$$

où

$$\omega_0 = \sqrt{K \frac{J_m + J_c}{J_m \cdot J_c}}$$

(nous retrouvons la pulsation naturelle du système) et

$$z = \frac{J_m \cdot f_c + J_c \cdot f_m}{\sqrt{4 \cdot J_c \cdot J_m \cdot K \cdot (J_c + J_m)}}$$

Remarque:

Si $\omega \gg \frac{1}{\tau_c}$ et $\omega \gg \frac{1}{\tau_b}$, alors:

$$\frac{f_c}{K(f_m + f_c)} \cdot \frac{1 + \tau_c p}{1 + \tau_b p} \approx \frac{J_c}{K(J_c + J_m)}$$

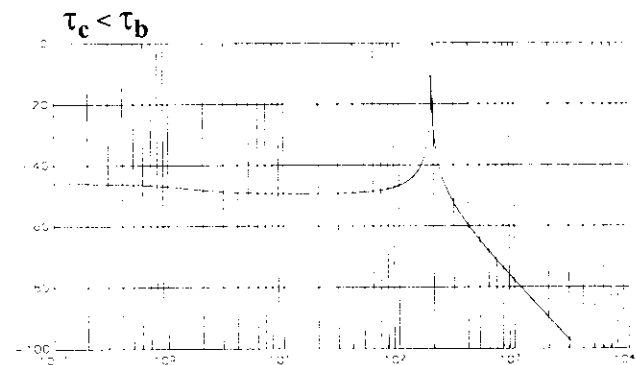
Nous pouvons donc écrire, dans le cas où les constantes de temps mécaniques des machines sont très inférieures (environ une décade) à la pulsation naturelle du système :

$$Mes = Go. \frac{f_c}{K(f_m + f_c)} \cdot \frac{1 + \tau_c p}{1 + \tau_b p} \cdot \frac{1}{1 + 2z \frac{p}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}}$$

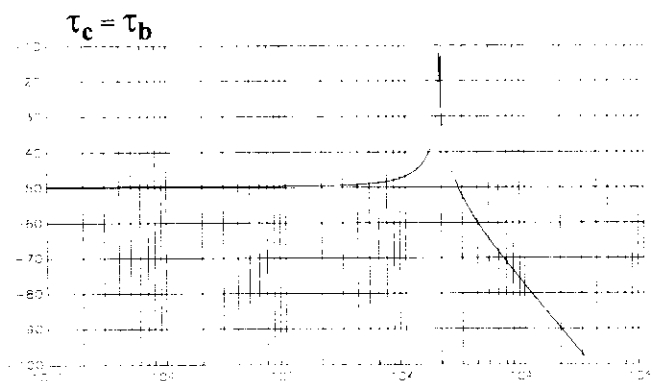
où

$$\omega_0 = \sqrt{K \frac{J_m + J_c}{J_m \cdot J_c}} \text{ et } z = \frac{J_m \cdot f_c + J_c \cdot f_m}{\sqrt{4 \cdot J_c \cdot J_m \cdot K \cdot (J_c + J_m)}}$$

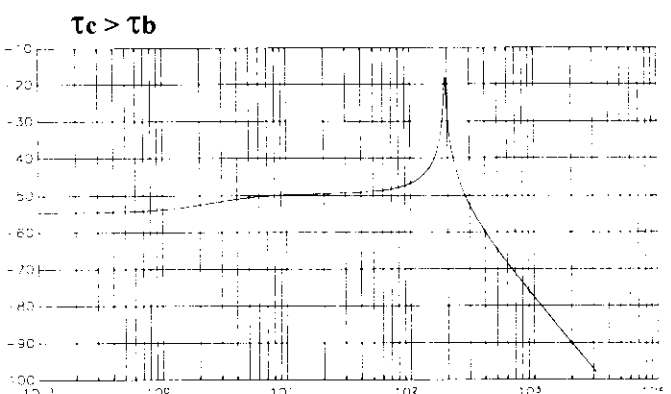
Suivant les valeurs de τ_c et τ_b , trois cas de figure peuvent se produire:



Fonction de transfert du couplemètre τ_c (1s) < τ_b (2s)



Fonction de transfert du couplemètre $\tau_c = \tau_b$ (2s)



Fonction de transfert du couplemètre τ_c (2s) > τ_b (4s)

Il apparaît donc que quelles que soit les constantes mécaniques du banc, les signaux issus du système de mesure ne seront pas utilisables directement. Il est donc nécessaire d'identifier aussi finement que possible le système de mesure, afin de pouvoir déconvoluer de façon satisfaisante les signaux fournis par le couplemètre.

Identification d'un système réel.

Comme nous venons de le voir, la relation liant le couple transmis par le moteur vers la charge à l'information fournie par le système de mesure est relativement complexe. Sa détermination peut être effectuée de deux façons différentes:

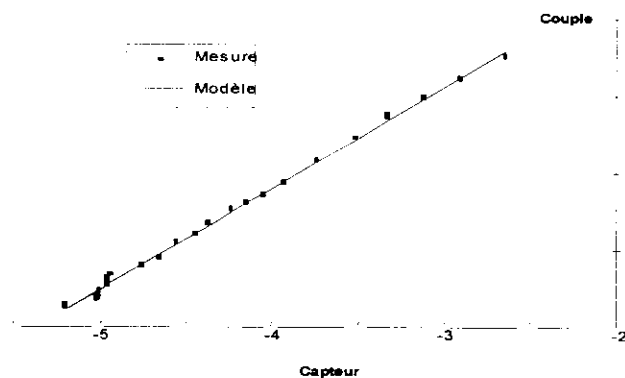
- * Par le calcul, à partir des grandeurs K, J_m, J_c, f_m, f_c
- * Par l'expérimentation à partir d'une étude temporelle ou fréquentielle.

Les valeurs de raideur, de moment d'inertie, et surtout de coefficients de frottement fournis par les constructeurs (quand elles le sont) n'étant pas suffisamment fiables, et leurs évaluations étant relativement complexes, il semble plus judicieux de réaliser une identification du système.

Etalonnage du capteur.

Dans un premier temps, il est possible de déterminer la valeur du gain statique de la fonction de transfert à partir d'une étude aux valeurs moyennes. Le relevé de la valeur moyenne de la tension fournie par le capteur de couple en fonction du couple moteur et des pertes mécanique du moteur permet de calculer le gain statique.

Il est alors possible de tracer la caractéristique $\frac{\text{Couple Transmis}}{\text{Tension capteur}}$:



Nous pouvons constater que le système de mesure utilisé est linéaire mais qu'il possède un offset non négligeable. Nous effectuerons donc une première correction sur les mesures en utilisant une relation du type:

$$\langle \text{Mes}^* \rangle = A \cdot \langle \text{Mes} \rangle + B$$

Le couple transmis dépend alors de Mes^* par l'équation suivante:

$$\text{Mes}^* = H(p) \text{ Ct}$$

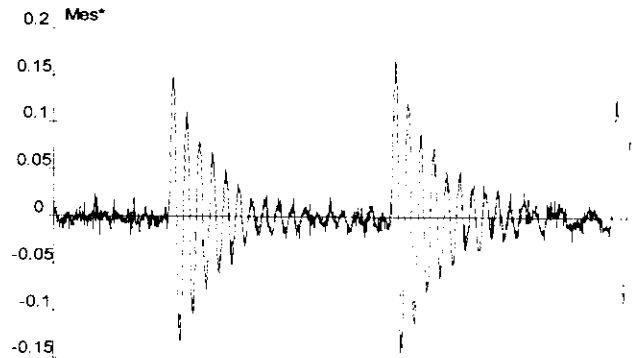
Où

$$H(p) = \frac{1 + \tau_c p}{1 + \tau_b p} \cdot \frac{1}{1 + 2z \frac{p}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}}$$

La valeur moyenne du couple transmis est alors égale à la valeur moyenne de Mes^* .

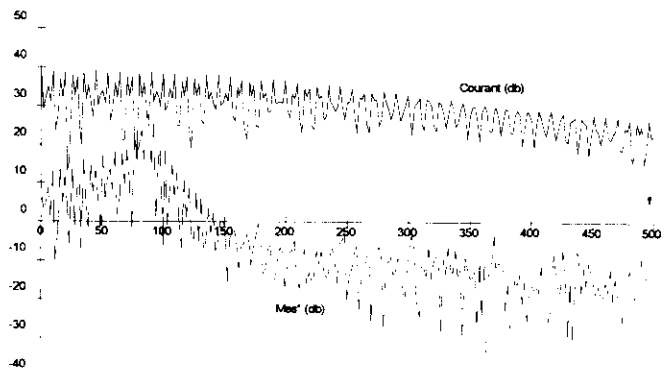
Réponse de la chaîne de mesure à une impulsion de couple.

Afin de déterminer $H(p)$ de façon précise, il est nécessaire d'effectuer un essai où l'on connaisse de façon aussi précise que possible la forme du couple transmis, afin de pouvoir étudier de façon précise la relation Mesure/Couple transmis. Si une machine à courant continu est présente sur le banc, il est alors possible d'injecter une impulsion de courant, d'en déduire la forme du couple électromagnétique, du couple transmis et de relever la réponse du couplemètre (Mes et donc Mes^*) :



Analyse fréquentielle

Afin de faire une première étude de $H(p)$, il est possible de calculer les spectres de Mes^* et de I :



Si nous retrouvons de façon évidente un comportement deuxième ordre peu amorti, il est relativement difficile de faire apparaître les constantes de temps τ_c et τ_b . Nous tirerons néanmoins de cette étude deux enseignements:

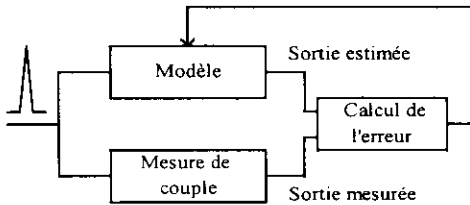
$$\omega_0 \cong 350 \text{ rad/s (85Hz)}$$

$$z \cong 0 \text{ (facteur de résonance proche de 20db)}$$

Il s'avère que même une analyse spectrale relativement fine des mesures effectuées ne permet pas une identification correcte de $H(p)$, c'est pourquoi nous allons effectuer une analyse temporelle du système.

Analyse temporelle

Cette analyse a été réalisée à partir de l'essai impulsionnel précédant. Nous recherchons alors une fonction de transfert de type premier ordre sur troisième ordre qui minimise l'erreur entre la sortie mesurée et la sortie estimée à partir de notre modèle:



$$\frac{s(z)}{e(z)} = \frac{B3}{B1} \cdot \frac{1 + \frac{B4}{B3} z^{-1}}{1 + \frac{B2}{B1} z^{-1}}$$

* Modèle complet :

Nous obtenons alors le modèle numérique complet:

$$\frac{s(z)}{e(z)} = \frac{B3}{B1} \cdot \frac{1 + \frac{B4}{B3} z^{-1}}{1 + \frac{B2}{B1} z^{-1}} \cdot \frac{1}{A1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{A2}{A1} z^{-1} + \frac{A3}{A1} z^{-2}}$$

Choix d'un modèle

L'ensemble des systèmes d'acquisition et de traitement dont nous disposons sont des systèmes échantillonnés. Il est donc nécessaire de modifier le modèle du couplemètre par son équivalent échantillonné. Les constantes de temps et pulsation de cassure du modèle seront toujours très supérieures aux périodes d'échantillonnage, il est donc possible d'utiliser une transformation dite "aux différences" : nous assimilons les dérivations aux variations du système sur une période d'échantillonnage.

Il est alors possible de transformer les fonctions de transfert du premier ordre et du deuxième ordre en équations récurrentes:

* Deuxième ordre:

$$s(p) = \frac{e(p)}{1 + 2z \frac{p}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}}$$

On peut écrire:

$$s(p) \left(1 + 2z \frac{p}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2} \right) = e(p)$$

d'où après transformation aux différences :

$$s_n + \frac{2z}{\omega_0} \cdot \frac{s_n - s_{n-1}}{T_e} + \frac{1}{\omega_0^2} \cdot \frac{s_n - 2s_{n-1} + s_{n-2}}{T_e^2} = e_n$$

soit

$$A1 \cdot s_n + A2 \cdot s_{n-1} + A3 \cdot s_{n-2} = e_n$$

avec

$$A1 = 1 + \frac{2z}{\omega_0 \cdot T_e} + \frac{1}{\omega_0^2 \cdot T_e^2}$$

$$A2 = -\frac{2z}{\omega_0 \cdot T_e} - \frac{2}{\omega_0^2 \cdot T_e^2}$$

$$A3 = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot T_e^2}$$

d'où l'équation en z :

$$\frac{s(z)}{e(z)} = \frac{1}{A1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{A2}{A1} z^{-1} + \frac{A3}{A1} z^{-2}}$$

* Premier ordre :

$$H(p) = \frac{1 + \tau_1 p}{1 + \tau_2 p}$$

De la même façon que précédemment, on peut écrire l'équation récurrente équivalente :

$$B1 s_n + B2 s_{n-1} = B3 \cdot e_n + B4 \cdot e_{n-1}$$

avec

$$B1 = 1 + \frac{\tau_1}{T_e} \quad B2 = -\frac{\tau_1}{T_e}$$

$$B3 = 1 + \frac{\tau_2}{T_e} \quad B4 = -\frac{\tau_2}{T_e}$$

d'où l'équation en z:

Optimisation des coefficients du modèle

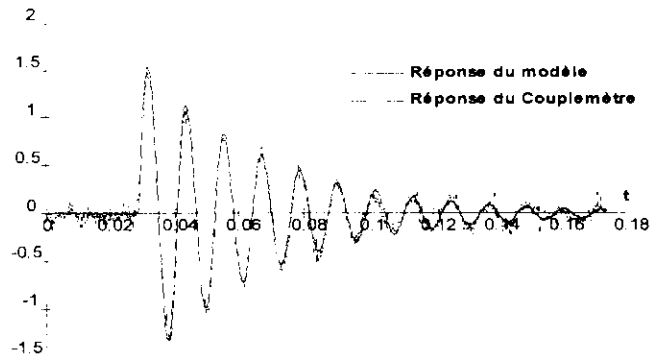
L'optimisation des coefficients du modèle peut être réalisée à l'aide du module de résolution de problème intégré au tableur EXCEL (méthode des gradients conjugués). Cette optimisation se déroule en trois phases :

* La programmation du modèle

* Le calcul de l'erreur quadratique mesurée entre la sortie du couplemètre et la sortie du modèle.

* L'optimisation des coefficients du modèle

Après optimisation, nous pouvons comparer la sortie mesurée et la sortie estimée :



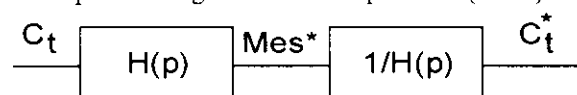
On peut constater une correspondance satisfaisante des deux réponses. Les coefficients retenus sont les suivants :

A1	55.7
A2	-109
A3	55
B1	6401
B2	-6400
B3	9601
B4	-9600
Te	2.5 10 ⁻⁴

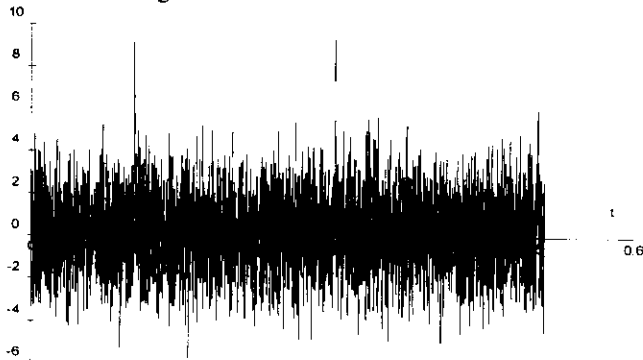
Ce qui correspond à $\tau_c \cong 2.4s$, $\tau_b \cong 1.6s$, $\omega_0 \cong 2 \cdot \pi \cdot 85$ rad/s et $z \cong 0$.

Traitement des mesures.

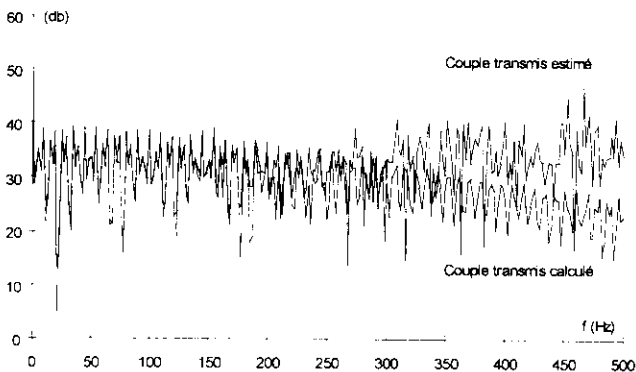
Comme nous venons de le voir, le signal généré par le couplemètre est le résultat du produit de convolution du couple transmis avec la réponse impulsionnelle du couplemètre. Il est donc alors possible de retrouver le couple transmis à partir du signal issu du couplemètre (Mes*) :



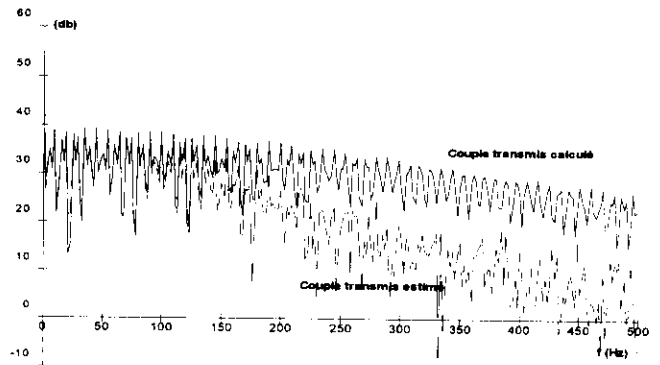
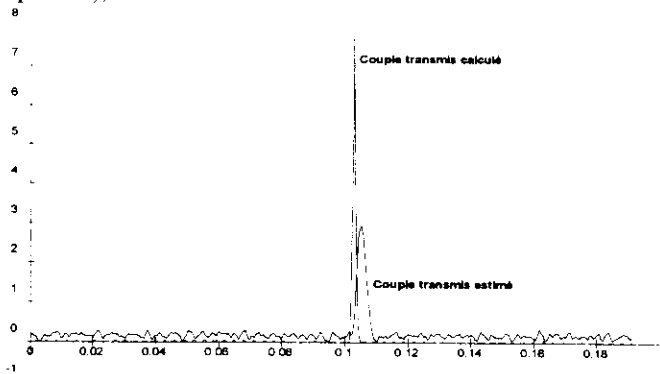
Malheureusement, une telle opération est impossible directement. En effet, le comportement dérivateur de $1/H(p)$ (pour $\omega > \omega_0$) amplifie de façon très importante tous les bruits présent sur le signal :



Ce phénomène est particulièrement visible si l'on analyse les spectres du couple transmis calculé à partir de la forme d'onde du courant et le couple estimé après déconvolution :



Il apparaît que pour les fréquences supérieures à 200Hz, l'amplitude du spectre du signal estimé devient plus importante que celle du signal calculé. Cette déformation est due à l'amplification du bruit présent sur le signal Mes*, dont les caractéristiques dépendent principalement du système d'acquisition. Il est donc nécessaire d'introduire dans la chaîne de calcul un filtre passe bas afin d'éliminer ce phénomène. L'ordre de ce filtre peut être fixé arbitrairement, alors que la fréquence de cassure doit être choisie en fonction de l'étendue du domaine spectral que nous souhaitons analyser, ou à partir d'une analyse spectrale des bruits introduits par la chaîne de mesure. Si par exemple, nous fixons la fréquence de cassure à 150 Hz (qui correspond à la borne haute de concordance des spectres), nous obtenons les résultats suivants :



La correspondance des spectres pour les fréquences inférieures à la fréquence de cassure est satisfaisante, alors que la déformation sur la réponse temporelle peut paraître importante, du fait de la nature impulsionnelle du signal. Les formes de couple que nous aurons à étudier posséderont généralement des dynamiques réduites, et une limitation de l'étude aux fréquences à la fréquence de cassure du filtre passe bas introduit n'entraînera pas d'erreurs significatives sur les résultats.

Conclusion

La mesure du couple instantané fourni par une machine est un problème complexe, pour lequel il n'existe pas de solution universelle. Parmi les diverses techniques connues [2][3][5], l'utilisation d'un couplemètre peut sembler, à première vue, la plus simple mécaniquement. Il s'avère que les modélisations couramment rencontrées pour ce type de technique (avec arbre de torsion) [2][6] négligent l'écart pouvant exister entre les constantes mécaniques des éléments du système, ce qui peut entraîner une erreur de mesure importante pour les composantes spectrales comprises entre ces fréquences de cassure -mécaniques- et la fréquence propre du système. Après avoir effectué une modélisation et une identification suffisamment fine de l'ensemble, et après avoir testé diverses techniques de déconvolution (nous n'avons présenté ici que celle retenue), il est possible de mesurer, sur une bande de fréquence relativement large, le couple transmis.

- [1] Y.GUEGAN "Les harmoniques de couple du moteur asynchrone polyphasé". Thèse de Docteur Ingénieur, Lille, N°120 Oct.1971
- [2] J.F.BRUDNY "Etude quantitative des harmoniques de couple du moteur asynchrone triphasé d'induction". Mémoire d'habilitation à diriger des recherches, LEEP, 1991.
- [3] M.L.McCLELLAND, H.C.LOVATT and J.M.STEPHENSON "Wide-Bandwidth torque and power measurement in reluctance motor drives". EPE FIRENZE 1991, vol I, p 374-379.
- [4] "Mesure de couple ", Staiger Mohilo (documentation technique), 1991
- [5] "Load Cell and Torque, Sensor Handbook", Eaton Corporation, 1988
- [6] Guy VALEMBOSIS "Accouplements élastiques" Techniques de l'ingénieur, traité Mécanique et Chaleur, B 5805

L'énergie sur la terre : analyse des ressources et de la consommation. La place de l'énergie électrique.

Bernard MULTON

Antenne de Bretagne de l'École Normale Supérieure de Cachan

1- Introduction

La terre reçoit, à un rythme assez régulier, une grande quantité d'énergie principalement grâce au rayonnement du soleil mais également, dans une moindre mesure, de son noyau en fusion et de l'interaction gravitationnelle avec la lune. Une partie de cette énergie est "dégradée" à la surface de la terre par les cycles naturels météorologiques, une autre partie –plus faible– est utilisée par les êtres vivants –flore et faune– dont les humains. Ces derniers ont, depuis quelques décennies, atteint un tel niveau d'activité qu'ils produisent de la chaleur à grande échelle par la combustion des carburants fossiles, de la biomasse mais aussi des combustibles nucléaires (la consommation totale d'énergie représente environ 1/6000^{ème} de l'énergie rayonnée au sol par le soleil). Si l'on considère en outre les émissions de gaz correspondantes comme celle de dioxyde de carbone, l'humanité en très forte croissance commence à représenter un élément très perturbateur de l'écosystème, qui risque de rompre un équilibre très subtil dont nous connaissons mal les capacités d'adaptation... Rappelons qu'actuellement, seule une faible proportion des êtres humains (environ 20%) –celle des pays industrialisés– dissipe à elle seule les trois quarts de l'énergie convertie par les activités humaines. Que se passera-t-il si toute l'humanité atteint –et elle y prétend légitimement– ce niveau de consommation ? Inexorablement, selon une loi de diffusion classique en physique, les différences de niveau de vie s'équilibrent entre les pays riches et pays en voie de développement et il va devenir nécessaire d'optimiser sérieusement notre consommation d'énergie par habitant. Surtout il faut apprendre à ne plus la gaspiller si nous voulons conserver notre niveau de confort d'habitant favorisé des pays fortement industrialisés. Autant que possible, il faut utiliser le plus directement possible ce que l'on reçoit de la nature avant de tout transformer en électricité par exemple. C'est dans ce contexte que l'on peut s'interroger sur les nouvelles habitudes qu'il serait bon de prendre.

De 1950 à nos jours, tandis que la demande d'énergie primaire (énergies fossiles, nucléaire et renouvelables, pas l'électricité produite à partir de chaleur) a quadruplé, la consommation d'électricité a été multipliée par 12. La proportion de l'énergie traitée électriquement a sensiblement été multipliée par 3. Actuellement, 25% de l'énergie primaire mondiale est consommée pour faire de l'électricité et l'énergie électrique représente environ 12% de l'énergie totale mise en oeuvre, ces proportions sont respectivement d'environ 50% et 20% en France. L'électricité

semble un excellent vecteur d'énergie, en effet, les différents processus de traitement et de conversion de l'énergie électrique peuvent se faire avec un très bon rendement et avec une très grande facilité de contrôle et de régulation, c'est d'ailleurs ces qualités qui ont contribué à son inexorable progression depuis cent cinquante ans. Mais il faut savoir produire l'électricité « proprement » et avec un bon rendement, enfin, il devient impératif de l'utiliser à bon escient.

Dans cet article, nous proposons d'essayer de faire le point sur les ressources en énergie de la terre et sur la façon dont elles sont utilisées (chapitre 2). Dans le chapitre 3, nous mettons en évidence la place de l'énergie électrique et les diverses ressources permettant de la produire plus "proprement". La répartition de la consommation d'électricité selon les domaines est également décrite.

Remarque : les chiffres donnés peuvent être sujet à des variations selon les sources. De nombreux recoupements ont été effectués de façon à maximiser leur crédibilité et à s'affranchir des nombreuses erreurs rencontrées (facteurs 10³ et 10⁶).

2- Les ressources en énergie de la planète terre et la consommation

2.1- Unités et équivalences

L'une des difficultés que l'on rencontre, lorsque l'on fait une telle analyse est la multiplicité des unités d'énergie utilisées (tonnes équivalent pétrole, TW.h, exajoule EJ...). Afin de faciliter la compréhension, il nous a semblé que l'unité, dont la dimension est la plus « humaine » pour un électricien, était le kW.h (kilowatt-heure) ! C'est donc celle qui sera utilisée dans tout l'article.

Quelques équivalences utiles lorsque l'on veut analyser les nombreuses données disponibles dans différents secteurs :

1 W.h = 3600 J (1 TW.h = 10 ¹² W.h, 1 EJ = 10 ¹⁸ J)
1 t.e.p. ≅ 11 600 kW.h (tonne équivalent pétrole)
1 baril (159 l ou 140 kg) ≅ 1700 kW.h
1 BTU (British Thermal Unit) ≅ 252 cal ≅ 1050 J
1 thermie = 100 000 BTU

Les valeurs énergétiques moyennes des principaux combustibles sont données dans le tableau 1 :

hydrogène	gaz naturel	propane	butane	charbon	fuel	essence	bois	uranium naturel
34 kW.h/kg	10 à 12 kW.h/m ³	26,7 kW.h/m ³	34,9 kW.h/m ³	7,2 kW.h/dm ³	11,6 kW.h/dm ³	12 kW.h/dm ³	2 à 4 kW.h/kg	116 000 kW.h/kg

Tableau 1

2.2- Les ressources

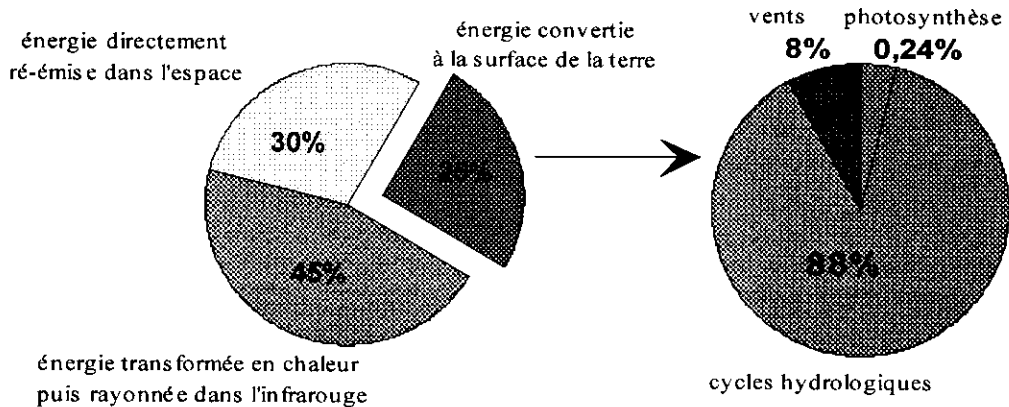
Énergies renouvelables

L'énergie solaire

La surface de la terre reçoit chaque année 1,6 10¹⁸ kW.h (équivalent à une puissance continue de 180 10⁶ GW), 30% sont directement réfléchis dans l'espace, 45% sont absorbés, convertis en chaleur et rayonnés dans l'infrarouge. Les 25% restant alimentent les cycles hydrologiques (24%) et la photosynthèse (0,06%) soit l'équivalent d'une moyenne de 45 10⁶ GW.

L'énergie rayonnée au sol vaut environ 720.10¹⁵ kW.h. Selon les régions, l'énergie reçue à la surface de la terre varie, par m², de 1100 kW.h à 2300 kW.h/an, soit une puissance moyenne (répartie sur l'année, en tenant compte des alternances jour-nuit et des périodes nuageuses) de 120 à 260 W par m² et une puissance

crête de plus d'1 kW/m². Cette énergie peut être directement transformée en chaleur avec un excellent rendement ou, encore, en électricité mais dans des conditions nettement moins bonnes. Une partie de cette énergie sert à la photosynthèse : 950.10¹² kW.h, ce qui conduit à la production lente de matières combustibles comme le bois ou les fossiles (charbon, pétrole, gaz naturel). Les combustibles fossiles à la différence du bois sont le fruit d'une longue accumulation et ne peuvent être considérés comme renouvelables. Il aura fallu des dizaines de millions d'années pour constituer les réserves de combustibles que nous aurons mis moins de deux siècles à consommer...



Répartition des $1600 \cdot 10^{15}$ kW.h reçus annuellement du soleil par la terre

Le soleil

45% de l'énergie rayonnée par le soleil tombe sur les mers tropicales, la différence de température entre les eaux de surface (23°C) et les eaux des profondeurs (-6°C à 1000 m) peut être utilisée, par exemple, pour actionner des moteurs thermiques. Les ressources « thermique-mer » représentent un potentiel de $8 \cdot 10^{12}$ kW.h.

Sur les $720 \cdot 10^{15}$ kW.h du rayonnement solaire reçu au sol, la part qui semble exploitable atteint $26 \cdot 10^{15}$ kW.h annuels, ce qui suffirait très largement à satisfaire nos besoins (environ 0,5% de cette quantité, voir chapitre 2.3).

Les cycles hydrologiques représentent $370 \cdot 10^{15}$ kW.h. L'évaporation de l'eau (principalement des océans) conduit à des précipitations canalisées ensuite par les rivières et les fleuves et également aux vents. Les vagues provoquées par le vent constituent également une source d'énergie exploitable. Les orages ne représentent qu'une faible partie de cette énergie qu'il est d'ailleurs quasi-impossible d'utiliser compte tenu de son caractère très impulsif et chaotique.

L'énergie hydraulique est utilisée de longue date ; au Moyen Âge, les moulins à eau constituaient la principale source d'énergie pour l'industrie. Aujourd'hui, l'énergie hydraulique est la principale énergie renouvelable utilisée pour la production d'électricité. L'énergie hydraulique techniquement exploitable, d'après [Web_LANL], vaut $25 \cdot 10^{12}$ kW.h ($15 \cdot 10^{12}$ kW.h, d'après [CHAB_EU97]), soit environ 5 à 8 fois ce qui est déjà exploité. Le potentiel est déjà bien utilisé dans les pays de l'OCDE mais il peut encore se développer dans nombre de pays en voie de développement.

L'énergie éolienne est également exploitée depuis longtemps, la propulsion à voile des bateaux, les moulins à vent et les pompes à eau de nos campagnes en sont les principaux témoignages. Les ressources exploitables mondialement sont énormes et sont estimées [Web_LANL] à $1 \cdot 10^{15}$ kW.h/an. En France, sur les côtes, la réserve est de 4 à 6000 kW.h/m^2 , en plaine, on obtient de 300 à 1000 kW.h/m^2 (la surface comptée est celle de l'hélice face au vent, axe horizontal). Ainsi une hélice de 40 m de diamètre brasse 1200 m^2 et produira, sur un site à 1000 kW.h/m^2 , environ $1,2 \cdot 10^9$ kW.h par an. Le gisement éolien français est estimé à $60 \cdot 10^9$ kW.h. [EDF_sept97] soit 13% de la production actuelle d'électricité.

La houle offre une puissance d'environ 50 à 80 kW par mètre linéaire de front de vague. L'un des problèmes est de construire des dispositifs capables de résister aux tempêtes. D'après [CHAB_EU97], l'énergie des vagues disponible est de $700 \cdot 10^9$ kW.h dont $87 \cdot 10^9$ kW.h/an techniquement utilisables.

La biomasse et la vie animale

Les énergies issues de la photosynthèse sont les plus anciennement utilisées. Les végétaux nous donnent la biomasse; le feu de bois est sûrement la plus primitive des sources d'énergie maîtrisées par l'Homme, il reste aujourd'hui une énergie essentielle dans les pays pauvres. La bagasse, déchet de la canne à sucre est une des variantes de la biomasse. D'après [Web_LANL], l'énergie qui peut être extraite

annuellement de la biomasse atteint $58 \cdot 10^{12}$ kW.h. Les animaux de trait fournissent depuis longtemps de l'énergie pour les travaux agricoles mais également pour l'entraînement de pompes d'irrigation ainsi que d'autres dispositifs. Enfin, la biomasse moderne — les ordures ménagères — est aujourd'hui de plus en plus exploitée pour faire de la chaleur ou de l'électricité. Notons enfin que la vie animale consomme une quantité d'énergie non négligeable. Les 5,7 milliards d'êtres humains consomment « biologiquement » $3 \cdot 10^{12}$ kW.h, soit l'équivalent de 2,5% de l'énergie qu'ils dégradent dans leurs diverses activités et environ 0,3% de l'énergie utilisée pour la photosynthèse.

La géothermie

Le noyau terrestre en fusion dégage une énergie correspondant à une puissance estimée à $35\,000\text{ GW}$ soit une énergie annuelle de $300 \cdot 10^{12}$ kW.h. Selon les lieux, le flux géothermique varie de $0,05$ à 1 W/m^2 , ce qui est très faible par rapport au rayonnement solaire. Les réserves exploitables sont d'environ $26 \cdot 10^{12}$ kW.h en haute énergie (150 à 350°C , utilisée pour la production d'électricité) et $280 \cdot 10^9$ kW.h en basse énergie (50 à 90°C pour le chauffage). La croissance prévue est très forte : coefficient 20 à 100 durant la prochaine décennie.

Le couple terre-lune

L'interaction terre-lune a, en particulier, comme effet les marées. L'énergie annuelle marémotrice représente environ $25 \cdot 10^{12}$ kW.h. Une faible partie est utilisable dans les zones à forte marée présentant un étranglement, on l'estime [Web_LANL] à $270 \cdot 10^9$ kW.h ou $500 \cdot 10^9$ kW.h [CHAB_EU97] (l'usine de la Rance produit annuellement : $0,54 \cdot 10^9$ kW.h).

Le tableau 2 montre un bilan des énergies renouvelables exploitables [Web_LANL et REE_sept97]. Le tableau 3 montre une prévision d'évolution de l'exploitation de quelques sources renouvelables d'énergie.

Énergies « épuisables » (voir tableau 4)

Il s'agit, en supposant qu'à notre échelle temporelle, le soleil et le noyau terrestre sont des sources inépuisables d'énergie, les carburants fossiles créés durant des millions d'années par la photosynthèse donc le soleil sont épuisables. En un peu plus d'un siècle, nous aurons brûlé une grande partie de ces réserves. L'uranium utilisé dans les réactions de fission nucléaire est également épuisable. Depuis 1970, nous avons doublé notre consommation de pétrole. Le pétrole représentait alors 45% de l'énergie consommée alors que cette proportion est tombée à 38% aujourd'hui et semble se stabiliser dans les années à venir.

Attention les durées sont très hypothétiques : réserves connues et rythme actuel de la consommation... Mais les prospections continuent et, chaque année, on enregistre une augmentation d'environ 1% des réserves exploitables. Dans ces conditions, nous disposons d'une durée limitée d'exploitation de ces énergies qu'il est difficile d'évaluer objectivement. Il est ainsi très probable que nous aurons épuisé les énergies fossiles durant le XXI^{ème} siècle.

Bilan du potentiel exploitable des énergies renouvelables (principalement d'après [Web_LANL]) :

Sources	rayonnement solaire	biomasse	vents	vagues	hydraulique	géothermie	marée
énergie exploitable	26.10 ¹⁵ kW.h	58.10 ¹² kW.h	1.10 ¹⁵ kW.h	25.10 ¹² kW.h	25.10 ¹² kW.h	26.10 ¹² kW.h	270.10 ⁹ kW.h

Tableau 2

Prévision de l'évolution de l'exploitation des « nouvelles » énergies pour la production d'électricité de 1997 à 2000, (consommation totale mondiale 1997 ≈ 120.10¹² kW.h [Web EIA] et [CHAB EU97]) :

Source d'énergie renouvelable	10 ⁹ kW.h en 1997	% de la consommation mondiale en 1997	10 ⁹ kW.h en 2000 (prévision)	% de la consommation mondiale en 2000
éoliennes	6 à 9	0,006% à 0,009%	14	0,013
géothermie électrique	55	0,046	126	0,1
marémotrice	0,4	0,0004%	?	?
solaire direct	2 à 3	0,0025%	?	?

Tableau 3

Réserves prouvées exploitables et totales estimées [Web IFP et CEA] d'énergies fossiles et d'uranium [Web CEA et LANL] :

Sources d'énergie épuisable	Pétrole	schistes bitumeux	gaz naturel	charbon
réserves exploitables	1,8 à 2.10 ¹⁵ kW.h	2.10 ¹⁵ kW.h	1,2.10 ¹⁵ kW.h	8.10 ¹⁵ kW.h
réserves totales estimées	4.10 ¹⁵ kW.h			
durée d'exploitation au rythme années 90	40 ans	??	60 ans	200 ans

Tableau 4

2.3- Consommation

Consommation d'énergie dans le monde

Toutes activités humaines confondues, on estime la consommation mondiale [LATY_IEEE97 et Web_EIA] à 120.10¹² kW.h/an soit l'équivalent d'une puissance permanente d'environ 3 kW par personne (72 kW.h/jour). Ceci représente environ 1/6000^{ème} de l'énergie totale reçue à la surface de la terre ou encore 13% de l'énergie utilisée dans la photosynthèse, ce qui n'est pas vraiment négligeable ! En Europe (est et ouest), la consommation totale d'énergie vaut 78.10¹² kW.h/an soit environ 150 kW.h/hab/jour. En France, cette consommation est de 2,6 10¹² kW.h/an soit environ 120 kW.h/hab/jour. L'homme « technologique » consomme cent fois plus que l'homme primitif et dix fois plus que l'homme « évolué » [Quid_98]. Environ 8% de

l'énergie commerciale traitée par les humains est « d'origine renouvelable », cette proportion devrait rester sensiblement constante dans les 20 ans à venir [Web_EIA]. La part totale (commerciale et non commerciale) atteint, elle, 19% [CHAB_EU97].

En 1960, les pays en voie de développement consommaient 23% de l'énergie mondiale, en 1995, la proportion est passée à 30% et on estime qu'en 2020, elle sera de 42%. Selon une des évaluations les plus optimistes, la consommation mondiale d'énergie devrait ainsi augmenter de 50% d'ici à 2020 (13,4 GTEP) [REF_mars96] :

Accroissement de la consommation énergétique de 1995 à 2005

Asie sud-est	Asie du sud	Afrique+ Moyen Orient	Afrique subsahar.	Amérique latine	Europe OCDE	Amérique du nord	CEI	Japon, Austral. N. Zélande	Europe Centrale
+48%	+15%	+7,7%	+6,4%	+13,1%	+3,9%	+2,7%	+1,2%	+0,9%	0,4%

Tableau 5

Le tableau 6 donne l'énergie globale consommée (tous secteurs confondus) ramenée par habitant et par jour, l'énergie électrique totale consommée puis l'énergie électrique domestique également ramenées par habitant et par jour, selon les régions :

pays/consom. par hab. par j.	USA	Canada	Chine	CEI	Japon	Norvège	France	Espagne	Monde
% de la consom. mondiale	24%	3,4%	9%	11,5%	5,8%		2,8%		100
kW.h par habitant par jour	253	310	21	155	110	245	120	75	72
kW.h électriques par hab. par j.	28	48	2,1	12	21	61	20	11	2,3
kW.h électriques domestiques	10	16	?	?	5,3	22	6,2	3,4	?

Tableau 6

Répartition de la consommation mondiale par source d'énergie primaire (vu la difficulté d'extraction de ces données, l'incertitude est élevée, sauf pour la France) :

source	pétrole	charbon	gaz naturel	nucléaire	hydraulique	renouvelables
% de la consom.mondiale 1970 [Web EIA]	48%	28%	18%	<1%	X	6-X%
% de la consom. mondiale 1997 [Web EIA]	39%	26%	21%	6	3	5
% de la consom. mondiale 2000 (prév) [quid 98]	25%	28%	22	9	8	6
% dans l'OCDE [Web EIA]	40%	21%	22%	9	Y	9-Y%
% en France [quid 98]	35,9%	6,5%	13,5%	34,4%	7,7%	2%

Tableau 7

Remarque : la production thermique d'électricité est faite avec un rendement d'environ 30% d'où la forte proportion d'énergie nucléaire en France. Globalement, la production d'électricité représente environ 29% de la consommation d'énergie primaire totale au niveau mondial mais seulement 12% de l'énergie totale est utilisée sous forme électrique (50% en France).

Au niveau mondial, 45% du charbon est brûlé pour la production d'électricité, 27% dans l'industrie et la sidérurgie, 10% dans les foyers domestiques. Le pétrole n'est pas utilisé uniquement pour la production d'énergie : 100 millions de tonnes sont utilisées

annuellement pour la fabrication des matières plastiques (polymères). En Europe, seuls 86% sont « brûlés » pour le transport et la production d'énergie électrique des groupes auxiliaires (secours et heures de pointe dans le secteur industriel).

Dans l'ensemble des pays industrialisés, les automobiles sont responsables de plus de la moitié de la consommation de pétrole [PLS_0197]. Le parc automobile mondial en 1997 est de 600 millions de véhicules dont 190 aux USA.

Répartition de la consommation d'énergie primaire par « secteur » au niveau mondial :

secteur	production d'électricité	Transports	Industrie	Résidences et bureaux
%	29%	16%	25%	26%

Tableau 8

Source d'énergie dans les différents secteurs :

poste/source	pétrole	charbon	gaz naturel	électricité	autre
Transports	96%	4%	--	--	--
Industrie	17	31	18	17	17
Résidences/bureaux	19	14	19	14	34

Tableau 9

Répartition de la consommation d'énergie primaire par processus en Suisse :

processus	chauffage	travail mécanique	chimie	éclairage
%	71%	26%	2%	1%

Tableau 10

Énergie consommée par km et par voyageur :

Mode de transport	Automobile 2 pers.	Autocar	TGV	Petit avion courte distance	Gros avion trajet intercontinental
en gramme équiv.pétrole	35	20	17	170	30

Tableau 11

La part du **chauffage** dépend énormément de la situation géographique ainsi la facture énergétique des pays nordiques est-elle plus lourde que celle des pays méditerranéens.

Transports

Se déplacer nécessite de vaincre des forces de frottement (aérodynamiques à haute vitesse), comme les moteurs utilisés sont rarement réversibles, les accélérations et les ascensions sont également coûteuses en énergie. La consommation d'une automobile est sensiblement proportionnelle à la masse déplacée, surtout en cycle urbain [MUL_95], alors que penser de la consommation de l'unique passager pesant 70 kg dans une voiture d'une tonne ? Le vélo est l'un des moyens de transport les plus économiques, en particulier, grâce à sa faible masse. Le transport aérien est le plus gourmand en énergie mais également le plus rapide, sur de longues distances, le déplacement à haute altitude dans un air raréfié est économique mais sur les courtes distances, l'énergie importante consommée au décollage représente une part importante de la dépense totale. Donner des chiffres sur la consommation des différents modes de transport est une opération délicate. En effet, la consommation par passager dépend du taux de remplissage qu'il s'agisse d'une automobile ou d'un moyen de transport en commun, elle dépend également du type de trajet (urbain ou grande distance pour les transports terrestres, courtes ou longues distances pour les transports aériens où le décollage est coûteux en énergie. Malgré ces réserves, le tableau 11 donne

quelques chiffres de l'énergie consommée par voyageur au km parcouru pour le remplissage moyen rencontré.

Les transports représentent une très grande part (près de 25%) de la consommation énergétique de l'humanité et, c'est le pétrole qui est la principale source. Aussi, c'est certainement le domaine des transports qui sera le plus touché par les mutations que nous allons subir, le siècle prochain, dans le domaine de l'énergie.

Consommation d'énergie en France

Le tableau 12 montre la répartition de la consommation d'énergie selon les secteurs. On peut ainsi retenir, qu'en France, le secteur tertiaire et résidentiel consomme à lui seul près de la moitié l'énergie, que l'industrie en dépense un quart et que les transports utilisent le quart restant.

Le secteur des transports est, en France, le principal responsable des émissions de CO2, il utilise à lui seul la moitié des produits pétroliers. La répartition est la suivante [IFP] : transports terrestres : 500.10⁹ kW.h, aériens : 60.10⁹ kW.h, maritimes : 30.10⁹ kW.h. Les transports urbains représentent 49% de la consommation de l'ensemble des transports terrestres (dont 55% par les voitures et 38% par les poids lourds). Notons que le transport annuel des 830 millions de tonnes de déchets (ménagers, industriels et agricoles) représente 4,5% de la consommation totale des transports de marchandises [LVDR_août97]. Voir le tableau 13.

Répartition de la consommation totale d'énergie primaire en France (2,6.10¹² kW.h) selon les secteurs :

Secteur	sidérurgie	Industrie	Résidentiel et tertiaire	Agriculture	Transports
% de l'énergie totale	3,8%	23,8%	45%	1,8%	25,5%

Tableau 12

Répartition de la consommation du secteur des transports terrestres en France par mode

Mode	Voitures	Camions	Bus	Ferroviaire	2 roues à moteur
% de l'énergie transport	56,4%	35,4	5,3%	1,5%	1,4%

Tableau 13

Consommation annuelle d'électricité domestique normale/économique

	eau chaude	éclairage	lave-vaisselle	réfrigération -congélation	sèche-linge	lave-linge	magnétoscope	téléviseur
kW.h/an	2500	810/400	260/260	1000/365	480/420	240/170	120/20	240/160

Tableau 14

Habitat :

La consommation annuelle en électricité (hors chauffage et cuisine) d'une famille française de 4/5 personnes est répartie comme indiqué dans le tableau 14 [60M_97], on peut comparer la différence de consommation entre appareils ordinaires et économes.

L'énergie dépensée annuellement pour le chauffage dépend, nous l'avons vu, du climat, du type d'habitation (appartement, maison), de sa taille, de l'isolation thermique et des exigences des occupants. En France, la moyenne de la consommation énergétique annuelle pour un pavillon de 110 m² habitable bien isolé (construit après 1982), en région parisienne, est 11 000 kW.h. En France, une variation de 1°C entraîne une variation de consommation d'électricité de 1200 MW (soit une tranche de centrale nucléaire) !

64% des logements français disposent d'un chauffage central individuel, 18% d'un chauffage central collectif et 18% d'un chauffage non centralisé. Les énergies utilisées (tertiaire compris) sont principalement le fuel (18 millions de tonnes en 96, soit 200.10⁹ kW.h), le gaz (218 10⁹ kW.h), le charbon (10.10⁹ kW.h) et l'électricité (non différenciée). Notons que l'ensemble gaz-fuel-charbon consommé pour le chauffage représente (430.10⁹ kW.h), à lui seul, plus que la totalité de l'énergie électrique consommée en France (400.10⁹ kW.h en 96). On peut estimer que le chauffage des locaux représente près de 45% de l'énergie consommée par le secteur tertiaire et 20% de l'énergie totale consommée par la France. Ceci montre bien l'importance du chauffage des locaux dans un pays comme le nôtre.

2.4- Quelques alternatives aux carburants fossiles

L'énergie nucléaire semblait être la panacée dans les années 60. Aujourd'hui, on constate qu'elle nous a permis de franchir une période transitoire mais il est impensable de continuer à produire des déchets de fission à l'échelle planétaire. En outre, la construction de nouvelles centrales dans les pays industrialisés se heurte à une forte opposition des populations. La fusion, quant à elle, nous laisse un espoir qui ne fait que reculer et, dans l'hypothèse la plus optimiste, elle nous alimenterait en énergie à la fin du XXI^{ème} siècle... Il est ainsi indispensable de se préoccuper des autres alternatives.

Pour les besoins en chaleur, utiliser la chaleur rayonnée au sol par le soleil ou celle du sol et, le cas échéant, brûler des combustibles renouvelables semble être une plus sage précaution pour l'avenir, bien que cette combustion dégage des oxydes de carbone. Nous avons vu que la part du chauffage représentait une part importante de la consommation d'énergie, voici quelques exemples intéressants pour l'économiser.

Chauffe-eau solaires :

La chaleur se stocke bien dans l'eau et nous en faisons l'expérience quotidienne avec les chauffe-eau électriques. Avec sa chaleur massique de 4180 J/kg°C, 100 litres d'eau dont la température est accrue de 40°C ont accumulé 4,6 kW.h d'énergie. Quelques m² de panneaux absorbants parcourus par de l'eau peuvent assez facilement stocker l'énergie nécessaire à la production d'eau chaude d'une famille, surtout si elle se trouve dans une région bien ensoleillée. C'est le cas dans les départements d'Outre Mer où EDF a lancé un programme d'installation de 20 000

chauffe-eau solaires qui conduit à l'économie annuelle de 10 000 tonnes de pétrole. Dans ce cas, le producteur d'électricité a intérêt à cette opération car l'électricité lui coûte plus cher à la production qu'elle n'est facturée. A Besançon, dans un hôtel en zone urbaine moyennement ensoleillée (projections d'ombre d'autres bâtiments en hiver), une expérience de production d'eau chaude sanitaire (17 m² de capteurs) a été menée depuis 1993 (cofinancement ADEME) et a montré une production d'environ 400 kW.h/m² par an.

Diverses expériences ont été faites sur des habitations prototypes pour tenter d'accumuler de la chaleur en grande quantité durant les périodes ensoleillées puis la restituer. En 1969, un ingénieur suisse (E. Schoenholzer) a proposé de stocker l'énergie thermique rayonnée par le soleil dans un réservoir de 6,4 m de diamètre sur 6,4 m de haut (206 m³) situé sous une maison, il devait permettre d'assurer les besoins en chauffage. D'autres expériences ont été menées avec un stockage de chaleur dans des roches. Actuellement ces dispositifs sont rarement rentables et posent encore de nombreuses difficultés pour la régulation de température dans l'habitation.

Géothermie :

La géothermie basse énergie (50 à 90°C) représente un important potentiel pour le chauffage domestique, les réserves mondiales annuelles sont estimées à 280.10⁹ kW.h et 8300 MW sont déjà installés dont 1900 aux USA et 340 en France. Le mode d'exploitation proche de celui du pétrole (forage et pompage) est suffisamment économique pour être compétitif dans de nombreuses régions (Ile de France, Alsace, Aquitaine...). Son expansion est liée à l'évolution des coûts des carburants fossiles mais l'absence de rejets polluants du chauffage géothermique devrait le promouvoir fortement dans les prochaines décennies.

Chaufferie au bois :

A Moirans en Montagne, dans le Jura où le bois est abondant et où il est utilisé par l'industrie locale, une chaufferie automatique au bois de 2 MW a été installée (subventions ADEME) et consomme 1300 tonnes de bois (déchets de production) par an soit une économie 400 000 litres de fuel. Un complément au fuel permet de satisfaire les pointes, 95% de l'énergie est produite par le bois et 5% par le fuel. Le bois donne environ 2,05 kW.h/kg.

Biomasse :

Brûler des végétaux (séchés et compactés) donne environ 2% de l'énergie qu'ils ont reçue durant leur croissance. Ce rendement est très faible mais le coût est également très faible. La bagasse (résidu de la canne à sucre après extraction du sucre) possède l'efficacité énergétique du lignite soit environ 2,2 kW.h/kg (environ 5 fois moins que le pétrole), la Guadeloupe en produit annuellement 640 000 tonnes.

Incinération d'ordures :

Dans les pays industrialisés, l'incinération d'1 tonne d'ordures ménagères permet de produire 300 à 500 kW.h. En région parisienne, la filiale spécialisée d'EDF, Tiru produit 253 MW.h d'électricité et 4,5 Mt de vapeur pour le chauffage urbain en incinérant des ordures ménagères.

Pompes à chaleur :

Leur principe consiste à puiser les calories à une température éventuellement faible (air, eau, terre...) et à les transférer, par un procédé thermodynamique, au milieu à chauffer. Elles sont séduisantes dans le principe mais leur développement reste marginal. Il semble que l'investissement soit rarement rentable car il faut disposer d'une source de chaleur suffisante, en général lorsqu'il fait froid.

L'hydrogène :

Il s'agit du gaz le plus disponible dans l'univers et sa combustion est la plus « propre », en effet, associé à l'oxygène comme comburant, on obtient de l'énergie et de l'eau. Il a donc le potentiel pour devenir le combustible idéal mais il pose encore de nombreuses difficultés techniques : il n'est pas facile à produire et encore moins à stocker. Le stockage peut se faire dans les trois états : gazeux comprimé à 200 bars, liquide à -253°C, sous formes d'hydrures (hydrogène combiné à des microbilles en alliage métallique) qui permettent de le stocker à l'état solide. Dans tous les cas, le réservoir reste coûteux, encombrant ou/et lourd. La production d'hydrogène est habituellement effectuée par réaction chimique en vaporisant de l'eau sur du coke à 1100°C mais elle peut également se faire par électrolyse. Dans le premier cas, il se produit des dégagements d'oxydes de carbone. Dans les régions ensoleillées, on envisage une production photovoltaïque, une telle installation expérimentale a été réalisée en Bavière (pas très

ensoleillé !). Le rendement vaut 8% sur 3000 m² avec une puissance maximale de 278 kW, deux catalyseurs de 110 kW produisent 50 000 m³ d'hydrogène par an (En Arabie Saoudite, on pourrait obtenir une production 2,5 fois plus élevée). Le danger d'explosion inquiète souvent, il faut rappeler que l'essence présente un risque d'explosion encore plus grand lorsqu'il est mélangé avec l'air. L'hydrogène permet, outre une combustion simple productrice de chaleur, la génération d'électricité dans une pile à combustible dont le rendement peut être élevé, ceci sans production de déchets indésirables. Ainsi, on peut envisager son utilisation pour la production de chaleur, pour les moteurs thermiques et pour la production d'électricité à haut rendement.

3- La place et le rôle de l'énergie électrique**3.1- La production et le transport****Production**

On estime à **13.10¹² kW.h** la production mondiale d'énergie électrique en 1996. Environ 30% de l'énergie mondiale utilisée (**120.10¹² kW.h**) est consommée pour la production d'électricité. Celle-ci est, aux trois quarts produite, dans des centrales thermiques classiques et nucléaires. Compte tenu du faible rendement de la conversion thermomécanique, les énergies renouvelables, essentiellement hydrauliques, contribuent à la production d'environ 40% de l'énergie électrique mondiale.

Part des énergies primaires pour la production d'électricité [Web EIA] :

énergie	pétrole	charbon	gaz naturel	nucléaire	renouvelables
Monde	9,5%	36,5%	16%	16 %	22%
OCDE	7%	35%	11%	24%	23%
Non OCDE	12,3%	38%	23,5%	6,5%	19,7%

Tableau 15*Répartition géographique de la consommation mondiale d'électricité en 1996 : 13.10¹² kW.h*

région	OCDE	USA	Japon	CEI	Chine	Allemagne	France
% de la consom. mondiale d'électricité	50%	24%	7,7%	9,5%	7,8%	4%	3,5%

Tableau 16

La combustion massive des carburants fossiles et de la biomasse est à l'origine d'une forte production de dioxyde de carbone (CO₂) qui, on est certain aujourd'hui, est responsable d'un accroissement de l'effet de serre. Ce dernier, beaucoup plus que la consommation élevée d'énergie à la surface de la planète, conduit à un réchauffement climatique progressif qui va conduire à des changements d'équilibre (désertifications, inondations...). L'utilisation de l'électricité, si elle est produite autrement que par combustion de carburants carbonés, peut largement contribuer à nous préserver de ce problème. La production par la fusion nucléaire, propre de ce point de vue, pose un autre problème, celui des déchets radioactifs...

Pour produire de l'électricité, la combustion du charbon, du pétrole et du gaz naturel génère respectivement 1, 0,81 et 0,6 kg/kW.h de CO₂. De ce point de vue la France peut se targuer de produire de l'électricité avec un minimum d'émission de CO₂ (au kW.h produit : 7 fois moins que l'Allemagne et 11 fois moins que le Danemark).

Production française d'électricité en 1997 (dont exportation)

Moyen de production	thermique à flamme EDF+autres	thermique nucléaire EDF	total hydraulique EDF + autres
P_{Max} MW installée	17 700 + ?	61 500	23 300 + ?
W_{Max} TW.h produite	20 + 19	375	63 + 7
% de la production française	8%	77%	15%

Tableau 17

La production totale française a été de 484 TW.h en 1997 (457 EDF + 26 autres producteurs) dont 400 TW.h pour la consommation intérieure, la capacité totale de production d'EDF est de 103 GW. Pour la première fois, la consommation d'électricité intérieure a baissé en 1997 (environ 0,6% par rapport à 96), la raison évoquée par EDF est un hiver doux. Le tableau 17 donne la répartition de la production française en fonction des sources d'énergie.

La production thermo-mécanique : on chauffe de l'eau dans un « générateur de vapeur », la pression mécanique de la vapeur entraîne une turbine accouplée à un alternateur. Le combustible est de type fossile (charbon, pétrole, gaz) ou nucléaire, quelquefois renouvelable (bois...). C'est le procédé le plus fréquemment utilisé. Malgré l'excellent rendement des alternateurs, il conduit généralement à un immense gaspillage d'énergie car le rendement thermodynamique des turbines est d'environ 30%. Une tranche de centrale nucléaire produisant 1450 MW électriques nécessite une puissance thermique de plus de 4000 MW.

On assiste depuis quelques années, surtout dans les pays nordiques, à une évolution importante : la **cogénération**. La part de l'énergie transformée en chaleur est récupérée pour des installations industrielles ou domestiques (chauffage résidentiel). La filière nucléaire, actuellement fondée sur la fission, présente l'avantage de ne pas rejeter de CO₂ mais génère des déchets radioactifs dont la sécurité du retraitement et du stockage ne font pas l'unanimité. Il y a aujourd'hui environ 450 tranches nucléaires dans le monde. Seuls la France et le Japon produisent une très grande part de leur électricité selon ce procédé. Pour les prochaines années, il semble que ce soient les pays en fort développement qui s'orientent vers cette solution (Chine, Corée du Sud). Le coût de l'électricité nucléaire est a priori attractif, mais le prix du démantèlement et de la restauration des sites est mal connu ou mal évalué, il varie

fortement et, selon les hypothèses les plus pessimistes grève le prix du kW.h au point que l'énergie nucléaire ne serait plus compétitive. Le coût du kW.h nucléaire en production serait de 21 centimes selon la DIGEC. Actuellement, pour mieux amortir les sites (ou faire reculer l'échéance du démantèlement), on a fait passer la durée de vie de 25 à 40 ans par des opérations de maintenance accrues.

L'hydroélectricité est une solution extrêmement attractive qui est exploitée presque au maximum des possibilités dans les pays industrialisés. En France, plus de 90% des possibilités sont utilisées. Dans le monde : $2,5 \cdot 10^{12}$ kW.h sont produits annuellement alors que l'on estime à $25 \cdot 10^{12}$ kW.h la part exploitable. Les ressources sont inégales selon les pays, le Canada dispose de vastes ressources. La plus grande centrale sur la frontière du Brésil et du Paraguay a une puissance de 12,6 GW. De nombreux pays en voie de développement étendent ce mode de production ; où actuellement 31% de leur électricité est produite hydrauliquement contre 17% dans les pays industrialisés.

En France, plus de 500 ouvrages sont exploités par EDF pour une puissance totale installée de 23 300 MW, 1400 autres centrales (1 à 900 MW) appartiennent à d'autres producteurs. Les centrales au fil de l'eau doivent se satisfaire du débit des cours d'eau, en revanche, les barrages permettent de stocker l'énergie et de la fournir dans les moments de forte demande. Dans certains cas des bassins de stockage haut et bas permettent d'effectuer un véritable stockage d'énergie. Par exemple, dans l'usine de Grand'Maison 2 bassins séparés de 935 m de dénivellée, d'une contenance de 170 Mm^3 permettent le stockage de $400 \cdot 10^6$ kW.h, 12 groupes turbo-alternateurs de 150 MW fournissent des pointes de puissance de 1800 MW et 8 sont réversibles pour le pompage en période creuse.

Énergie marémotrice : Dans le monde, le potentiel d'énergie électrique marémotrice est d'environ $270 \cdot 10^9$ kW.h. L'usine marémotrice de la Rance [REE_oct97] (24 groupes de 10 MW) produit annuellement $540 \cdot 10^6$ kW.h. A elle seule, elle produit 91% de l'énergie électrique marémotrice mondiale et reste actuellement l'unique usine marémotrice au monde de taille industrielle. En 30 ans, elle a produit 16 000 GW.h ($16 \cdot 10^9$ kW.h). Le prix du kW.h, toutes charges comprises, s'établit à environ 0,18 F ce qui est très rentable. Ce mode de production est appelé à se développer fortement dans le siècle prochain.

Éoliennes : Il a fallu plusieurs décennies pour réaliser des éoliennes résistantes aux conditions météorologiques très variables et silencieuses. Aujourd'hui, ce mode de production se développe très rapidement. Pour les usagers non raccordés au réseau, il s'agit d'un mode de production très rentable, des petites centrales de 10 à 25 kW sont commercialisées pour les sites isolés. Une éolienne de 4,5 m de diamètre, dans une zone de plaine très moyennement ventée (300 kW.h/m^2 par an soit une puissance moyenne de 35 W/m^2) fournirait la consommation d'électricité d'un foyer domestique (14 kW.h par jour).

La production à grande échelle (turbines de quelques 100 kW) devient également rentable dans les zones suffisamment ventées. Actuellement, d'après [Web_Eole], 6800 MW éoliens sont installés dans le monde alors qu'il n'y en avait que 15 MW en 1981 et le marché atteindre 10 000 MW d'ici 2000. Le coût de revient actuel est de 30 à 40 centimes/kW.h. En 1995, 27 000 éoliennes étaient installées dans le monde et plus de $7 \cdot 10^9$ kW.h éoliens produits [Web_Eole]. Au Danemark, 640 MW sont déjà en service et fournissent 8% de la demande énergétique électrique nationale (objectif : 15% en 2005), ce pays produit d'ailleurs une grande part mondiale des turbines éoliennes. L'Allemagne dispose déjà d'une puissance éolienne de 1100 MW (la plus grosse éolienne : 1,5 MW 66 m de diamètre). Aux USA, principalement en Californie, 1700 MW sont en service. L'Espagne, la Hollande, le Royaume Uni et l'Italie ont déjà installé respectivement 385 MW, 250 MW, 200 MW et 25 MW. Au Maroc vers le détroit de Gibraltar, la centrale de Tétouan, qui vient d'être mise en service, met en œuvre 84 éoliennes de 600 kW (2% de l'électricité produite au Maroc). Et la puissance potentielle de la Chine est estimée à 250 000 MW !

Le potentiel français terrestre est de 66 TW.h (20 GW) ce qui n'est pas négligeable (même ordre de grandeur que l'hydraulique), actuellement seulement environ 10 MW installés (2,2 MW à Port La Nouvelle et 3 MW à Dunkerque). Le potentiel offshore (à moins de 10 km des côtes) est estimé à 97 GW.h/an. La

France, après avoir pris un certain retard sur ce plan, a lancé en 1996 le programme ÉOLE 2005 dans lequel on prévoit l'installation de 250 à 500 MW d'éoliennes d'ici 2005 (soit 500 à 1000 éoliennes de 500 kW donc 50 à 100 par an). Dans ce cadre, EDF s'est engagée à racheter l'énergie éolienne à un prix moyen de 33,7 centimes par kW.h pendant 15 ans. Les sites retenus pour la première tranche du programme (15 MW) sont : Widehem (Pas de Calais) : 4,5 MW, Donzère (Drôme) : 3 MW, Petit Canal (Guadeloupe) : 2,4 MW, Lastours (Aude) : 3,05 MW. Pour la seconde tranche, 16 sites ont déjà été retenus pour une puissance totale de 64,5 MW.

L'île de la Désirade en Guadeloupe est alimentée par une centrale éolienne (12 X 12 kW) et des générateurs diesel. Les éoliennes produisent de 25% (moyenne) à 50% des besoins, un passage à 500 kW permettra prochainement d'économiser 600 t de pétrole par an. Les éoliennes sont capables de résister à des cyclones (250 km/h) en se couchant.

Le potentiel mondial terrestre, estimé à 20 000 TW.h/an, pourrait couvrir presque le double de la consommation électrique actuelle. Vers 2030, des prévisions optimistes prévoient 100 000 MW installés, 10 à 20% de la demande mondiale en électricité pourrait être satisfaite par le vent.

Solaire Photovoltaïque : Les cellules au silicium ont un rendement d'environ 12% et sont encore très coûteuses, le coût du kW.h est estimé à environ 3 à 15 F (durée de vie 15 à 20 ans). Pour ces raisons, la production photovoltaïque est réservée aux sites isolés (dispositifs divers et habitat). En France, 2400 sites habités ont été équipés en 1996-97, l'usager subventionné ne supporte que 5% du coût d'installation. Actuellement, environ 500 MW (soit environ 10 millions de modules) photovoltaïques sont installés dans le monde [RIC_REEavr97], on en prévoit environ 1000 MW en 2000. Le rendement peut être amélioré (21,6%) grâce à des cellules à 2 couches InGaP et GaAs mais elles sont optimisées pour l'espace (spectre décalé vers le bleu) et, surtout, sont 4 fois plus chères que les cellules au silicium.

Solaire-thermique : On peut aussi utiliser la chaleur rayonnée par le soleil pour chauffer de l'eau et actionner des turbines comme dans les centrales thermiques. En France, la centrale Thémis dans les Pyrénées a permis de tester ce principe [RPA_89]. Un ensemble de 200 miroirs (rendement de 90%) à orientation pilotée dirigeaient le rayonnement solaire vers une tour de 100 m, dans une cavité de 56 m^2 . La puissance thermique de 9 MW conduisait à une puissance électrique de 1,8 MW. Le rendement est malheureusement plus faible quand le rayonnement solaire est insuffisant, en outre, la nécessité de maintenir la température du fluide (sels fondus) de l'échangeur, en l'absence de soleil, conduisent à un rendement net de l'ordre de 15%. Le coût du kW.h produit ne s'est pas révélé compétitif et l'expérience n'a pas donné suite.

Géothermie : La géothermie haute énergie (150 à 350°C) permet de produire de l'électricité en transformant de l'eau en vapeur. Ainsi la puissance installée au monde était en 1995 de 6800 MW électriques (10 000 MW prévus en 2000) dont la moitié aux USA [Web_géoth, Quid_98]. 11 300 MW thermiques sont utilisés directement pour la production de chaleur. On prévoit une production électrique annuelle de $300 \cdot 10^9$ kW.h au début du XXI^{ème} siècle, soit 12% de ce qui semble économiquement disponible. En France, la capacité de 4,2 MW reste marginale ; en Europe, l'Italie dispose d'une capacité de production de 632 MW en 95 avec la centrale la plus puissante du monde : 2 groupes de 60 MW.

Transport de l'électricité

Les qualités attendues de l'énergie sont sa **disponibilité**, ses possibilités de **stockage** et sa facilité de **transport** [AGUET_87]. Le charbon se transporte d'ordinaire par train ou par bateau, (et le gaz) par bateau ou par pipeline (gazoduc), l'électricité par ligne haute tension. Ainsi une **voie ferrée** avec un train de 40 wagons toutes les 10 mn transporte **3000 tonnes de charbon par heure**, ce qui correspond à une puissance équivalente de **20 GW thermiques**. Un oléoduc de 90 cm de diamètre canalise **5000 tonnes de pétrole à l'heure** soit une puissance de **60 GW thermiques**. Une ligne électrique **735 kV** de 36 m de large transporte de **2 GW électriques**. Les câbles enterrés permettent, de point de vue, un gain considérable d'encombrement mais à un coût

encore élevé, c'est, ici encore les pressions environnementales qui pousseront probablement à leur utilisation. Plus tard, si la physique nous le permet, ce seront des câbles supraconducteurs qui transporteront l'énergie électrique avec un minimum de pertes et un maximum de compacité, mais il faudra encore attendre...

3.2- La répartition par processus de la consommation d'énergie électrique

L'industrie a consommé en 1995, en France, 122 TW.h soit 31% de l'électricité totale et représente la part de la consommation d'énergie électrique en plus forte croissance, le secteur résidentiel a consommé 30% et le secteur tertiaire 23%.

Répartition de la consommation industrielle d'électricité [ADEME EEA97, OBER JEE97] :

Moteurs	Processus de chauffage	Eclairage	Divers
72%	18%	4%	6%

Tableau 18

D'après [OBER_JEE97], en 1993, 22 TW.h ont été consommés par l'électrothermie industrielle (sur environ 390 TW.h) soit environ 5,8% de l'énergie électrique totale et 18% de l'électricité industrielle. Le tableau 19 montre la consommation d'électricité dans les procédés de chauffage industriel en 1993.

Répartition de la consommation industrielle de l'électrothermie en GW.h 1993 :

processus	résistances	arc	électrolyse	chaudières à électrodes	induction	infrarouge	compres. Méca vap.	pompes à chaleur	autres
GW.h	8428	4949	4500	1960	2074	367	249	298	740

Tableau 19

Les moteurs électriques : [ADEME EEA97]

En France les moteurs électriques consomment 22% de la consommation totale d'électricité et 72% de la consommation industrielle soit 82 TW.h en 1993. Le tableau 20 montre que les processus de compression, pompage et ventilation consomment près des deux tiers de la consommation énergétique de l'ensemble des moteurs du secteur industriel.

Répartition de la consommation industrielle des moteurs par usage :

compression	pompage	ventilation	autres
30%	20%	13%	37%

Tableau 20

La variation électronique de vitesse est un moyen de minimiser la consommation des processus grâce à une meilleure adaptation des caractéristiques mécaniques, le tableau 21 montre la répartition de la consommation dans le domaine des entraînements réglés électroniquement. Le réglage électronique est plus souvent utilisé lorsque l'on recherche la maîtrise des mouvements plutôt que pour l'économie d'énergie qu'il peut procurer. Il reste ainsi un important « gisement » d'économie dans le secteur des fluides (pompage, ventilation...). Actuellement 13% de l'énergie consommée par les moteurs « passe » par un variateur électronique et le marché potentiel restant est estimé à 52%.

Répartition de la consommation par usage des entraînements réglés électroniquement :

Entraînements mécaniques	agitateurs, mélangeurs	usinage	circulation de fluide	laminage	autres
30%	16%	15%	11%	8%	20%

Tableau 21

Répartition en nombre, en puissance installée et en consommation des 14 millions de moteurs industriels

Puissance en kW	< 1	1 à 4	4 à 10	10 à 30	30 à 70	70 à 130	130 à 500	> 500
nombre	50,5%	30,1%	11,9%	5,6%	1,1%	0,5%	0,2%	0,1%
puissance	4,8%	13,4%	16,3%	19,3%	10,6%	9%	11%	15,6%
conso	2,7%	8%	10%	17,3%	10,7%	9,6%	13,8%	27,9%

Tableau 22

Eclairage : Le rendement des dispositifs d'éclairage est généralement très faible, il dépasse difficilement les 7% avec l'incandescence, principe le plus utilisé pour l'éclairage domestique. Les dispositifs à décharge ont un rendement 4 fois plus élevé et avec un rendu de couleur qui atteint maintenant celui des lampes halogène. Le tableau suivant montre, compte-tenu de la durée de vie estimée et de la consommation sur 8000 heures, une comparaison entre 3 types d'éclairage pour une puissance « équivalente incandescence » de 60 W [Quid_98] :

	Incandescence	halogène	fluocompacte
	60 W	50 W	15 W
Coût achat	64 F	120 F	120 F
Coût énergie	350 F	292 F	87 F
Coût total	414 F	412 F	207 F

Tableau 23

Quelques « gisements » d'économies d'électricité :

Outre la vitesse variable, il existe de nombreux domaines dans lesquels il est possible de réduire la dépense énergétique soit en limitant le gaspillage soit en utilisant des dispositifs à rendement amélioré. En France, le secteur tertiaire desomme, à lui seul, 23% de la totalité de l'énergie électrique. Les éclairages et les ordinateurs sous tension en permanence représentent un gaspillage énorme... Dans le secteur industriel, l'ADEME estime qu'il est possible d'économiser 4,7 TW.h grâce à l'utilisation de la variation électronique de vitesse (dont 98% pour les opérations de circulation des fluides). L'utilisation de moteurs haut rendement permettrait un gain de 0,9 TW.h soit une économie de 0,7%. Les pompes de chauffage central individuel, qui fonctionnent souvent en continu pendant la période d'hiver, consomment jusqu'à 700 kW.h par an alors qu'un fonctionnement asservi permettrait de diviser la consommation par 10, des pompes à rendement amélioré contribueraient encore à réduire la facture. Et il en est de même pour les ventilations mécaniques.

Le coût de l'éclairage représente environ 15 à 20% de la facture électrique des ménages ; une économie de 0,6 TW.h pourrait être obtenue (surtout dans le secteur résidentiel encore peu équipé) grâce à l'emploi de lampes haut rendement (« fluo-compactes »). Dans l'ensemble du secteur résidentiel (tableau 14), la facture d'électricité peut être réduite quasiment d'un facteur 2 simplement en utilisant des appareils plus économes [60M_97, ECOD_98] dont l'amortissement s'effectue sur une durée comprise entre quelques mois et 5 ans. Il existe ainsi un gisement d'économie [ECOD_98] ne nécessitant aucune révolution technologique de 26 TW.h (6,5% de la consommation d'électricité nationale).

Les transports dépendent presque exclusivement des hydrocarbures et consomment plus du quart de l'énergie mondiale. Dans ce domaine l'électricité, outre l'absence de pollution atmosphérique directe, offre un bien meilleur rendement que nos vieux moteurs thermiques. Mais ce n'est pas, a priori, la recherche d'une baisse de consommation qui conduira au développement de véhicules électriques, à moins que le rendement ne soit pas évalué de la production d'électricité jusqu'à sa consommation finale... En effet, dans le contexte actuel de production principalement thermomécanique de l'électricité, le bilan énergétique global d'un véhicule tout électrique, alimenté par batteries, n'est pas à vanter. De même, un système hybride, même à pile à combustible, offre un rendement global plutôt faible. De ce point de vue, les automobiles électriques seront intéressantes si l'électricité est générée avec une production de chaleur minimale.

Dans le domaine des transports en commun, un projet de transport, tout à fait original et allant dans le sens d'un plus faible gaspillage, mérite d'être cité. Il s'agit du « Swisstrom », c'est un train (reliant Genève à Zürich : métro à l'échelle de la Suisse) électrique à moteur linéaire et à sustentation magnétique circulant, à environ 500 km/h dans un tunnel à très faible pression (0,1 à 0,01 atm.) [JUF_94]. Les frottements aérodynamiques sont rendus minimes grâce au vide et la sustentation magnétique permet d'abaisser encore la consommation puisque la sustentation consomme environ 1,8 kW/tonne contre 7 kW/tonne pour un contact roue-rail fer-fer à 500 km/h. Ce projet a été initié en 1994 et c'est cette année (1998) que doit être prise la décision d'aller plus loin.

4- Conclusion

L'écosystème qui nous protège est extrêmement complexe, sûrement très adaptable mais il a des limites que nous ne connaissons pas. Il est devenu évident que le niveau d'activité atteint aujourd'hui par l'humanité constitue une perturbation que l'on ne peut plus négliger. Afin de la minimiser, il va devenir indispensable, d'une part, d'arrêter le rejet massif de polluants (gaz carbonique, déchets radioactifs...) et d'autre part, de produire, à grande échelle, de la chaleur qui ne nous soit pas donnée par le soleil ou par la terre. Le recyclage des matières premières devient également une nécessité. Du point de vue des rejets et de la production excessive de chaleur, la combustion des carburants fossiles et la fission nucléaire doivent être réduites. Même la fusion,

qui semblait, pour beaucoup, la solution du siècle prochain ne semble pas une voie saine ; car, outre le fait qu'elle pose des problèmes techniques encore loin d'être résolus, elle risque de conduire à une production d'énergie démesurée. Imaginons en effet que les 10 milliards d'habitants qui vivront au milieu du prochain siècle dépensent ce que consomme aujourd'hui chaque Américain (250 kW.h par jour), la consommation humaine se chiffrerait à près de 10^{15} kW.h soit 10 fois plus qu'aujourd'hui et environ 0,15% de la totalité de l'énergie reçue du soleil à la surface de la terre. Par ailleurs, selon la conférence internationale de l'énergie, la combustion d'hydrocarbures qui continuera, hélas, à représenter 75 à 80% de l'énergie utilisée par les activités humaines dans les 50 prochaines années continuera à accroître l'effet de serre dans l'atmosphère. La température moyenne devrait ainsi s'élever de 0,8 à 2°C en même temps que le niveau de la mer devrait augmenter de 20 à 80 cm.

Nous avons vu que la nature nous offre une quantité colossale d'énergie et nous avons choisi, jusqu'à maintenant, la solution de facilité héritée de nos ancêtres : le « feu ». Nous savons maintenant faire mieux et, si nous sommes raisonnables, il n'y aura pas de crise de l'énergie. Les énergies renouvelables et l'hydrogène produit à partir de ces dernières doivent nous permettre de satisfaire largement nos exigences. Il sera, d'un point de vue énergétique, possible d'offrir le niveau de confort actuel des pays les plus avancés à l'ensemble de la population, mais à deux conditions : l'optimisation de la consommation (minimisation du gaspillage et amélioration des rendements de conversion) et la production « propre » de l'énergie. Il est également important de varier au maximum les méthodes de production et de conversion de façon à limiter les conséquences économiques ou/et écologiques en cas de problème imprévu. Dans ce contexte, l'électricité a un rôle majeur à jouer et il n'y a aucune raison pour que l'expansion qu'elle a connue depuis le XIX^{ème} siècle ne cesse. On prévoit [PLS_nov95] un accroissement de la consommation mondiale d'énergie électrique de 260% de 1995 à 2025 (et +30% en combustibles fossiles).

La production d'électricité ne se fait avec un bon rendement, dans l'état actuel de la technologie, que lorsqu'elle est électromécanique. Dans un avenir plus ou moins proche, la pile à combustible (déjà utilisée dans le domaine spatial depuis longtemps) viendra peut-être changer la situation. La production photovoltaïque, encore coûteuse, est, malgré son faible rendement, à retenir si elle exploite le rayonnement solaire gracieusement fourni sans changer l'équilibre naturel de la planète.

Il est donc intéressant d'utiliser directement l'énergie mécanique reçue (hydraulique, éolienne, marémotrice, vagues...) pour en faire de l'électricité, cela permet de satisfaire une part très importante de nos besoins. On peut ainsi envisager de disposer de centrales de grande puissance comme les centrales hydroélectriques ou des fermes éoliennes mais également de petites centrales bien réparties à la surface de la terre au niveau des utilisateurs. Le principal problème qui se pose alors est l'irrégularité de cette production et, la difficulté bien connue de l'adaptation production-consommation prend des proportions encore plus grandes. Il devient alors plus que jamais indispensable de pouvoir stocker l'énergie électrique. Les réservoirs d'eau sont intéressants de ce point de vue mais cela ne suffirait pas, des accumulateurs d'énergie performants [MUL_96] constituent l'un des points clés d'un système de production réellement écologique.

Pour la production de chaleur « basse température », dans la majorité des cas, on peut exploiter directement le rayonnement solaire et accumuler l'énergie dans de l'eau ou d'autres matériaux. La géothermie est également une solution attractive. Les cycles combinés de production électromécanique d'électricité conjointe à celle de chaleur (récupération des pertes de conversion du cycle thermodynamique) dans les centrales à turbines à vapeur est également une voie, déjà maîtrisée et intéressante, tout particulièrement lorsque l'on peut utiliser la chaleur sur place. Ce type d'installations constitue actuellement un marché en expansion. La production photovoltaïque d'électricité reste une solution attractive lorsque l'ensoleillement est bon ou lorsque les autres moyens manquent mais son rendement est faible. On peut concevoir des capteurs mixtes chaleur et électricité qui permettent d'utiliser au

mieux la surface de captage. Enfin, lorsque les piles à combustibles auront atteint leur maturité industrielle, on pourra espérer produire de l'électricité à partir de l'hydrogène à condition qu'il soit lui-même produit de façon propre et directement à partir du rayonnement solaire. Le méthanol pourra également constituer un carburant propre issu de la biomasse.

Pour franchir en douceur les différentes étapes de cette mutation indispensable, il faut une volonté politique. La fiscalité et les aides publiques sont un bon moyen d'aider à promouvoir des systèmes forcément plus coûteux que ceux qui bénéficient de décennies voir de siècles d'amélioration et d'optimisation économique. Ainsi, en 1998, aux USA, le gouvernement incite aux économies d'énergie grâce à des subventions importantes : 4000\$ par véhicule à haut rendement, 2000\$ par système à cellules photovoltaïques et 1000\$ par chauffe-eau solaire. C'est ainsi que la production éolienne d'électricité est en très forte croissance, car de nombreux pays au monde ont choisi de promouvoir cette filière qui n'était pas compétitive au départ mais qui est en train de le devenir grâce à la baisse des coûts engendrée par la fabrication en grande quantité de tels équipements. Enfin, le prix de vente de l'énergie devra (plus qu'aujourd'hui !) prendre en compte le coût des conséquences de la production (retraitement des déchets, pollution...).

A long terme, il me semble qu'il serait intéressant de disposer d'un réseau d'énergie électrique mondial largement interconnecté (peut-être, en courant continu pour les liaisons intercontinentales) et à production plus décentralisée. La production pourrait s'effectuer, à la fois, de façon centralisée par des entreprises spécialisées comme actuellement mais également de façon très décentralisée chez les usagers par des moyens propres (solaire, éoliennes, hydraulique) qui leur appartiendraient éventuellement et leur offriraient une relative autonomie. En effet, l'énergie que nous dispense généreusement la nature est répartie à la surface de la terre de façon plus ou moins égalitaire (les pays du « sud » sont d'ailleurs les mieux lotis...). Associé à des dispositifs de stockage essentiellement répartis, ce système de production réduirait les risques (pannées, conflits...) des systèmes fortement centralisés et assurerait une plus grande sécurité d'approvisionnement aux consommateurs. Un fonctionnement autonome, à puissance éventuellement réduite, serait ainsi possible. L'interconnexion offrirait l'avantage de la stabilité et de la coopération entre tous les producteurs et utilisateurs. Dans un tel réseau, l'électronique de puissance jouerait un rôle majeur pour permettre les échanges entre des moyens de production très variés.

5- Bibliographie

[Web_EIA] site internet de l'Energy Information Administration du gouvernement US, <http://www.eia.doe.gov/>
 [Obs-En_FR98] Observatoire de l'Énergie, « Tableaux des consommations d'énergie en France », Ministère de l'Économie, des Finances et de l'Industrie, document 1998.
 [Quid 98] Quid édition 1998, chapitre « énergie », pp.1751-1779.
 [60M_97] Le guide de la maison économe, supplément de 60 millions de consommateurs 1997, conçu en collaboration avec l'ADEME.
 [ECOD_98] Commission des Communautés Européennes et ADEME « Etude expérimentale des appareils électroménagers à haute efficacité énergétique placés en situation réel » Rapport du projet « Ecodrôme », janvier 98.
 [CHAB_EU97] B. CHABOT, « Énergies renouvelables » Encyclopaedia Universalis 1997.
 [AGUET_87] M. AGUET, J.J. MORF, « Énergie électrique », collection des traités d'électricité de l'EPFL, Presses polytech. romandes 1987.
 [LATY_IEEE97] L. LATYSHEV, N. SEMASHKO, « Ecological Limitation to the Energy Transfer from the Outer Space to Earth », IEEE AES Systems Magazine, sept. 1997, pp.3-6.
 [Web_IFP] site internet de l'Institut Français du Pétrole, <http://www.ifp.fr>.

[Web_CEA] serveur internet du Commissariat à l'énergie atomique, <http://paprika.saclay.cea.fr>.
 [Web_LANL] serveur internet du Los Alamos National Laboratory, USA, http://tritium.lanl.gov/energy_resources.html.
 [PLS_nov95] Numéro spécial de Pour La Science, nov. 1995, pp.138-142.
 [REE_mars96] « Les défis de l'énergie », REE n°3, mars 1996, pp.5-6.
 [Web_géoth] site web sur la géothermie, <http://solstice.crest.o...thermal/gtc/supply.html>
 [LVDR_aou97] « En France, un camion sur trois transporte des déchets », La vie du rail, n°2609, 27 août 1997, p.47.
 [EDF_sept97] H. CHEFDEVILLE, « Énergies renouvelables : lancement du programme éolien français ÉOLE 2005 », Les cahiers de l'ingénierie, n°65, sept.97, pp.3-8.
 [PLS214_95] E. Blondin, "Les stockages de gaz dans le sous-sol", Pour La Science n°214, août 1995, pp.48-54.
 [MUL_95] B. MULTON, L. HIRSINGER, « Problème de la motorisation d'un véhicule électrique. » (en deux parties) Revue 3E.I n°4, décembre 95 (partie I) pp.53-64 et n°5 mars 96, (partie II) pp.55-64.
 [JUF_94] M. JUFER, A. CASSAT, N. MACABREY, « *Swissmetro, a High Speed Underground Transportation System* », SPEEDAM, Taormina (Italy, June 1994, pp.227-230.
 [REE_sept97] M. BANAL, « L'énergie marémotrice », REE n°8, sept.97, pp.6-7.
 [REE_oct97] P. LAVY, « L'usine de la Rance : 30 ans d'exploitation », REE n°9, oct.97, pp.6-10.
 [OBER_JEE97] C. OBERLIN, EDF DER, « La place de l'électricité dans le chauffage industriel des matériaux », Journée Électrothermie et Électrotechnique, CNIT 16 oct.97, pp.OBE1-OBE10.
 [ADEME_EEA97] B. CHÉTIEN, ADEME, exposé (non publié) au congrès du club EEA sur la répartition de la consommation d'électricité dans les différents secteurs industriels, Congrès du Club EEA, Angers mai 1997.
 [Web_Eole] Site web sur les énergies solaires écotopie, Belgique, <http://www.arkham.be/ecotopie/eole.html>.
 [RIC_REEavr97] A. RICAUD, « Les photopiles solaires, un bilan variable », REE n°4, avril 97, pp.8-9.
 [RPA_89] B. BONDUELLE, B. IVOIRE, A. FERRIERE, « La centrale expérimentale Thémis : bilan et perspectives », Revue de Phys. Appl., avril 1989, pp.453-461.
 [MUL_96] B. MULTON, J.M. PETER, « Stockage de l'énergie électrique. Moyens et applications. », Revue 3E.I n°6 juin 1996, pp.59-64.

Organismes français fortement impliqués dans le contrôle de l'énergie : ADEME (Agence de l'Environnement et de la Maîtrise de l'Énergie), AIE (Agence Internationale de l'Énergie), EDF, IFP (Institut Français du Pétrole), Direction Générale de l'Énergie et des Matières Premières (Ministère de l'Économie, des Finances et de l'Industrie).

Remerciements :

Pour les précieuses informations qu'ils m'ont aimablement communiquées, j'adresse mes remerciements à Benoît LEBOT, AIE (Agence Internationale de l'Énergie), à Bernard CHABOT (ADEME, Valbonne) et à Bruno CHRÉTIEN, ADEME (Angers).

Adresse de l'auteur :

Antenne de Bretagne de l'ENS de Cachan,
 Campus de Ker Lann - 35170 BRUZ,
 email : multon@bretagne.ens-cachan.fr

CHARGEURS INTEGRES POUR VEHICULE ELECTRIQUE : LES PRINCIPALES SOLUTIONS

B. CHAUCHAT #, M. BRUNELLO #, J-P. FERRIEUX #
Ph. DELBOSC *, D. RICHER *

Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, UMR 5529 INPG / UJF - CNRS
ENSIEG B.P. 46
38402 SAINT MARTIN D'HERES Cedex, FRANCE

* RENAULT
Direction de la Recherche 0074, Département Energie de Substitution
14, Avenue Albert Einstein
78190 TRAPPES, FRANCE

INTRODUCTION

La recharge des batteries pour véhicules électriques représente un point important à ne pas négliger pour le développement de ces véhicules.

Qu'il s'agisse de la recharge normale lors des périodes creuses ou de la recharge d'urgence, dite rapide, ce plein d'énergie impose des contraintes aussi bien sur le véhicule qu'à l'extérieur.

La charge normale est habituellement constituée d'un chargeur embarqué au sein du véhicule. Le transfert s'effectue en 230 V monophasé par un câble et une prise spécifique. Les contraintes se reportent dans ce cas là sur le véhicule : le volume du chargeur et surtout son coût sont deux points critiques à améliorer.

La charge rapide impose un système à poste fixe et le transfert s'effectue en courant continu. Ces chargeurs sont généralement encombrants et coûteux ; néanmoins leur nombre restera réduit par rapport aux nombres de véhicules électriques.

Les chargeurs à "connexion automatique" utilisent un coupleur inductif. Le convertisseur est à poste fixe alors que le système embarqué est réduit à un redresseur.

Dans tous les cas, ces chargeurs sont connectés au réseau alternatif sur lequel il est nécessaire de respecter les normes d'absorption sinusoïdale.

Les chargeurs dits "intégrés" sont basés sur l'utilisation des éléments de puissance de la chaîne de traction du véhicule électrique.

En effet, cette chaîne n'est pas employée lors des phases de recharge et l'électronique de puissance est disponible (hacheur ou onduleur, moteur) pour constituer la partie puissance d'un chargeur.

Ce principe permet d'éviter le surcoût d'un chargeur embarqué et peut, compte-tenu de la puissance installée, procurer une charge semi-rapide après connexion sur un réseau triphasé.

Cet article présente d'une part les divers principes envisageables pour l'intégration d'un chargeur et d'autre part les résultats obtenus au L.E.G en collaboration avec la société RENAULT sur une chaîne de traction alternative.

La majorité des structures présentées sont sans isolation galvanique et permettent d'absorber sur le réseau un courant sinusoïdal.

I. - Structures de chargeurs intégrés monophasés

Les structures de chargeurs monophasés sont destinées à la recharge normale et leur puissance sera naturellement limitée par la puissance disponible sur le réseau (prises 16 A ou 32 A soit environ 3 ou 6 kW utile).

I.1. - Chaîne de traction à courant continu

La traction utilisant un moteur à courant continu possède un hacheur réversible en courant. Ce hacheur peut-être ré-employé en hacheur parallèle (boost) et commandé en absorption sinusoïdale en aval d'un redresseur à diodes. Le schéma de principe est représenté figure 1 où apparaissent en grisé les composants non utilisés lors de la recharge.

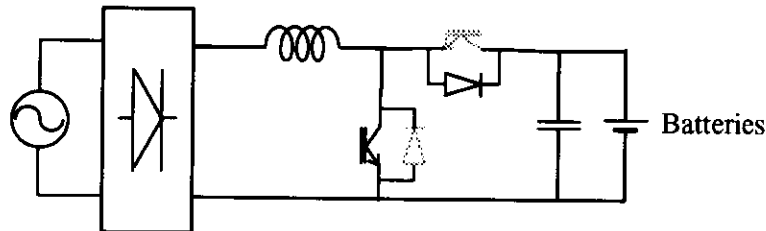


Figure 1 : Chaîne de traction à courant continu

L'utilisation du moteur à courant continu en qualité d'inductance peut poser le problème du couple à l'arrêt si la machine est à aimants permanents. D'autre part la valeur de l'inductance d'induit n'est pas forcément compatible avec celle désirée. La tension délivrée par ce convertisseur est supérieure à la tension maximale du réseau ($230 \cdot \sqrt{2} \text{ V}$) soit $V_{\text{bat}} \geq 380 \text{ V}$ compte-tenu des variations du réseau. La charge de batteries de tension inférieure imposera le rajout d'un transformateur remettant en cause l'intégration de ce chargeur [1].

II.2. - Chaîne de traction à courant alternatif

De plus en plus répandue, la traction à moteur à courant alternatif est réalisée à l'aide d'un onduleur de tension triphasé, généralement à IGBT. Cet onduleur ainsi que le moteur peuvent être reconfigurés en structure alternatif continu. Pour cela, il sera nécessaire de ne pas modifier le câblage des trois bras d'onduleur et du condensateur de filtrage afin de ne pas perturber le fonctionnement de l'ensemble par des organes de coupure. Seuls la batterie et le moteur devront être connectés différemment. Nous ne présenterons ici que les principales structures ; chacune d'elle possède des variantes en fonction de l'utilisation ou non des enroulements moteur. Les figures 2 et 3 montrent deux exemples de chargeurs basés sur le convertisseur boost à absorption sinusoïdale [2] [3]. Ces deux schémas imposent le rajout d'un redresseur à diodes.

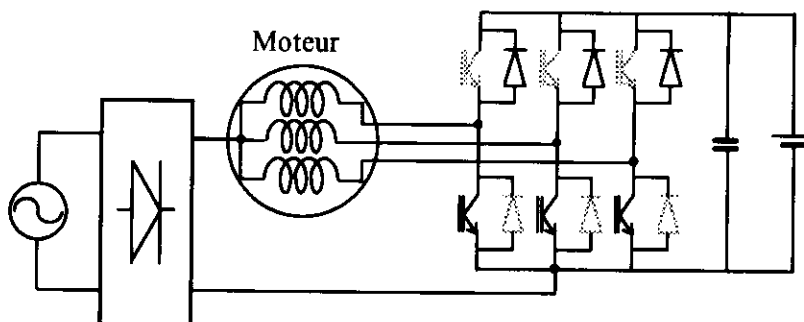


Figure 2 : Emploi des trois bras en boost

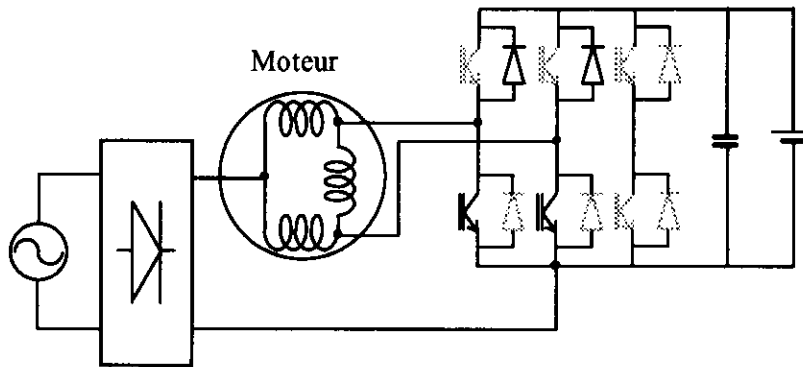


Figure 3 : Emploi de deux bras d'onduleur

Ces deux structures présentent l'avantage de minimiser les connexions de puissance à réaliser ; seule une phase du moteur (fig. 3) ou le neutre (fig. 2) sont à connecter au redresseur. L'inconvénient majeur reste le niveau de tension délivré, au moins égal à la crête de la tension réseau.

Les bras d'onduleur peuvent être employés en redresseur à MLI afin de procurer l'absorption sinusoïdale. Le réseau est alors directement connecté à la structure de puissance via les phases du moteur (fig. 4) [4] [5] [6] [7] [8]

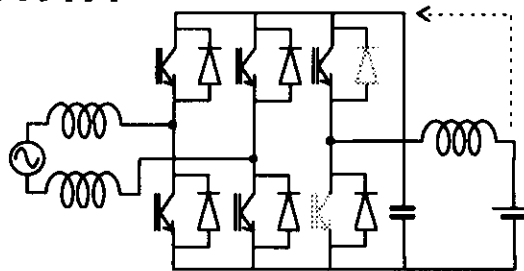


Figure 4 : Emploi de deux bras d'onduleur en redresseur MLI

Le troisième bras d'onduleur peut être employé en qualité de hacheur série pour adapter le niveau de tension intermédiaire (≥ 380 V) à celui de la batterie.

Dans ce cas là le troisième enroulement réalise l'inductance de filtrage du hacheur. Cette solution sera détaillée au cours du chapitre III. Elle est entièrement intégrable à la condition d'avoir accès aux 6 bornes du moteur. De plus elle peut s'adapter à la plupart des niveaux de tension batteries sans rajout d'éléments.

II. - Structures de chargeurs intégrés triphasés

Le niveau de puissance des chaînes de traction, de l'ordre de 20 kW et plus, permet d'envisager l'intégration de chargeurs de puissance supérieure à 6 kW, connectés au réseau triphasé.

A partir d'un onduleur de tension triphasée, la solution la plus naturelle est celle de la figure 4, adaptée au réseau triphasé (fig. 5) [6] [9] [10].

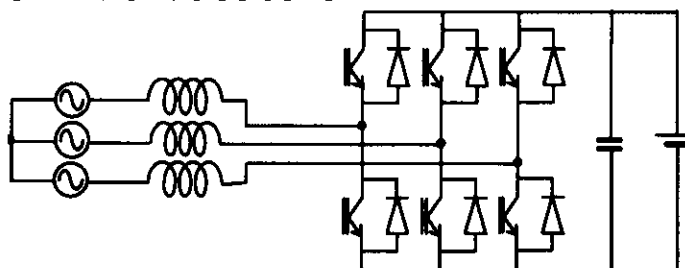


Figure 5 : Redresseur MLI triphasé

Cette structure présente un inconvénient majeur lié à la tension délivrée. En effet en cas d'absorption de courants sinusoïdaux en phase avec les tensions réseau, la tension de sortie minimale est de :

$$V_{bat} = 2 V_{max}$$

$$V_{max} = \text{Tension simple maximale réseau}$$

soit $V_{bat} \geq 650 \text{ V}$

Ce niveau de tension n'est pas compatible avec celui des batteries usuellement employées, ni avec celui de l'onduleur, les IGBT utilisés en traction électrique ont généralement des tenues en tension de 600 V afin de garantir des caractéristiques correctes en conduction.

Grâce à la commande de l'onduleur, il est possible de réduire ce niveau de tension de sortie en déphasant le courant par rapport à la tension. Cette consommation de puissance réactive induit un courant dans les inductances d'entrée plus important. Les ordres de grandeurs des valeurs requises pour ces inductances sont généralement supérieures à celles d'un moteur, conduisant au rajout de trois inductances dont le poids et le volume remettent en question l'intégration au sein du véhicule. De plus la compensation de la puissance réactive impose trois condensateurs supplémentaires.

Cette structure demeure intéressante pour des tensions batteries élevées et / ou un réseau alternatif basse tension.

D'autres convertisseurs réalisant la fonction alternatif (triphase) continu sont développés dans les références [11] et [12].

Généralement basés sur le fonctionnement d'un boost, ces structures délivrent une tension au moins égale à la crête de la tension composée du réseau.

III. - Intégration d'un chargeur monophasé : résultats expérimentaux

Nous présentons ici les principaux résultats de l'intégration d'un chargeur monophasé sur la base de la chaîne de traction alternative SIEMENS. La figure 6 rappelle le schéma de principe.

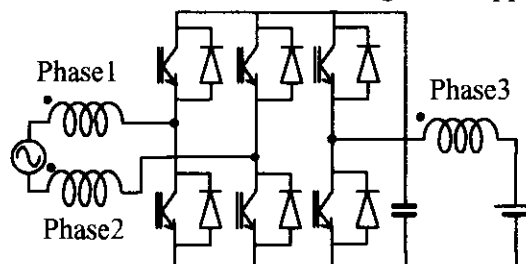


Figure 6 : Schéma de principe du chargeur monophasé

A partir de l'entrée (réseau 230 V - 50 Hz), le système est dimensionné pour une prise 32A soit 7,36 kVA disponible.

La sortie est constituée de batteries Ni-Cd de tension 156 V. L'onduleur triphasé comporte 6 IGBT 600 V / 400 A FUJI. Ce dernier est normalement alimenté sous 385 V, limité due essentiellement aux condensateurs de filtrage électrolytique (4760 μF - 400V).

Le moteur est une machine asynchrone à cage.

Deux enroulements stator sont placés en entrée et le troisième en sortie. Conformément à la figure 6, le sens des enroulements permet d'annuler la mutuelle entre la mise en série des enroulements d'entrée et l'enroulement de sortie, annulant ainsi l'influence de l'absorption sinusoïdale de l'entrée sur le courant batterie.

III.1. - redresseur à absorption sinusoïdale

Le redresseur d'entrée est commandé en absorption sinusoïdale à l'aide de la modulation de largeur d'impulsion. La figure 7 résume les formes d'ondes théoriques en modulation unipolaire

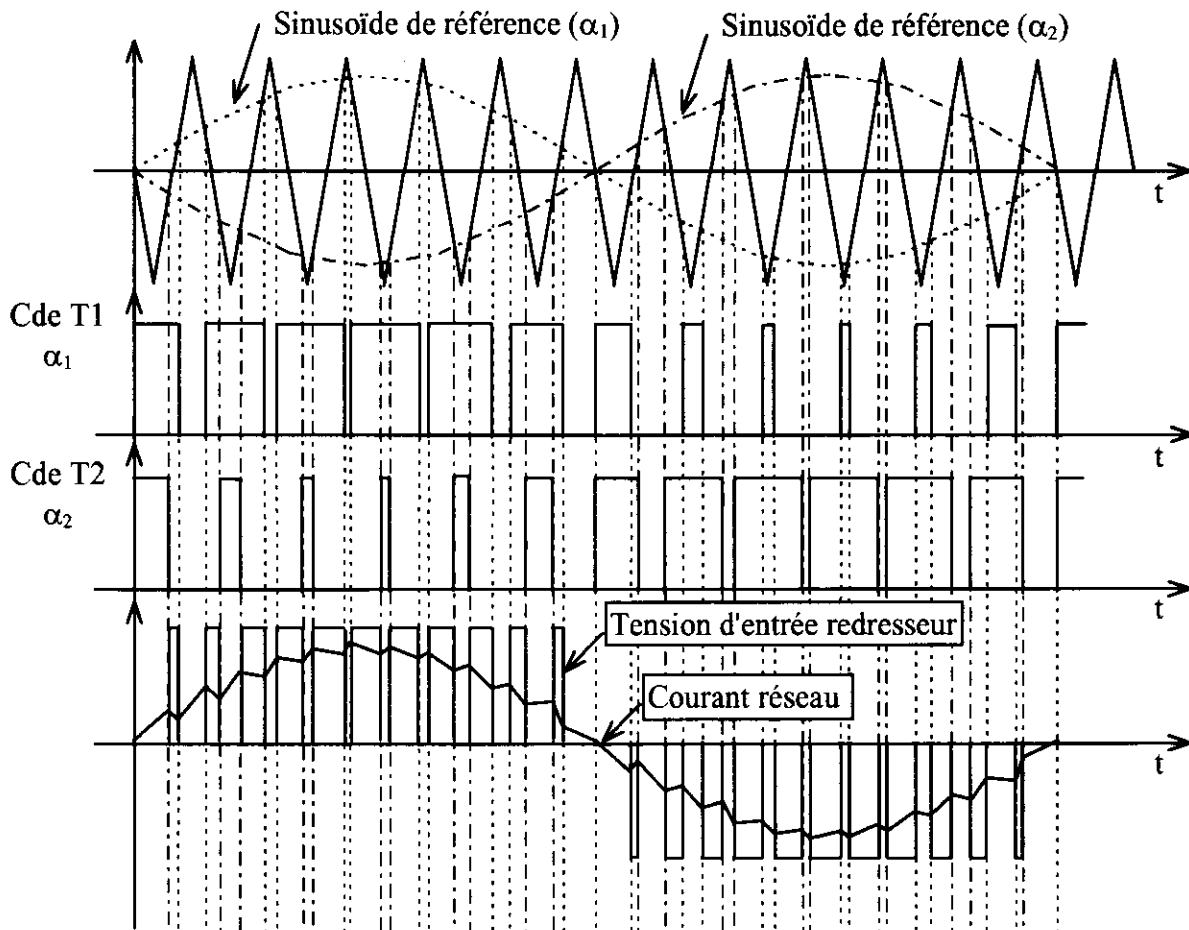


Figure 7 : Formes d'ondes du redresseur

La modulation unipolaire permet de doubler la fréquence de l'ondulation du courant d'entrée par rapport à celle du redresseur. Cette dernière a été placée à 20 kHz. Compte-tenu de la puissance mise en jeu, faible devant celle de traction, les IGBT sont moins surchargés en conduction et peuvent alors supporter une fréquence de commutation supérieure à celle de traction (6 kHz). Les résultats expérimentaux montreront les différents niveaux de pertes en fonction de la fréquence.

Les grandeurs résultant des calculs pour le dimensionnement des composants sont résumées ci-après, avec :

Diodes	IGBTs
$I_{Dmoy} = 12,75 \text{ A}$	$I_{Tmoy} = 1,65 \text{ A}$
$I_{Deff} = 21,66 \text{ A}$	$I_{Teff} = 6,25 \text{ A}$

III.1. - Hacheur

Le hacheur n'utilise qu'un seul IGBT et une diode du troisième bras. la commande s'effectue à fréquence fixe et le courant de sortie est régulé à l'aide du rapport cyclique.

$$V_{bat} = \alpha \cdot V_c$$

Diodes :	$I_{Dmoy} = 22 \text{ A}$	IGBTs :	$I_{Tmoy} = 15,8 \text{ A}$
	$I_{Deff} = 29 \text{ A}$		$I_{Teff} = 24,5 \text{ A}$
	$V_{Dmax} = V_C$		$V_{Tmax} = V_C$

Pour ce fonctionnement nous avons $I_{batterie} = 40 \text{ A}$

III.2. - Analyse des formes d'ondes et des pertes

La fréquence de découpage en mode traction est de 6 kHz. La sous-utilisation des composants semi-conducteurs en mode de recharge permet l'augmentation de cette fréquence.

Il s'agira alors de trouver le compromis lié à une montée en fréquence qui d'une part, réduit les ondulations des courants d'entrée et de sortie ainsi que le bruit audible et d'autre part amplifie les pertes par commutation. Les pertes ont été mesurées par des moyens électriques (analyseur de puissance) et corroborées par des mesures thermiques en ce qui concerne les semi-conducteurs, les condensateurs de filtrage et le moteur. Les pertes dans les semi-conducteurs, sous tension et courant nominaux, répondent à la relation :

$$P_{sc} = 200 + 25.10^{-3} \cdot F_d \quad F_d = \text{Fréquence de découpage}$$

A contrario, les pertes au sein du moteur diminuent lorsque la fréquence augmente. Cette dernière a été choisie à 20 kHz, compromis qui permet l'évacuation correcte des pertes dans tous les composants de la chaîne. Le bilan final est montré figure 8.

Puissance en entrée	7330 W
Facteur de Puissance	0,983
Pertes dans le moteur côté alternatif	170 W
Pertes dans les interrupteurs	652 W
Pertes dans les condensateurs	15 W
Pertes dans le moteur côté continu	520 W
Puissance en sortie	5960 W
Rendement	81,3 %

Figure 8 : Bilan des puissances

Ce point de fonctionnement garantit un rendement de 81,3 % et une température du rotor de 105,5 °C en régime établi, les formes d'ondes des courants d'entrée et de sortie sont montrées figure 9.

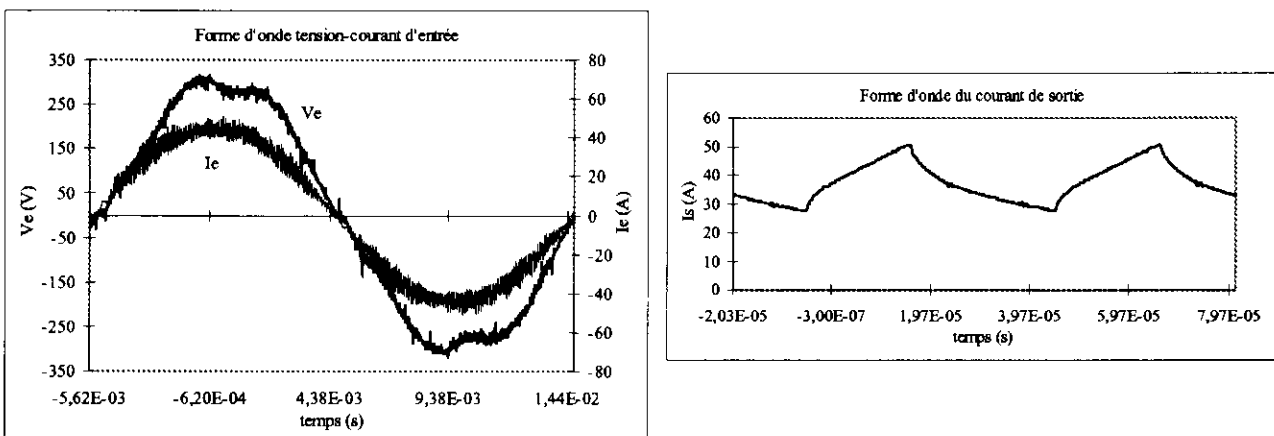


Figure 9 : Courant d'entrée et courant de sortie

Le point de fonctionnement choisi ici ne privilégie pas le rendement. En effet, les pertes totales (semi-conducteur + condensateurs + moteur) augmentent avec la fréquence. Néanmoins l'absence de bruit audible et une température acceptable pour le point le plus chaud du moteur sont des critères importants.

L'ensemble des résultats résumés dans ce chapitre montre la faisabilité d'une telle intégration à coût minimal. Seuls des organes de coupure seront nécessaires pour reconfigurer la structure de puissance ainsi que la commande, qui, sous forme logicielle pourra employer le même support matériel que celui utilisé lors de la phase de traction.

CONCLUSION

Cet article, à travers quelques exemples représentatifs, a montré les possibilités de l'intégration de la fonction chargeur au sein d'une chaîne de traction de véhicule électrique. Ce concept conduit à une utilisation plus rationnelle de l'électronique de puissance embarquée avec des contraintes qui devront rester minimales. Il s'agira essentiellement, pour ces contraintes, des composants à rajouter (organes de coupure, filtre secteur) et de la présence du refroidissement nécessaire pour cette électronique de puissance et le moteur.

Un point n'a pas été abordé dans cet article : il s'agit de l'absence d'isolation galvanique entre le secteur et le circuit électrique continu du véhicule. Ce circuit (batteries - onduleur - moteur) est entièrement isolé du châssis et du circuit basse tension 12V. Les parties conductrices ne sont pas accessibles et la norme (CEI 718) n'impose pas d'isolation galvanique. Néanmoins, la présence de tension continue peut perturber les protections classiques côté alternatif (disjoncteur 30 mA), des dispositions doivent être prises pour assurer la sécurité des personnes.

BIBLIOGRAPHIE

[1] B. Chauchat, " Chargeur de batterie embarqué ", Rapport de contrat collaboration Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble - RENAULT, Oct. 94 - Mars 95

[2] Wally E. Rippel, " Integrated traction inverter and battery charger apparatus ", Brevet américain n° 4 920 475 déposé le 7 mars 1988.

[3] Muller, Eckhard, " Elektrofahrzeug mit mindestens einem batteriegespeisten wechselrichter ", Brevet allemand n° DE 4 107 391 A1 déposé le 8 mars 1991.

[4] B. Chauchat, M. Brunello, J-P Ferrieux, Ph. Delbosc, D. Richer, " Integrated Battery Charger for Electric Vehicle ", EVT'95, Vol.I pp 172-182, Paris, 13-15 Nov. 1995.

[5] B. Chauchat, M. Brunello, J-P Ferrieux, Ph. Delbosc, D. Richer, " Système d'alimentation électrique mixte onduleur et convertisseur alternatif-continu ", Brevet n° 95 10 233 déposé le 30 août 1995.

[6] B. Chauchat, P. Joyeux, M. Brunello, J-P. Ferrieux, Ph. Delbosc, D. Richer, " Chargeur de batteries intégré triphasé pour véhicule électrique ", EPF'96, pp 223-229, Grenoble, 16-18 Déc 1995.

[7] Sang Joon Lee, Seung Ki Sul, " An Integral Battery Charger for 4 Wheel Drive Electric Vehicle ", IAS'94 IEEE Industry Applications Society, Vol I pp. 448-452, Denver, 2-5 oct. 1994.

[8] B. Piepenbreier, H-J. Tölle, " Process and device for operating on-board charging set the inverse rectifier of the three-phase current drive of an electric car ", Brevet international n° W093/01650 déposé le 8 juillet 1991.

[9] Kinoshita, Shigenori, " Electric system of electric vehicle ", Brevet européen n° 0 603 778 A1 déposé le 19 décembre 1993.

[10] P. Joyeux, " Chargeur de batteries rapide triphasé de type embarqué ", Rapport de DEA, Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, UMR 5529 INPG/UJF CNRS, sept. 1996.

[11] J-P. Burnet, " Chargeur de batteries pour véhicules électriques : lois de commande pour solution triphasée ", Rapport de DEA, Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, UMR 5529 INPG/UJF CNRS, juil. 1996

[12] B.-R Lin, T.-S Hwang, " Topologies for high power factor three-phase AC-to-DC converter ", EPE'95, pp 2.858-2.863, Séville, 19-21 sept. 1995.

CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES

BEAUFILS Gilles - GLAIZE Christian - Laboratoire d'Électrotechnique de Montpellier. Université Montpellier II (Sciences et Techniques du Languedoc). Case Courrier 79 - 34095 Montpellier Cedex 5

Introduction

Lors des Journées 3EI 97, MM. Meynard et Fadel du LEEI de Toulouse ont présenté des structures et commandes de convertisseurs multicellulaires série.

Il nous a paru intéressant de réfléchir et d'examiner de plus près cet agencement de cellules pour avoir une meilleure compréhension de ces convertisseurs, de leurs propriétés et retrouver certains résultats avancés. Ce thème trouve une application de filtre actif citée par le Journal de l'Ingénierie Electrique de Cégélec (N° 41 - juin 1997, p 8 et 9).

Les sujets de TD et de TP abordant la mise en série ou parallèle de composants, cellules, structures ne sont pas fréquents. Les convertisseurs présentés lors de ces journées permettent de traiter la mise en série de cellules de commutation.

Les objectifs de ce TD sont :

- d'amener une réflexion sur l'imbrication de cellules de commutation par l'étude des propriétés qu'elle apporte sur une structure simple de hacheur,
- d'appliquer cette réflexion à d'autres convertisseurs,
- d'établir le lien avec le groupement de hacheurs en parallèle entrelacés ou imbriqués.

Il ne s'agit pas d'introduire un nouveau point ou item dans le programme d'électronique de puissance. Le niveau est celui de l'EEA, des Capes, Capet et agrégation. Le TD ne présente pas de difficultés mathématiques : il repose sur l'analyse de circuits de commutation et de leur commande.

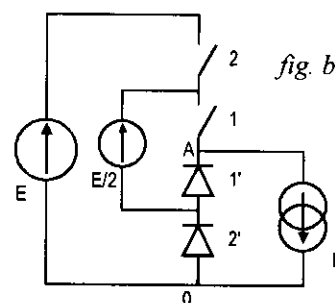
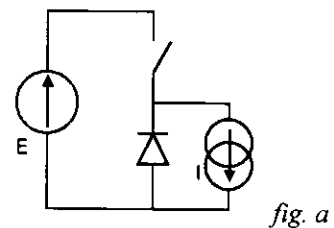
Ce travail qui illustre un transfert recherche/enseignement est le fruit d'une réflexion sur un thème des Journées 3EI 97. N'est-ce pas l'un des objectifs de ces Journées ?

Schéma de base: hacheur à cellules imbriquées

On part d'un hacheur tout à fait classique (fig a) sur lequel on implante 2 interrupteurs supplémentaires en série 2-2' et une source de tension intermédiaire $E/2$ (fig b). On a ainsi 2 cellules de commutation (1-1' ; 2-2') qui sont totalement indépendantes.

Dans une cellule de commutation, les interrupteurs sont toujours dans des états complémentaires afin de respecter les règles d'interconnexion des sources. La fréquence de commutation est identique pour les 2 cellules, leurs signaux de commande peuvent être de rapports cycliques différents et décalés. La commande des cellules est réalisée avec un rapport cyclique noté α_1 et α_2 pour les cellules de commutation 1-1' et 2-2'.

Les cellules sont considérées comme parfaites et le courant de charge est supposé constant durant les commutations.



1. Hacheur à 2 cellules synchrones

On considère le cas de la simple mise en série des interrupteurs, sans la source intermédiaire $E/2$, avec des commandes identiques synchrones.

1.1. Quelle est la tension maximale aux bornes d'un interrupteur ?

Justifier qu'on ne peut avoir un équilibrage parfait de la tension sur ces interrupteurs.

Comment équilibrer la répartition des tensions sur les plans statique et dynamique ?

1.2. Tracer en fonction du temps la tension aux bornes de la charge V_{AO} . Préciser le nombre et la valeur des niveaux de V_{AO} .

2. Hacheur à 2 cellules imbriquées

2.1. A partir des configurations possibles, déterminer la tension maximale sur un interrupteur. Par quel(s) élément(s) est-elle imposée ? La répartition des tensions est-elle équilibrée sur les plans statique et dynamique ?

2.2. Tracer pour différentes valeurs des rapports cycliques α_1 et α_2 l'allure de la tension aux bornes de la charge V_{AO} . Comment doivent être les signaux de commande pour tirer profit de l'imbrication des cellules ?

Pour $\alpha_1 = \alpha_2 = 1/4$ décalés de 180° , puis $3/4$ décalés de 180° , déterminer le nombre et la valeur des niveaux de V_{AO} .

Quelle est l'ondulation de la tension V_{AO} ? Quelle est la fréquence apparente de découpage vue par la charge par rapport à la fréquence de découpage des interrupteurs ? Comparer aux résultats du § 1.1. Quelles conséquences en tirer ?

2.3. Pour remplacer la source intermédiaire $E/2$ par un condensateur, quelle condition doit-on avoir sur les commandes afin d'assurer la stabilité du système ?

3. Hacheur à n cellules imbriquées (ex n = 3)

Etablir le schéma.

3.1. Quelles doivent être les valeurs des tensions des $n - 1$ sources intermédiaires ?

3.2. Indiquer la tension maximale sur un interrupteur.

3.3. Tracer l'allure de V_{AO} . Déterminer le nombre et les niveaux de cette tension. Quelle est l'amplitude et la fréquence de l'ondulation de V_{AO} quand le déphasage entre les commandes est important ($360^\circ/n$) ?

4. Synthèse : application à d'autres convertisseurs

4.1. Donner le schéma d'un hacheur élévateur (boost) à 1 cellule ; à 2 cellules imbriquées.

4.2. Etablir le schéma d'un bras d'onduleur (onduleur en 1/2 pont) à 3 niveaux à cellules imbriquées.

5. Applications

Citer une application selon la nature de la source d'énergie (BT, MT) et de la charge (réseau, moteur...) par type d'interrupteur (MOS, IGBT, GTO) où cette technique d'imbrication peut s'appliquer.

6. Hacheurs en parallèle

Etablir le lien avec la disposition de hacheurs en parallèle entrelacés, technique utilisée en particulier en traction électrique.

7. Conclusion

Quel est l'intérêt de cette technique ?

CORRIGÉ

1. Hacheur à 2 cellules synchrones

1.1. Théoriquement avec des composants parfaits similaires, la tension maximale aux bornes de chaque interrupteur est $E/2$. Du fait que les interrupteurs réels ne sont pas identiques, on ne peut déterminer précisément la tension qu'ils doivent supporter (fig.1). Celui présentant une plus grande résistance à l'état bloqué supportera une tension supérieure à $E/2$.

L'équilibrage de la répartition des tensions se fera :

- en statique en connectant une résistance de valeur importante aux bornes de chaque interrupteur
- en dynamique par le contrôle des commandes (décalage), par un tri des interrupteurs en fonction des temps de commutation, et/ou par des condensateurs de snubber (ou circuit d'aide à la commutation).

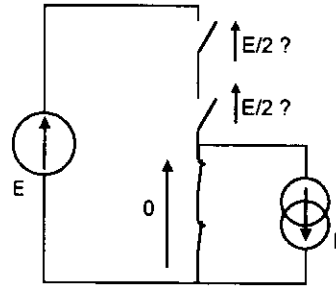
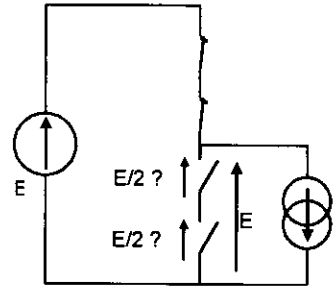


fig. 1

1.2. Forme d'onde : fig. 2

V_{AO} : 2 niveaux : 0 ; E. Ondulation de tension : E

Fréquence d'ondulation : Fréquence de découpage : F_d

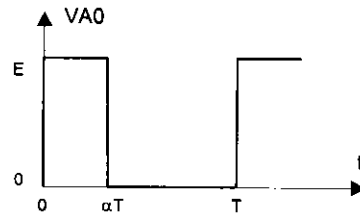


fig. 2

2. Hacheurs à 2 cellules imbriquées

2.1. La tension maxi sur un interrupteur est $E/2$ (fig. 3) imposée par les sources E et $E/2$ que ce soit en statique ou en dynamique
=> équirépartition des tensions.

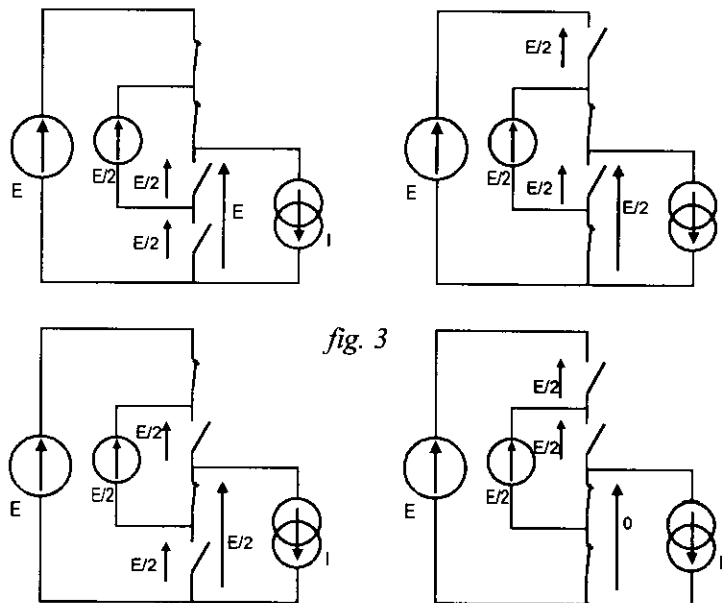


fig. 3

2.2. Forme d'onde : fig. 4

- la tension $V_{AO} = V1' + V2' = f(0, 1 \text{ ou } 2 \text{ interrupteurs bloqués})$

Analyse de V_{AO} :

- le cas idéal (où l'ondulation est nulle) est $\alpha1 = \alpha2 = 1/2$ et les commandes sont déphasées de 180° (fig. 4b).

- l'autre cas de figure intéressant des points de vue ondulation et fréquence d'ondulation pour la forme d'onde V_{AO} est celui où les rapports cycliques $\alpha1$ et $\alpha2$ sont identiques, et les commandes ayant un décalage de 180° (fig. 4d).

V_{AO} : 3 niveaux : 0, $E/2$, E ou $V_{AO} = (SC1 + SC2) E/2$ pour reprendre la notation de MM. Meynard et Fadel où $SC1$ et $SC2$ désignent les signaux de commande des interrupteurs 1' et 2'.

Ondulation de tension : $E/2$

Fréquence de l'ondulation : $2.Fd$ où Fd est la fréquence de découpage. Si l'on découpe à 20 kHz par exemple, les premiers harmoniques de tension seront centrés sur le 40 kHz. Le spectre est modifié, on obtient une réduction des composants passifs.

Par rapport au convertisseur du §1, l'ondulation est divisée par 2, la fréquence d'ondulation est multipliée par 2, ce qui rend le filtrage plus aisé tant en entrée qu'en sortie.

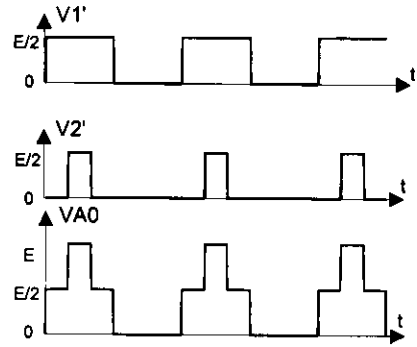


fig. 4a : $\alpha1 \neq \alpha2$. décalage quelconque.

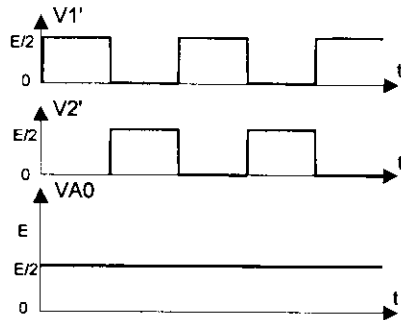


fig. 4b : $\alpha1 = \alpha2$. décalage de 180° .

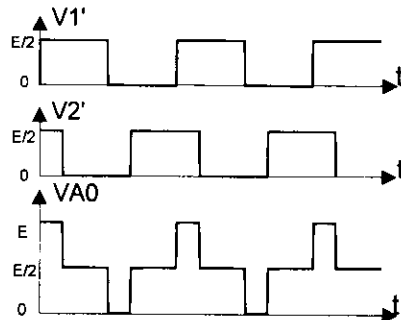


fig. 4c : $\alpha1 = \alpha2$. décalage $> 180^\circ$.

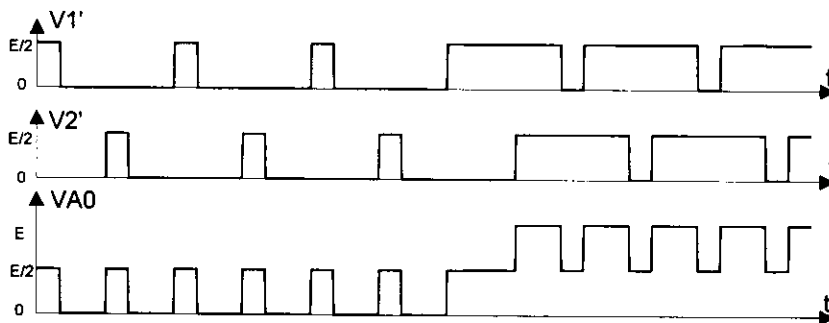


fig. 4d : $\alpha1 = \alpha2 = 1/4$; puis $3/4$. décalage de 180° .

2.3. On peut remplacer la source intermédiaire $E/2$ par un condensateur et avoir sa tension stable en valeur moyenne si le courant qui le traverse (+I, -I, 0, à 2 fois la fréquence de découpage) a une valeur moyenne nulle (cf fig. 5) sur un hacheur 3 niveaux à 2 cellules imbriquées.

=> commandes identiques, à un déphasage près, des cellules <=> même rapport cyclique des signaux de commande de chaque cellule.

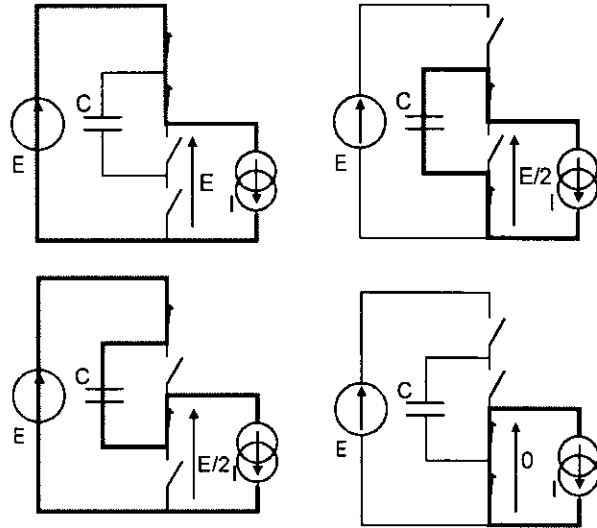


fig. 5

3 - Hacheurs à "n" cellules imbriquées. ex n = 3 cf hacheur 4 niveaux fig. 6

3.1. Si la tension des sources intermédiaires est E/n , la tension que devra supporter un interrupteur sera différente selon sa position dans la structure.

Ex : $VC1 = VC2 = E/3$. Les tensions aux bornes des interrupteurs des cellules 3-3', 2-2' et 1-1' valent respectivement $2E/3, 0$ et $E/3$.

=> source intermédiaire $V_{Ck} k=1 \text{ à } n-1 = k \cdot E/n$.

Ex : n = 3 $VC1 = E/3$ $VC2 = 2E/3$.

3.2. Avec $V_{Ck} = k \cdot E/n$. => $V_{\text{interrupteur}} = E/n$

Pour n = 3, $V_{\text{interrupteur}} = E/3$

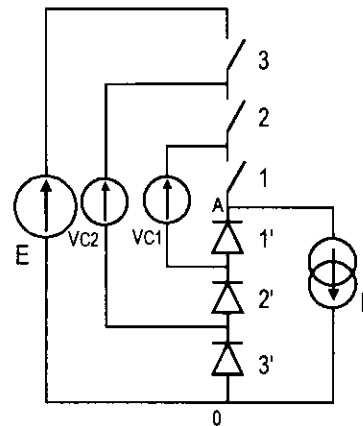


fig. 6

3.3. On a n+1 niveaux possibles en sortie. Ex n = 3 V_{A0} : 4 niveaux : 0, $E/3, 2E/3, E$. fig. 7

Ondulation de tension : $E/3$ - Fréquence d'ondulation : $3 \cdot F_d$

Dans le cas général de n cellules imbriquées, il y a n+1 niveaux possibles en sortie, l'ondulation est E/n , la fréquence d'ondulation est $n \cdot F_d$.

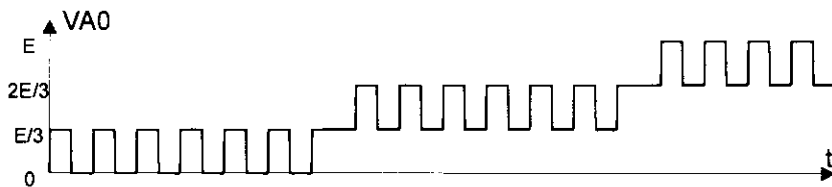
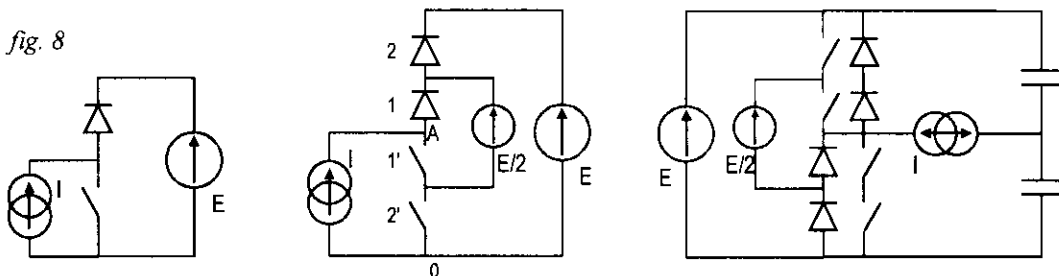


fig 7

4. Synthèse : application à d'autres convertisseurs (figure 8)

fig. 8



hacheur élévateur à 1 cellule, à 2 cellules

onduleur 1/2 pont 3 niveaux à cellules imbriquées

5. Applications

Emploi de MOSFET 400 V sur les réseaux 230/400 V. Compromis puissance - fréquence de commutation. Alimentation de secours ; variation de vitesse.

Emploi d'IGBT 1200 V sur les engins de traction de 750 V à 3000 V. Convertisseurs de fréquence pour machine asynchrone. Filtre actif sur réseau MT 6 kV. Fréquence de commutation plus grande qu'avec des GTO.

Emploi de GTO de quelques kV sur des réseaux de distribution (20 kV ; 25 kV en traction). Filtre actif, compensateur d'énergie réactive ; équipement de traction.

6. Cette technique est à rapprocher du groupement des hacheurs en parallèle entrelacés, technique appliquée depuis longtemps sur les engins de traction électrique. Les hacheurs sont mis en parallèle, un élément intermédiaire, en l'occurrence une inductance, réalise l'interface entre les hacheurs dont les commandes identiques sont décalées de T/n (ou $360^\circ/n$) où n est le nombre de hacheurs en parallèle et T la période de découpage.

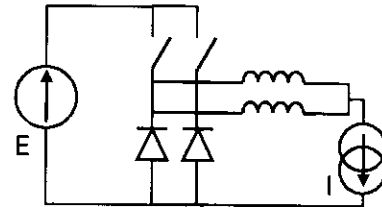


fig. 9

7. Conclusion

Cette technique d'imbrication de cellules permet à des composants semi-conducteur de puissance basse tension d'accéder à la haute tension. Les formes d'ondes sont améliorées, on multiplie les fréquences de découpage. Les spectres peuvent être optimisés, les filtres et les composants passifs réduits.

Bibliographie

Etude comparative de techniques de mises en série dans les convertisseurs alimentés en haute tension. H. Foch, T. Meynard, R. Arches, M. Metz. EPF'92.

Multi - level conversion : high voltage choppers and voltage - source inverters. T.A. Meynard, H. Foch. IEEE - PESC, Tolède 1992.

Rapport de DEA. Tnani. INP Toulouse 1992.

Multi-level choppers for high voltage applications. T.A. Meynard, H. Foch. EPE Journal mars 1992.

Email des auteurs :

beaufils@crit.univ-montp2.fr

glaize@crit1.univ-montp2.fr

L'enseignement des systèmes microprogrammés en Première et Terminale

Présentation du ST62E60

CHOFFARDET Pierre

LPR Voillaume 136, route de Mitry 93604 Aulnay sous bois

INTRODUCTION :

L'étude des systèmes microprogrammés pose un problème dans les classes pré-bac. En effet, le faible volume horaire, la complexité, la spécificité des microprocesseurs amènent généralement le professeur à traiter le sujet très superficiellement.

Les supports d'étude utilisés (platine à base de 6809) sont maintenant presque obsolètes. Pourtant, la part grandissante des microprocesseurs ou plutôt des microcontrôleurs dans notre environnement quotidien nous demande de ne pas abandonner l'étude des systèmes microprogrammés.

Il nous faut donc remettre à jour notre équipement et rechercher un microcontrôleur pouvant s'intégrer dans l'enseignement dès les classes pré-bac.

Le cahier des charges de ce microcontrôleur me paraît être le suivant :

- Simplicité de mise en œuvre et robustesse.
- Outils de développement conviviaux.
- Son équipement doit lui permettre de s'adapter à un large éventail d'applications (commande de hacheur, mesure de température, commande de moteur pas à pas, gestion d'un ouvre portail).

Le microcontrôleur ST62E60 me paraît avoir le meilleur compromis puissance / capacité / coût / simplicité de mise en œuvre. Il est fabriqué par Thomson.

Principales caractéristiques techniques du ST62E60

Microprocesseur 8 bits, temps d'exécution
d'une instruction : environ 7 μ s

EPROM 4 ko

RAM 128 octets

EEPROM 128 octets

Sortie PWM

CAN 8 bits, temps de conversion 70 μ s

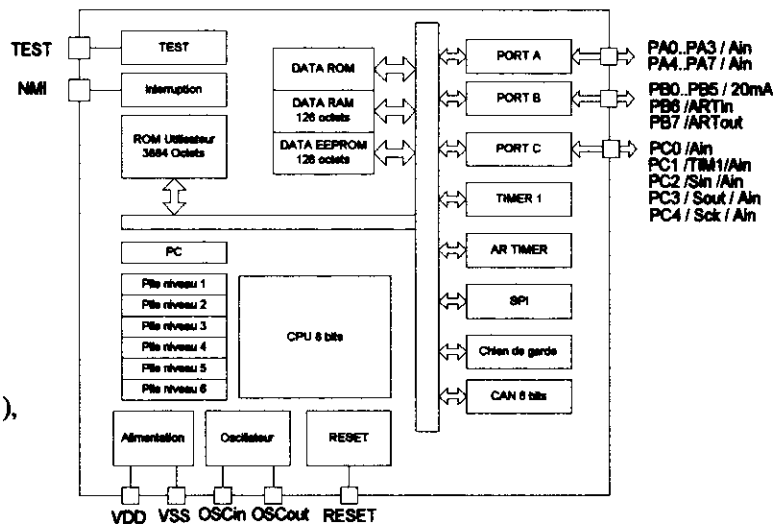
12 E/S configurables individuellement :
entrée avec ou sans résistance de rappel,
sortie drain ouvert ou push-pull,
interruption,
entrée analogique.

Instructions :

addition, soustraction, rotation, logiques (ET OU etc...),
manipulation sur bit

Il est effaçable aux U.V. donc reprogrammable

SYNOPTIQUE DU ST626X



Le circuit se présente sous la forme d'un boîtier 20 broches. Il fonctionne avec une alimentation de 3 à 8V. Il se met en œuvre simplement, avec deux condensateurs un quartz et une résistance sur platine LABDEC.

Un ensemble de développement revient environ à 3000 F. Il comprend :

Le STARTER KIT 626X de Thomson qui est une platine d'étude et de programmation ainsi que l'assembleur le programmeur et le logiciel de permettant de programmer le ST6260.

Le logiciel ST6 REALIZER : Un environnement de développement graphique permettant de réaliser des applications sans passer par l'étape fastidieuse du langage assembleur.

5 ST6260 en version EPROM

L'ensemble est disponible chez tous les revendeurs tels FARNELL, RADIO SPARE ou SELECTRONIC.

Exemple de TP réalisé en terminale S option TI (3 h)

Les prérequis sont les suivants :

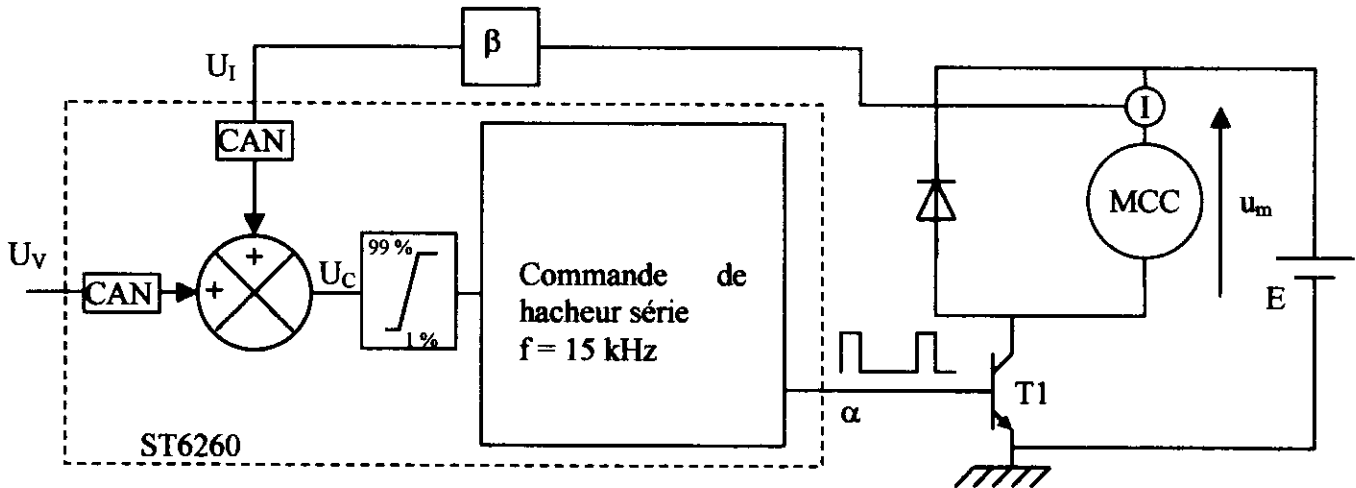
Un cours et TD de 6h sur les systèmes microprogrammés ainsi que deux TP sur le ST62E60 (Store SOMFY et commande de moteur pas à pas).

Il s'agit de réaliser une commande de moteur à courant continu avec compensation RI

La préparation du TP, personnelle, expose le principe de cette commande et étudie la mesure d'un courant aux bornes d'un shunt par un AOP.

La machine à courant continu est identifiée par l'élève qui réalise deux essais, (le principe a été étudié en détail lors d'un TP sur la MCC).

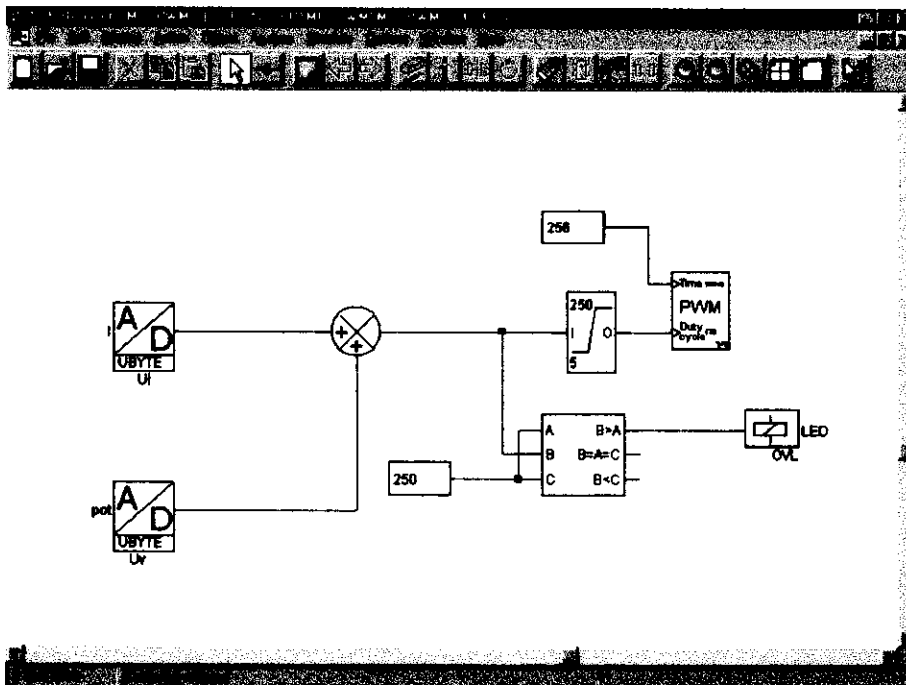
Le synoptique de la compensation est le suivant :



L'étude du hacheur permet de déterminer le gain β de la mesure de courant et le choix de la fréquence du hacheur est calculée à partir de l'ondulation du signal laquelle doit rester inférieure à la résolution du CAN.

L'élève réalise alors le programme du ST6260 correspondant au problème.

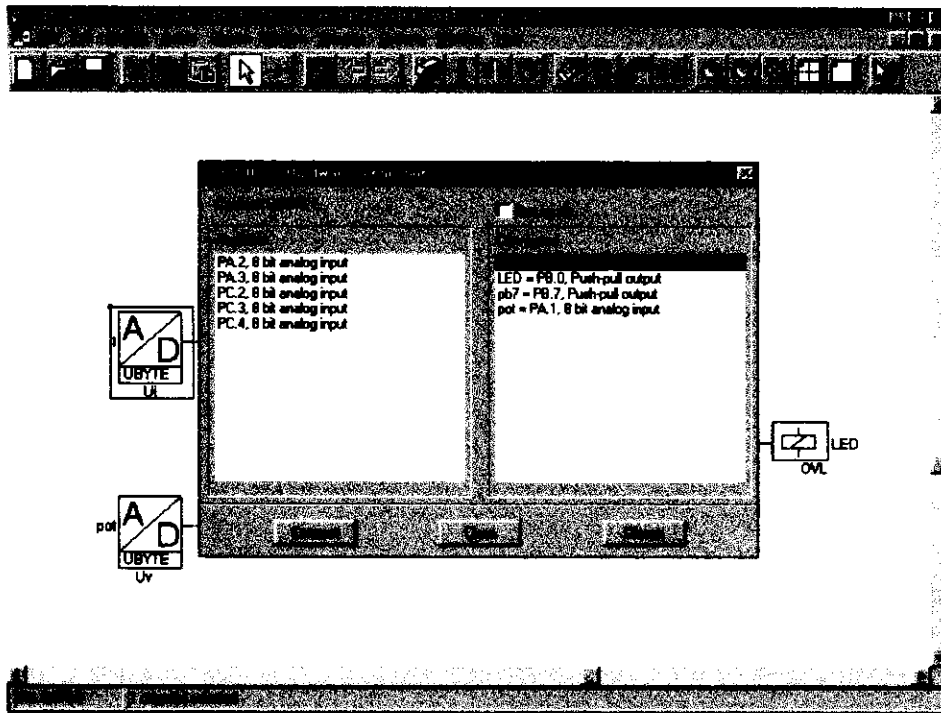
Les blocs et le logiciel ont déjà été étudiés et seule la fonction PWM est nouvelle.



La réalisation suit le cheminement suivant :

L'élève réalise le dessin ci-dessus à partir d'une bibliothèque de symboles. Cela se fait sous Windows.

Pour affecter les entrée-sorties du schéma aux broches du microcontrôleur, il suffit de double-cliquer sur celles-ci et de choisir la broche disponible.



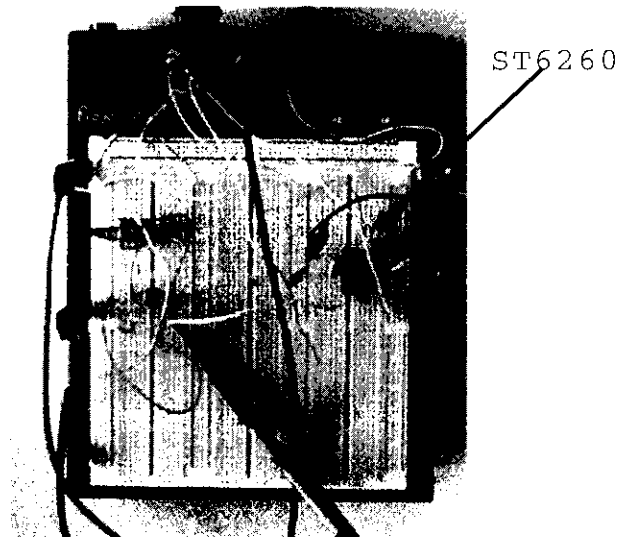
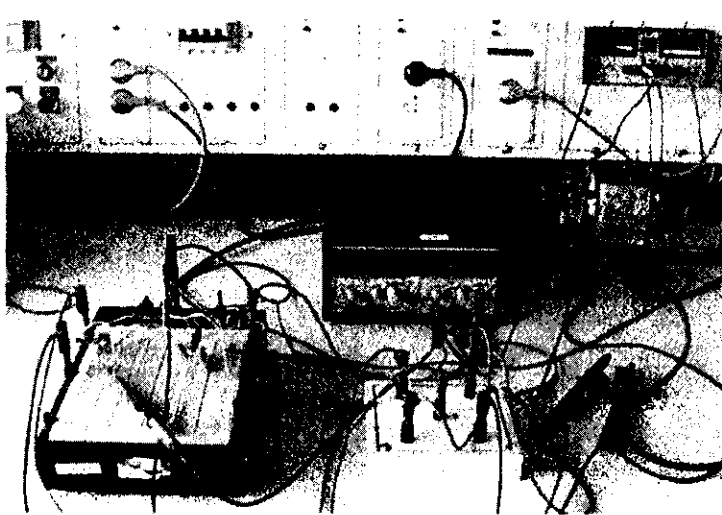
Lorsque l'édition graphique est terminée, il suffit de lancer l'analyse et le logiciel génère deux types de fichiers :

l'un est exploitable par le simulateur afin de debugger le programme (fichier source).

l'autre est directement utilisable par le programmeur (fichier objet).

Il suffit alors de placer le ST6260 sur la platine de programmation. L'opération dure moins d'une minute.

Finalement l'ensemble est monté et testé sur une platine LABDEC :



On remarquera le faible nombre de composants utilisés 1 ST62E60, 3 condensateurs, 7 résistances 1 LED, 1 AOP, 1 Quartz 8MHz.

CONCLUSION :

Il s'agissait ici de montrer que l'étude des microcontrôleurs peut être réalisée dès la classe de première, les logiciels existant et la simplicité de mise en œuvre des composants permettent des réalisations concrètes et rapides.

Finalement, excellent support d'étude des microcontrôleurs, sa simplicité d'emploi démystifie la "bête". Il est aussi un support à l'étude de la logique combinatoire et séquentielle.

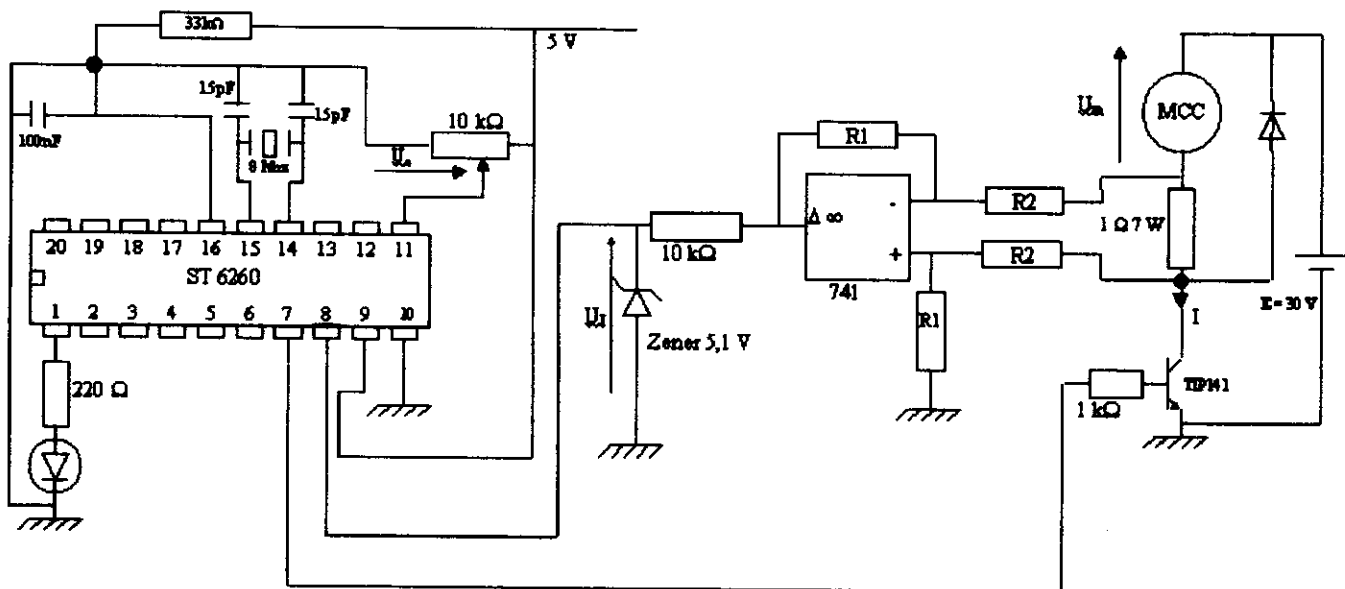
L'éditeur graphique possède en effet toutes les fonctions logiques de bases, bascules D et JK, compteurs, multiplexeurs et démultiplexeurs. L'interface graphique rend totalement transparent la programmation du micro, il n'est plus question de langage machine.

Le lecteur désireux d'en apprendre plus, on pourra se reporter au CD-ROM Thomson DATA ON DISC qui comporte de nombreuses notes d'application ainsi que les DATASHEETs de la série ST62.

Le site Thomson propose également le téléchargement de nombreux logiciels (www.st.com).

Enfin, ELEKTOR propose un livre : "le manuel du microcontrôleur ST62" qui n'est qu'une traduction des DATASHEET ainsi qu'un exemple de programme en assembleur (chenillard).

Schéma du montage :



PRINCIPES TECHNOLOGIQUES POUR LA COMMANDE DES MOS

Alain CUNIERE
Lycée Pierre de Coubertin
Chaussée de PARIS
77100 MEAUX

Jean Louis BIANCHI
Lycée Jules Ferry
av. du maréchal Joffre
78000 VERSAILLES

INTRODUCTION :

Ce document synthétise une réflexion pédagogique menée pour notre enseignement dans les classes de BTS électrotechnique. Il présente un ensemble d'expérimentations susceptibles d'éclairer nos étudiants sur les spécificités de la commande des MOS.

Commander correctement un MOS consiste à alimenter sa grille par un générateur de tension. Cela suppose un dispositif d'impédance de sortie statique ou dynamique nulle, capable de fournir ou d'absorber un courant quelconque. Hélas, les choses ne sont pas si parfaites. Les limites technologiques des générateurs d'attaque et la nature capacitive des électrodes du MOS, influencent nettement le signal de commande V_{GS} .

Une approche théorique nécessite une modélisation de ces imperfections. La quantification délicate de certains termes et les modèles rapidement inexploitable nous font préférer une approche expérimentale. Aussi, nous proposons aux étudiants plusieurs scénarios d'illustration de ces imperfections.

Pour ces différentes expérimentations, nous utilisons des drivers International Rectifier. Pour la commande d'un transistor seul, le modèle IR2121 (figure 1) est retenu.

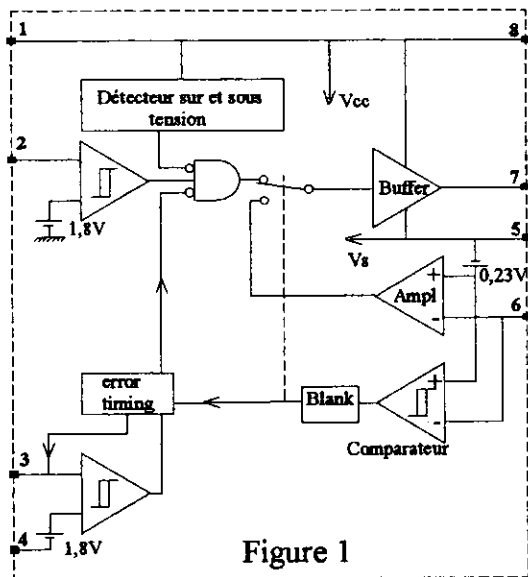


Figure 1

Ses caractéristiques sont :

Un buffer de sortie de capacité en courant impulsionnel de +1A/-2A. Respectivement, les temps de commutation spécifiés par le constructeur sous $V_{cc}=15V$ et une charge de 3300pF sont $t_r \# 60ns$ et $t_f \# 35 ns$.

Une protection contre les surintensités par une entrée Current Sense de niveau de détection de 0.23V. Si ce niveau est déterminé par un shunt r placé dans la source du MOS à commander, l'entrée CS assure alors une limitation de courant I_{DS} à la valeur $0.23/r$ par régulation de la tension V_{GS} . Le fonctionnement du transistor en régime linéaire qui s'en suit, nécessite une surveillance de la durée ou de la fréquence de ce mode de travail par l'échauffement qui en découle pour le transistor.

A cet effet, chaque fois que ce mode est initié, la charge à courant constant ($100\mu A$) d'une capacité C connectée à l'entrée de surveillance du CIL, mémorise le défaut et

permet lorsque le niveau atteint 1.8V d'ordonner le blocage anticipé du transistor. La réinitialisation à 0 est faite au début de la période suivante si le déclenchement a eu lieu.

Pour la commande de bras de pont, le modèle IR2113 est retenu. Il intègre deux drivers dont l'un est alimenté par un bootstrap.

Les MOS utilisés sont des IRF 630 (200V/8A) ou des IRF 840 (500V/8A).

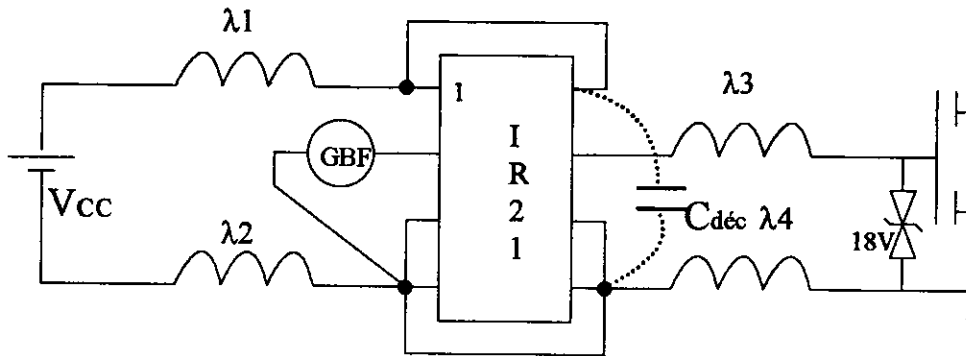
Fournisseur :

CCI
5 rue Marcellin Berthelot
92160 ANTONY
tel : 01-46-74-47-00

IR2121 au prix de 21F
IR2113 au prix de 19F
IRF840 au prix de 5F

INTERFACE DE COMMANDE TYPE 1 :

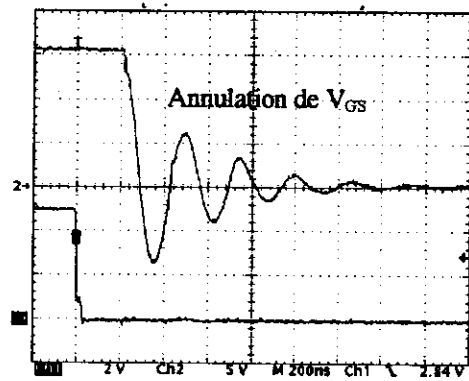
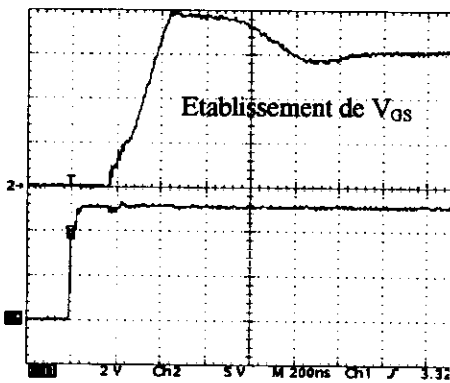
Schéma d'essai.



Objectifs : étude de l'influence de câblage sur le signal V_{GS}

les inductances $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4$, réagissent avec le MOS

les inductances λ_3, λ_4 , réagissent avec le MOS



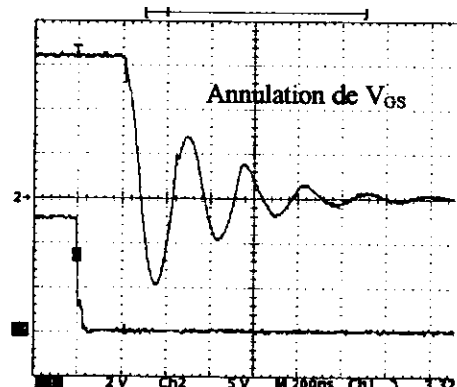
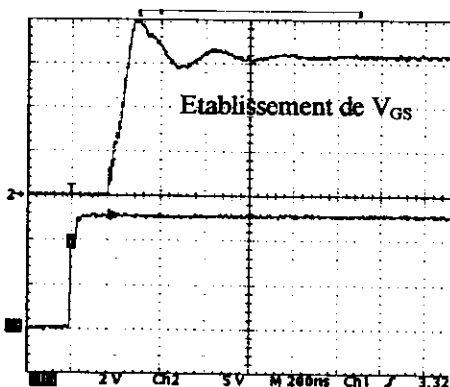
La tension V_{GS} peut dépasser $[V_{GS}]_M=20V$; il y a risque de claquage du MOS sans écrêtage par diode zener ;

La tension V_{GS} peut dépasser $[V_{GS}]_{TH}=4V$; il y a risque de reconduction du MOS .

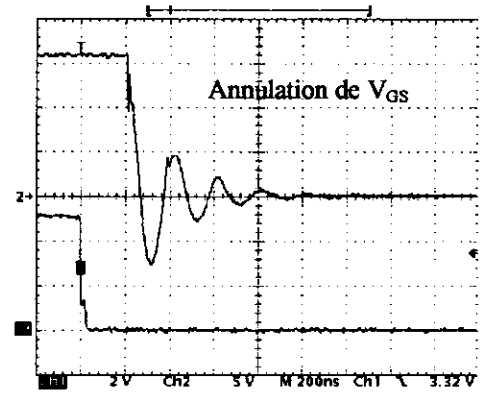
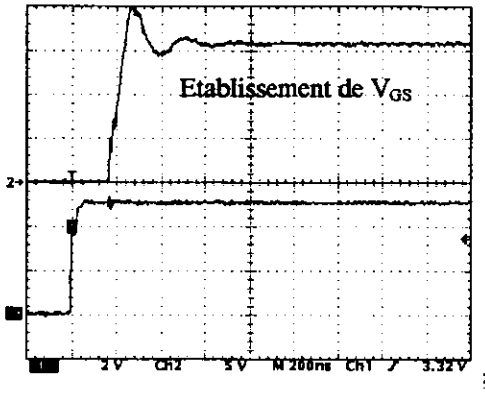
La tension V_{GS} peut descendre sous $[V_{GS}]_{TH}=4V$; il y a risque de blocage du MOS à l'origine d'interférences sur la puissance

Amélioration du fonctionnement .

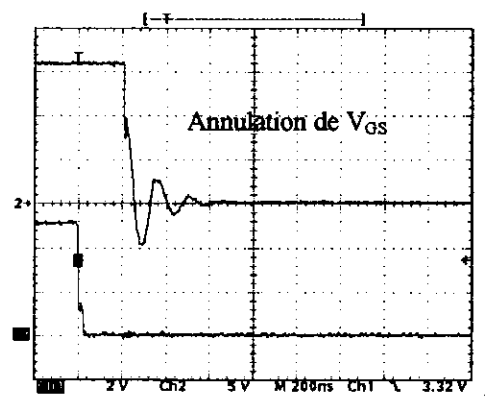
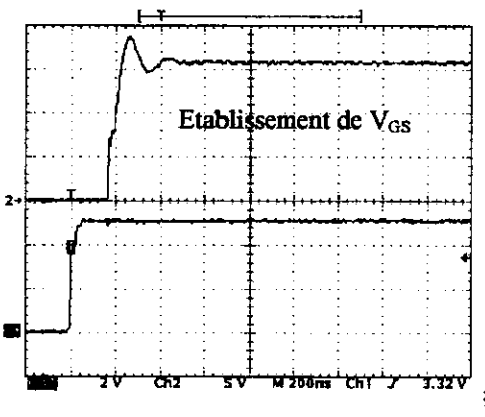
1) découplage de l'alimentation du CIL. Les inductances λ_1, λ_2 , n'interviennent plus pour caractériser l'évolution de V_{GS} .



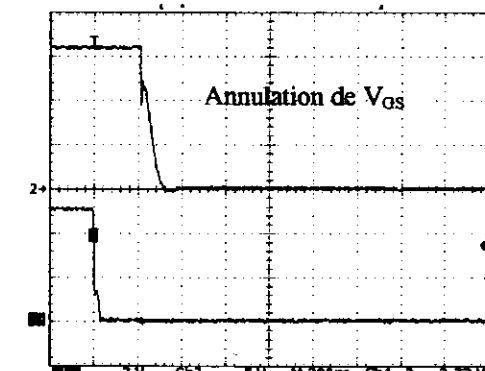
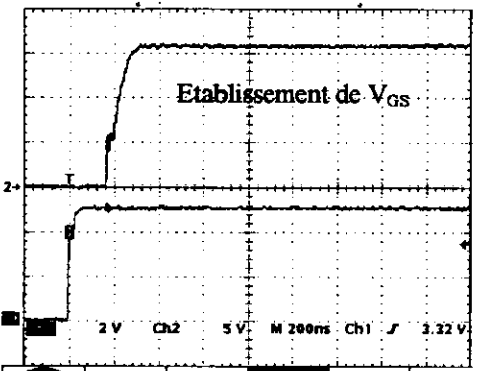
2) torsadage des liaisons CIL—MOS. Réduction des effets de λ_3, λ_4 .



3) raccourcissement des liaisons CIL—MOS. Réduction des effets de λ_3, λ_4 .

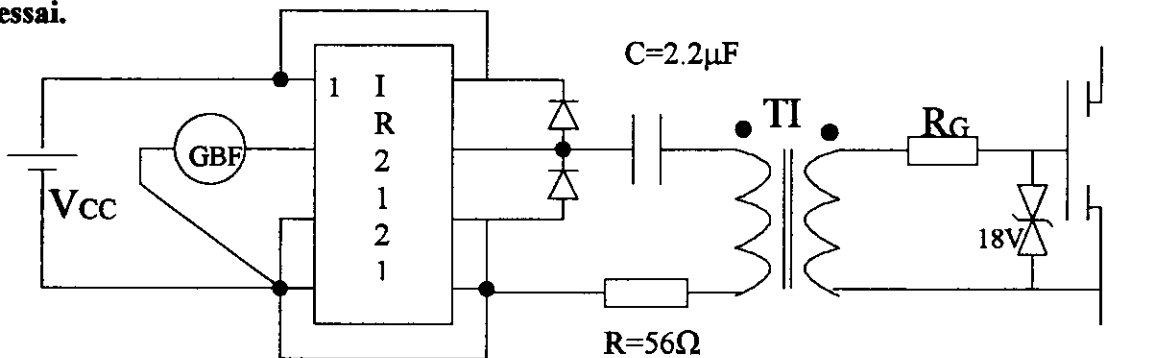


4) insertion d'une résistance de grille de 10Ω . Transitoire sans oscillations mais variations plus lentes.

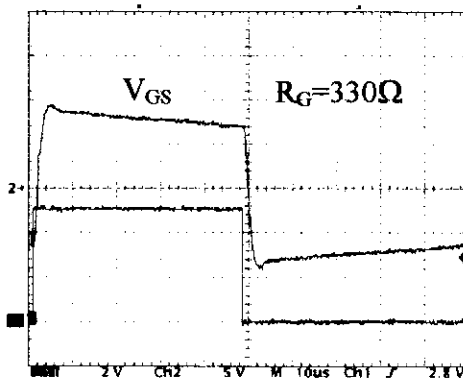
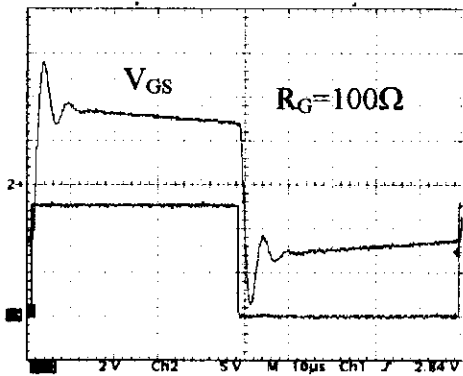
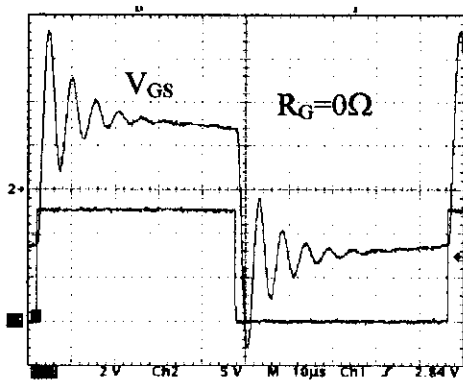


INTERFACE DE COMMANDE TYPE 2 :

Schéma d'essai.



Objectifs : recherche de l'isolation galvanique. Etude de l'influence du TI sur le signal V_{GS}



☛ il y a lieu de sensibiliser les étudiants à l'importance de la fréquence du GBF. En cas de réglage trop bas, un régime libre peut s'établir avec risque de surintensité aggravé par la saturation possible du circuit magnétique. Une résistance de 56Ω protège en ce sens la maille d'alimentation.

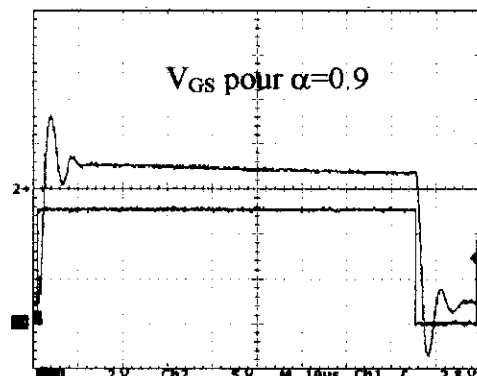
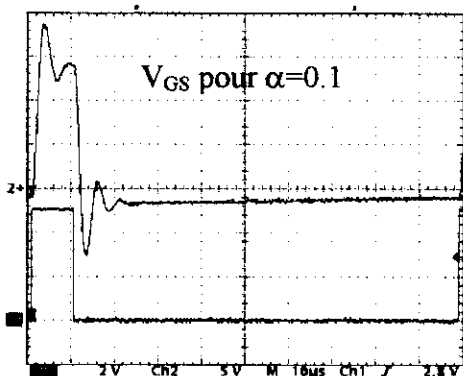
Le condensateur C est utilisé ici pour chuter la valeur moyenne αV_{CC} du signal de commande. Sa valeur est calculée par la relation $2\pi\sqrt{L_m C} \gg T_{GBF}$, avec L_m inductance magnétisante du TI.

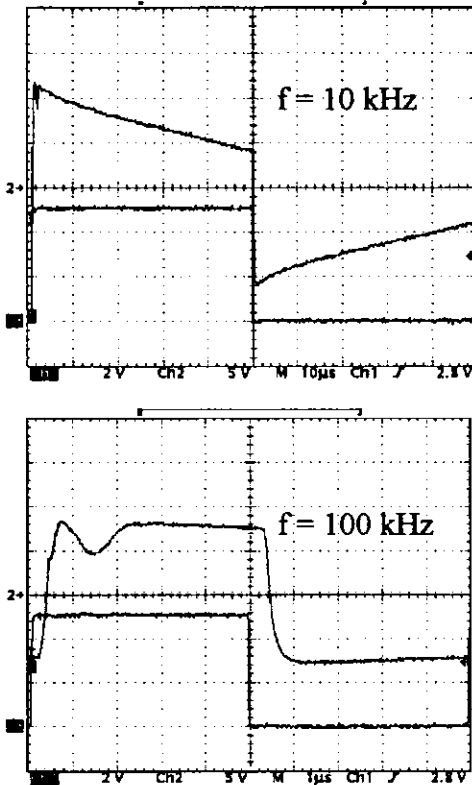
La tension magnétisante $(1-\alpha)V_{CC}$ appliquée pendant le temps αT_{GBF} détermine un flux ϕ dans le circuit magnétique dont la valeur maximum $\phi_M = \frac{V_{CC} T_{GBF}}{8}$ doit rester inférieure au flux

de saturation. Avec le TI utilisé (IT153 de Schaffner), l'inductance de fuites est de $120\mu H$.

Pour $R_G=0$, les pseudo oscillations qui en découlent sur V_{GS} rendent la commande inexploitable. Une résistance d'amortissement $R_G=100$, puis 330Ω limite d'autant le phénomène au prix de variations plus lentes de V_{GS} .

Un second inconvénient est inhérent à cette commande. La tension magnétisante $(1-\alpha)V_{CC}$ et donc la tension de commande V_{GS} , dépend du rapport cyclique α . Deux essais à $R_G=100\Omega$ et pour $\alpha=0.1$ puis $\alpha=0.9$ illustrent ce problème.





Amélioration du fonctionnement .

On utilise un TI à très faible inductance de fuites en bobinant simultanément sur un tore les deux enroulements et en réduisant le nombre de spires.

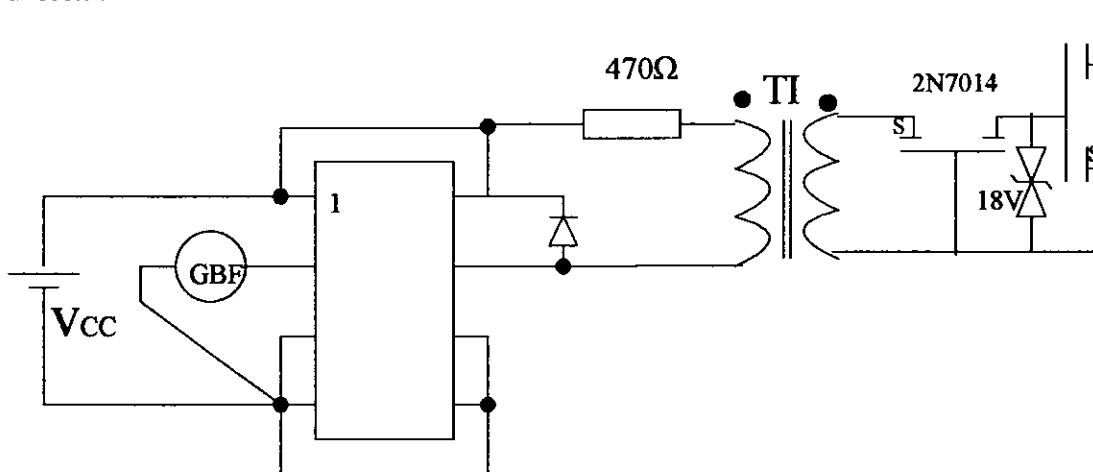
Le prix à payer de cet aménagement est un flux de saturation beaucoup plus faible, ce qui implique un fonctionnement à fréquence élevée.

Un essai pour une même fréquence de 10kHz du GBF, montre que les oscillations ont effectivement disparu mais également une atténuation du signal V_{GS} due à la saturation du circuit magnétique.

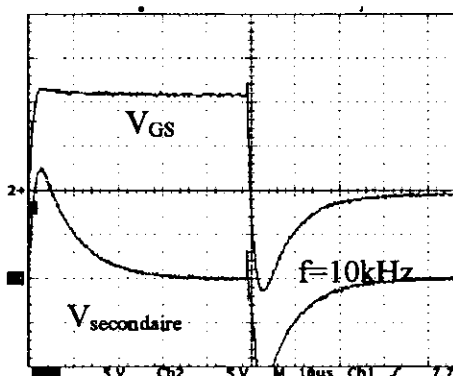
Un second essai réalisé à 100 kHz permet d'éviter cette situation mais implique une fréquence de découpage excessivement élevée et donc des difficultés de mise en œuvre du convertisseur statique.

INTERFACE DE COMMANDE TYPE 3 :

Schéma d'essai.



Objectifs : compléter la connaissance du modèle du MOS. Exploitation de la diode Drain-Source. Exploitation de la capacité C_{GS}



L'expérimentation précédente montre aux étudiants l'intérêt d'un TI à faible nombre de spires. Elle montre également sa difficulté à transmettre des créneaux à 10 kHz pour le dispositif utilisé.

Pour solutionner cet inconvénient, il faut mémoriser les impulsions. L'utilisation de la capacité C_{GS} comme élément mémoire permet de répondre simplement à cet objectif.

La saturation du TI n'étant plus proscrite, le condensateur de liaison est remplacé par une résistance de limitation. De ce fait, l'amplitude initiale des impulsions n'est également plus

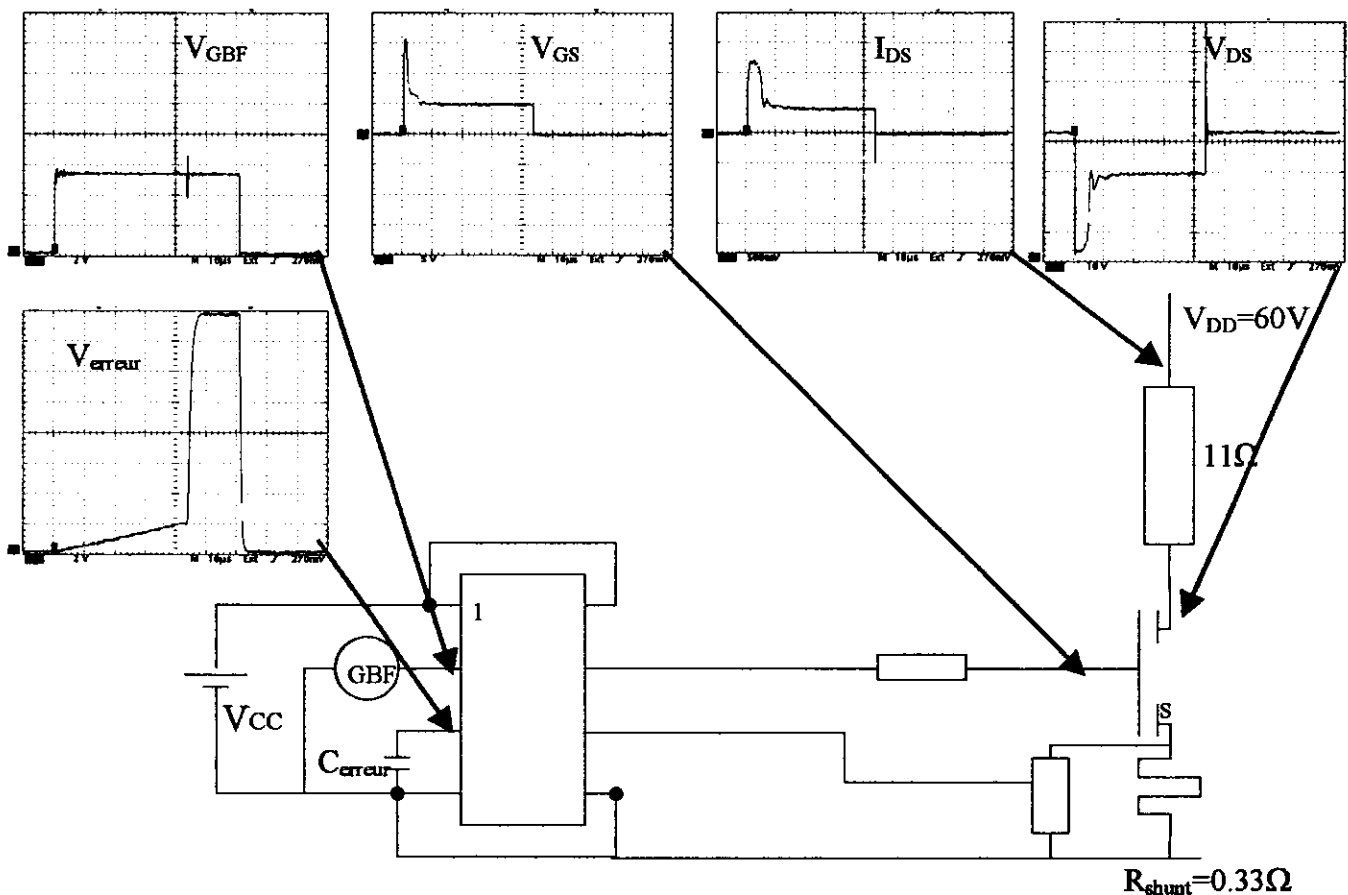
dépendante du rapport cyclique. Le relevé expérimental ci-dessus explicite le fonctionnement.
 A $t=0$, l'impulsion positive au secondaire du TI traverse la diode de structure du MOS de liaison et charge C_{GS} . La diode isolant C_{GS} , la tension V_{GS} est maintenue pendant αT_{GBF} .
 A $t=\alpha T_{GBF}$, l'impulsion négative commande le MOS de liaison, ce qui court-circuite la capacité C_{GS} .

CONCLUSION :

Ces différentes expérimentations n'ont d'autre ambition que de montrer aux étudiants qu'au delà de l'apparente facilité de commande des MOS, la réalisation pratique de sources de tension soulève d'importantes difficultés d'ordre technologique.

INTERFACE DE COMMANDE TYPE 4 :

Schéma d'essai.



Objectifs : *utiliser les fonctions de commande rapprochée du circuit IR2121.*

Ce circuit dispose (broche 5) d'une entrée Current Sense. Quand la tension chutée par la résistance R_{shunt} atteint le seuil de 230 mV, le buffer de sortie commute en mode linéaire afin de réduire la tension V_{GS} . Le buffer de sortie et le MOS forment ensemble une boucle de régulation du courant I_{DS} ainsi limité à la valeur $0.23/R_{shunt}$. Pour éviter de faux déclenchements, un retard à la réaction de 500 nS filtre les bruits superposés au signal de mesure.

Ce circuit dispose également (broche 3) d'une entrée de mémorisation. Sur une période de découpage, chaque passage en mode linéaire du MOS est comptabilisé par la charge à courant constant ($100\mu A$), d'un condensateur C_{erreur} . Si la valeur de 1.8V est atteinte (au bout d'un temps $\Delta t=1.8*C_{erreur}/10^4$), la tension V_{GS} est annulée afin de limiter l'échauffement du MOS.

REALISATION D 'UNE COMMANDE RAPPROCHEE POUR MOSFET EN STRUCTURE DE PONT UTILISANT LE CIRCUIT IR2113

INTRODUCTION :

La commande rapprochée des transistors MOSFET pose une série de problèmes dont la résolution demande une expérience et des précautions difficiles à maîtriser pour des étudiants.

Plusieurs techniques peuvent être retenues avec des avantages et des inconvénients respectifs ; rappelons que les objectifs généraux sont:

- Transmettre l 'énergie nécessaire à la mise en conduction sur la grille du MOSFET en réalisant une source de tension d 'impédance minimale en regard des limites en fréquence souhaitées et du comportement capacitif du composant .
- Evacuer les charges accumulées par la capacité d 'entrée en réduisant la constante de temps du circuit de commande au blocage.
- Assurer l 'indépendance des commandes d 'interrupteurs MOSFET dont les références de potentiel sont différentes notamment dans les structures en pont.
- Contrôler le courant limite fixé dans la source du MOSFET.

La plupart des constructeurs propose actuellement des circuits intégrés de commande rapprochée pour MOSFET (et IGBT) intégrant les impératifs énoncés ci-dessus, notamment la commande des interrupteurs en masse flottante par l 'intermédiaire d 'un circuit dit « bootstrap », assez simples à mettre en œuvre.

Pour la réalisation de cette carte de commande nous avons retenu le circuit **IR2113** de International Rectifier dont nous proposons une présentation simplifiée.

LE CIRCUIT IR2113 :

Description générale :

Le circuit permet la commande de deux interrupteurs MOSFET (ou IGBT) dont les références peuvent être indépendantes. Il est constitué de deux étages à sortie basse impédance de structure « Totem-pole » notés HAUT et BAS dont la commande s 'effectue à partir de deux entrées logiques respectivement HIN et LIN. Ces entrées sont compatibles avec le standard CMOS ou LSTTL avec adjonction de résistances de « pull-up ».

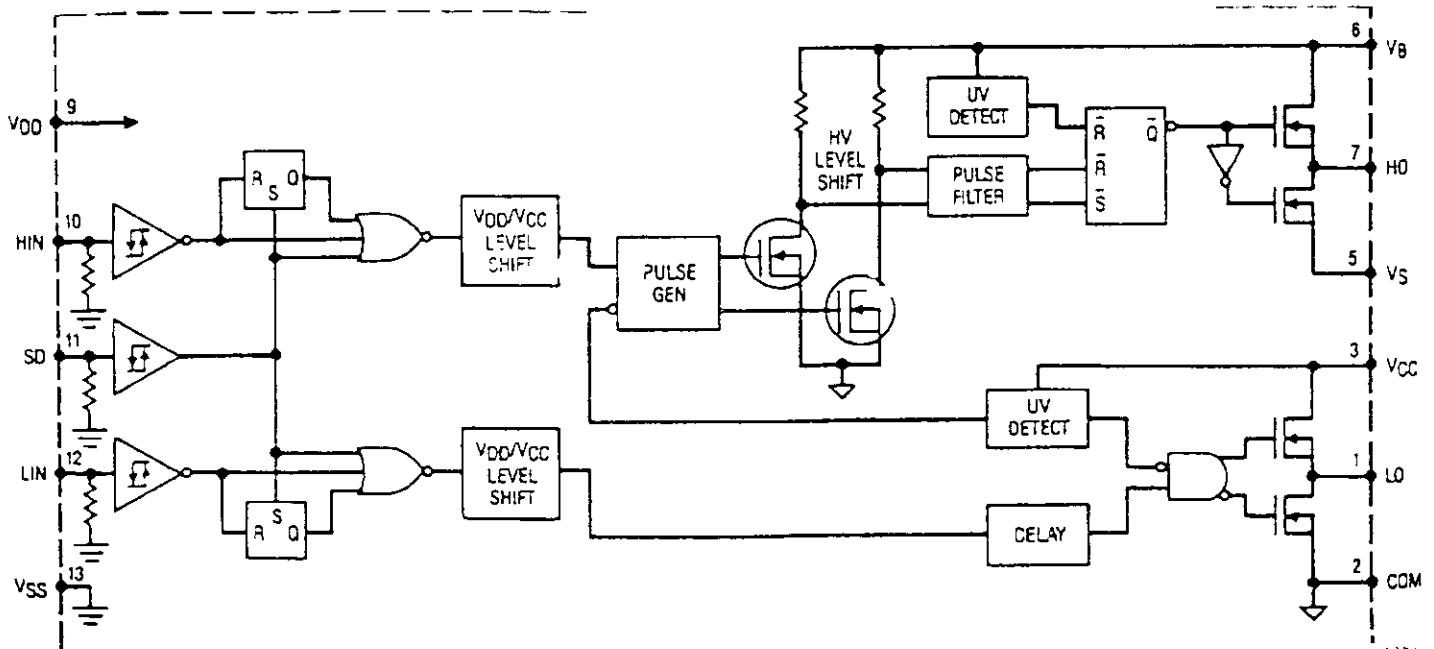
Les principales caractéristiques sont :

- Alimentation en masse flottante de l 'interrupteur HAUT par montage Bootstrap pouvant opérer jusqu' à +600V pour le bus continu d 'alimentation.
- Sorties Totem-pole pouvant délivrer un courant de pointe de 2A.
- Temps de commutation du driver totem-pole typique de 25ns sur charge capacitive de 1000pF.

- Temps de propagation pour chaque canal : $t_{on}=120$ ns et $t_{off}=94$ ns.
- Alimentations séparées de la commande logique et des drivers .
- Alimentations de la logique et des drivers possible de 5 à 20 volts.
- Offset possible de l'alimentation logique par rapport à la masse de puissance : -5 à +5V.
- Immunité aux dv/dt de +/- 50V/ns.

Structure interne :

La figure 1 propose la structure interne du composant :



Description succincte des broches :

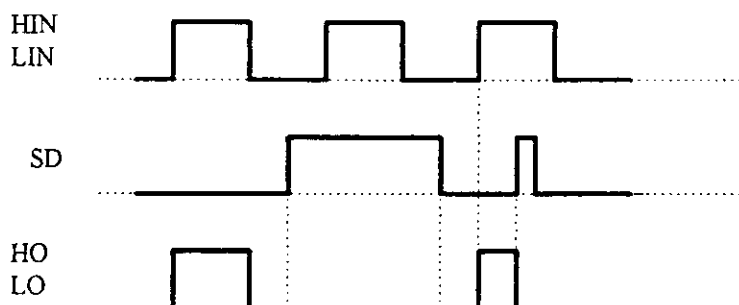
Broche 9 : Alimentation de l'étage logique : possible de 5 à 20 volts. Il est conseillé de découpler cette alimentation au plus près de cette broche par un condensateur de 0.1 μ f.

Broche 13 : Masse de la partie logique de commande ; bien que physiquement distincte de la masse du circuit puissance (COM), il est impératif que ces références soient communes (avec les précautions habituelles relatives aux boucles de masses communes à des circuits faible et fort courant).

Broche 10 : HIN, entrée logique active au niveau haut et demandant la commande de l'interrupteur Haut.

Broche 12 : LIN, entrée logique active au niveau haut et demandant la commande de l'interrupteur Bas.

Broche 11 : SD, entrée logique de verrouillage de commande des interrupteurs. Cette entrée sera utilisée pour la prise en compte de défaut sur les transistors tel que surintensité par exemple ; elle permet la mise à l'état « off » de la commande des deux interrupteurs selon le chronogramme de principe suivant :



Broche 3 : VCC Alimentation des drivers de sortie de l'étage BAS (maximum +20 volts). Il est conseillé de découpler cette alimentation par deux capacités (Tantale 1 μ f et céramique 0.1 μ f). Il est à noter que cette alimentation permet également la recharge du condensateur « bootstrap » qui permet la commande du MOSFET de l'étage HAUT.

Broche 2 : COM référence d'alimentation du driver de MOSFET BAS ; doit être connectée à la source de ce transistor.

Broche 1 : LO sortie de commande du MOSFET BAS ; active la grille de ce transistor.

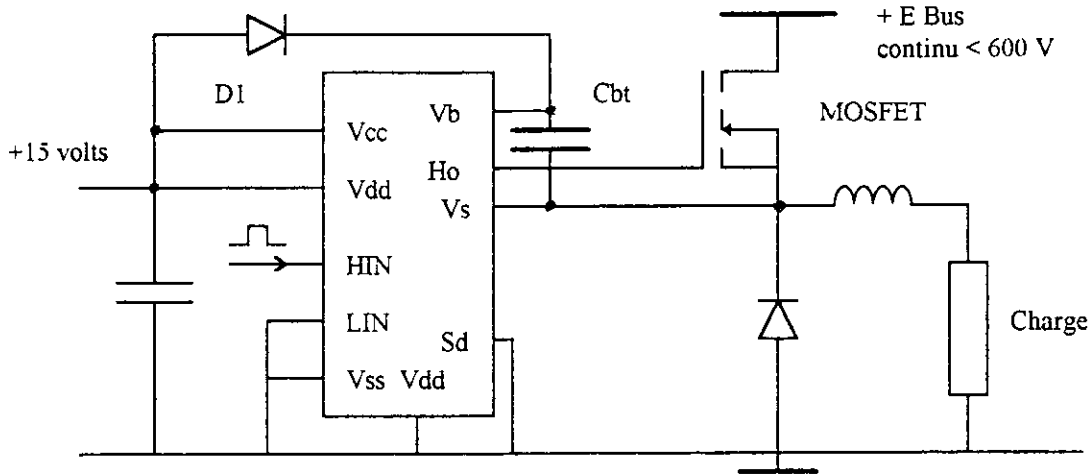
Broche 6 : VB Alimentation des drivers de sortie de l'étage HAUT (maximum VS+20 volts). Elle est obtenue à partir de VCC (broche 3) et du condensateur de « bootstrap » placé entre la référence d'alimentation VS (broche 5) du transistor HAUT et cette broche 6.

Broche 5 : VS référence d'alimentation du driver de MOSFET HAUT ; doit être connectée à la source de ce transistor. Il est à remarquer que ce potentiel est flottant et évolue au gré des commutations de l'interrupteur HAUT, de la référence d'alimentation du bus de puissance à la tension d'alimentation de ce bus.

Broche 7 : HO sortie de commande du MOSFET HAUT ; active la grille de ce transistor.

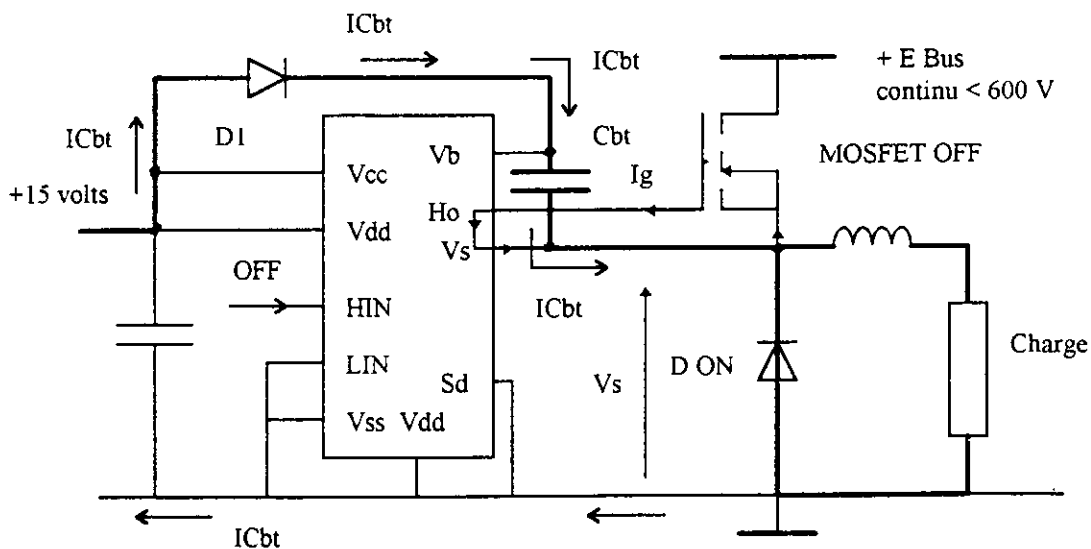
Remarques sur la commande du MOSFET HAUT :

Considérons la configuration typique suivante :



Analysons le comportement du circuit sur les deux phases : demande de blocage et demande de conduction du transistor.

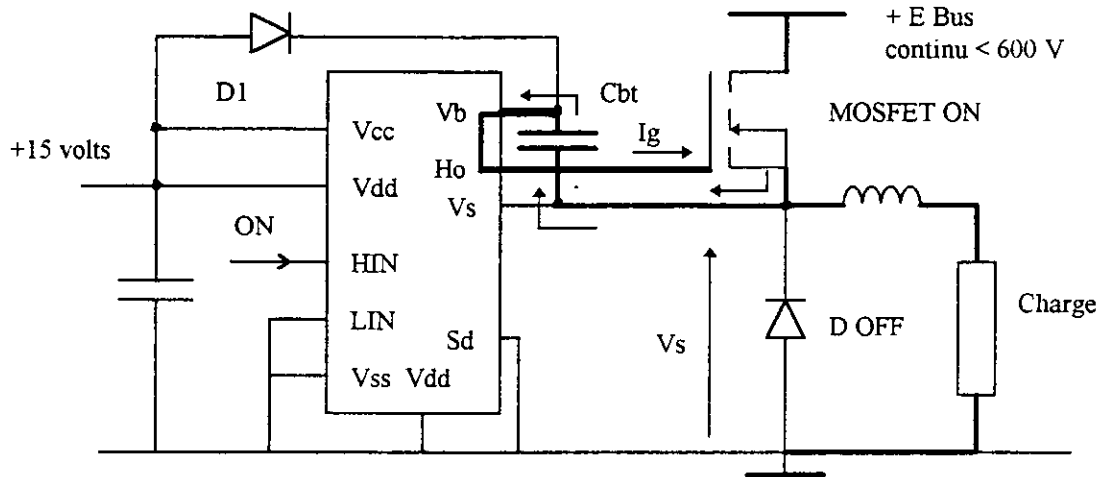
Lors d'une demande de blocage du transistor HAUT (état logique bas sur HIN), le driver haut décharge la capacité C_{gs} (courant I_g) du MOS en rendant passant le transistor placé entre Ho et Vs. Le condensateur de « bootstrap » Cbt est rechargé par l'alimentation Vcc (15 Volts) au travers de la diode D1 (courant I_{Cbt}), le point Vs étant à un potentiel voisin de zéro.



On notera que cette phase de blocage du transistor est nécessaire à la recharge du condensateur Cbt, et qu'en conséquence une conduction permanente de l'interrupteur est impossible ; la structure impose donc des rapports cycliques de contrôle inférieurs à 100%.

La logique interne du IR2113 comprend d'ailleurs une protection dite « UV : undervoltage » interdisant au driver de commander la mise en conduction du MOSFET, si la tension d'alimentation Vb du driver HAUT (fournie par Cbt, qui doit être rechargé) est insuffisante.

Lors d'une phase de demande de conduction du MOS, le driver rend le transistor placé entre Vb et Ho passant, le condensateur Cbt devient source d'alimentation entre grille et source du MOS (courant I_g). Remarquons que le potentiel V_s est porté par l'intermédiaire du MOS qui conduit au potentiel du bus d'alimentation, soit $E=+600$ Volts. La diode D1 doit donc supporter une tension d'environ $E + VC_{bt}$.



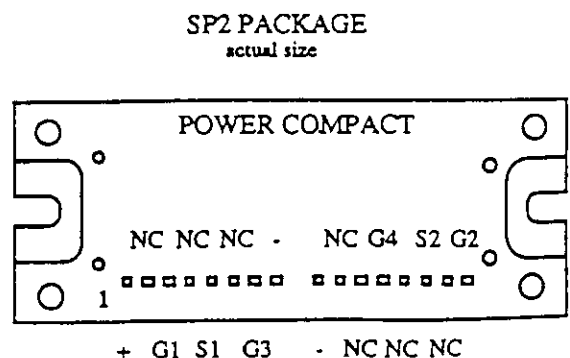
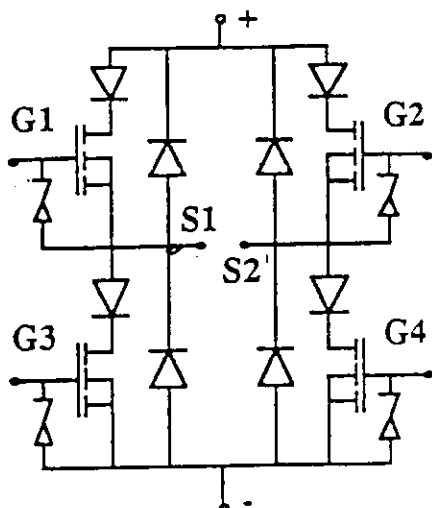
PRESENTATION DE LA MAQUETTE :

Nous avons retenu les caractéristiques suivantes :

- Alimentation unique : 15 volts.
- Entrée de commande compatible logique TTL.
- Génération des temps morts.
- Commande en plusieurs modes possibles sur la base d'une structure de puissance en pont à 4 interrupteurs MOSFET et 4 diodes.
- Sélection du mode de fonctionnement par 3 « switches » sur la carte ou par programmation externe sur 3 entrées notées S0, S1, S2.
- Caractéristiques du pont : 500 Volts 5A.
- Limitation en courant.

Caractéristiques du pont :

Nous avons retenu un pont moulé SMH510 de fabrication POWER COMPACT ; ce type de composant dont la structure est proposée ci-dessous permet de limiter le câblage et les liaisons toujours susceptibles d'amener des inductances parasites dont on sait les dangers en commutation.



On notera que le boîtier est isolé et qu'il peut recevoir trois structures de caractéristiques différentes (SMH 510,220,130). Il est donc aisé de modifier les caractéristiques courant tension du bus continu de la maquette par simple changement de la référence du pont. Les données constructeur pour chaque référence sont résumées dans les tableaux ci-dessous :

P/N	Device Type	Drain-Source Voltage V _{ds} -25°C	Drain Current I _d -100°C	On-state Resistance R _{dson} -25°C	Thermal Resistance R _{th-jc}	Potential Source
SMH130	MOS	100V	17A	0.09Ω	1.8°C/W	IRF540/MTM25N10
SMH220	MOS	200V	11A	0.18Ω	1.8°C/W	IRF640/MTM15N20
SMH510	MOS	500V	5A	0.85Ω	1.8°C/W	IRF840/MTM7N50

P/N	Device Type	Reverse Voltage V _{rrm}	Forward Current / Voltage	Reverse Recovery T _{rr}	Thermal Resistance R _{th-jc}	Potential Source
SMH130	Diode	150V	15A/0.85V	35ns	1.8°C/W	BYW81-150/BYV79-150/MUR1515
SMH220	Diode	150V	8A/0.85V	35ns	3.5°C/W	BYW29-150/BYV80-150/MUR815
SMH510	Diode	600V	8A/1.4V	50ns	4.2°C/W	BYR29-600/MUR860

Présentation de la commande :

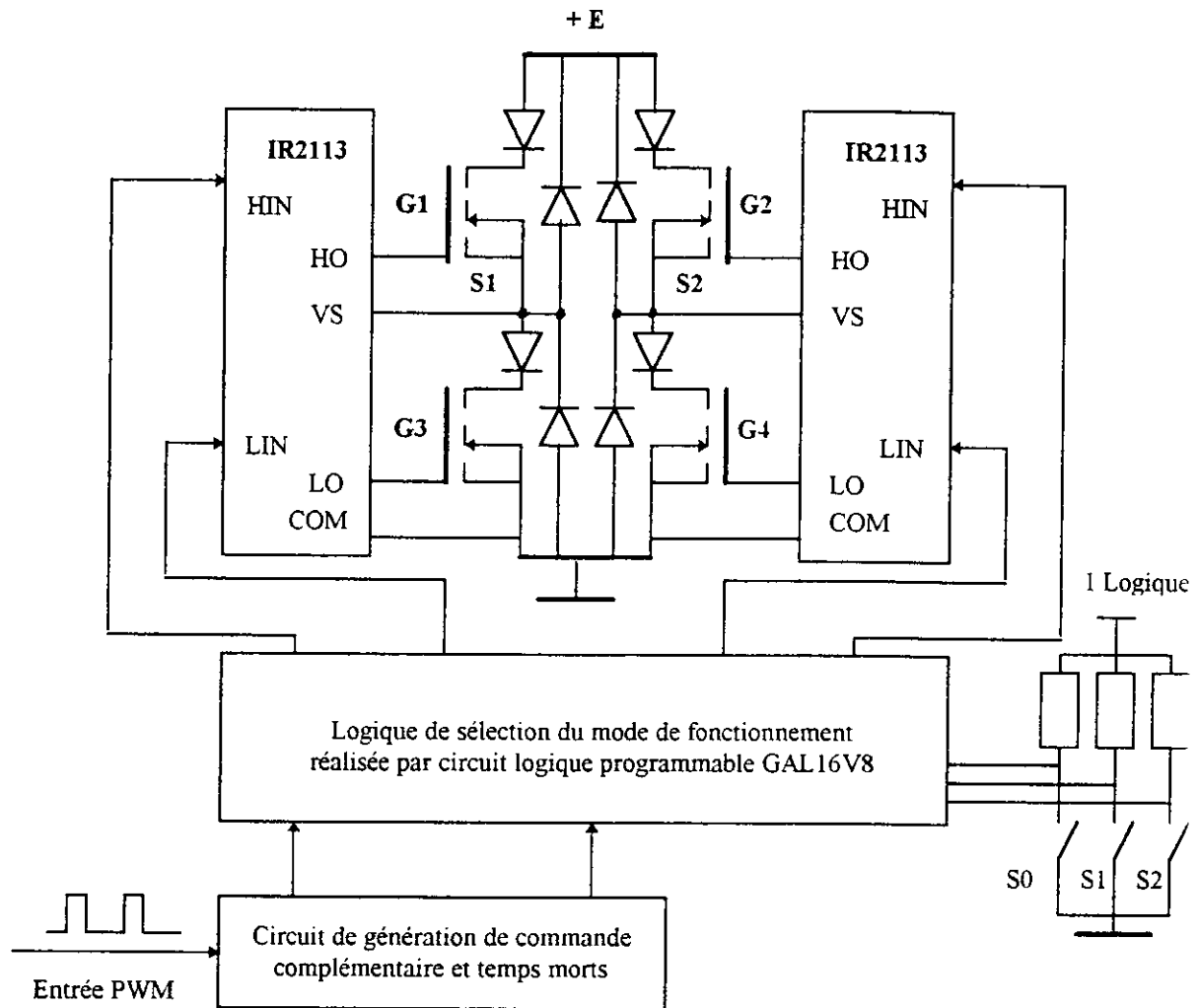
Elle permet la commande de plusieurs structures de convertisseurs sur la base de ce pont. A partir de la position des switchs S0, S1, S2, on peut sélectionner une parmi 7 configurations possibles ; le tableau suivant résume ces possibilités de la maquette :

On note H l'entrée PWM de commande du convertisseur et /H son complément intégrant les temps morts, G1 G2 G3 G4 les 4 interrupteurs MOS selon le schéma du pont fourni plus haut par le constructeur.

Avec VS1S2 la tension aux bornes de la charge et IS1S2, courant dans la charge compté positivement (S1 rentrant, S2 sortant).

SWITCHS			MODE du convertisseur	Commande des MOSFETS			
S2	S1	S0		G1	G3	G2	G4
0	0	0	Hacheur Série VS1S2 > 0	H	OFF	OFF	ON
0	0	1	Hacheur Série VS1S2 < 0	OFF	ON	H	OFF
0	1	0	Bras de pont VS1S2 > 0	H	/H	OFF	ON
0	1	1	Bras de pont VS1S2 < 0	OFF	ON	H	/H
1	0	0	Demi pont IS1S2 > 0	H	OFF	OFF	H
1	0	1	Demi pont IS1S2 < 0	OFF	H	H	OFF
1	1	0	Pont complet	H	/H	/H	H
1	1	1	Non utilisée	OFF	OFF	OFF	OFF

Schéma fonctionnel de la maquette :



L'utilisation d'un circuit logique programmable permet une réduction des circuits intégrés employés. On peut envisager également d'incorporer le circuit de génération des temps morts dans le GAL16V8. La maquette a été réalisée, elle consiste en une carte au format simple Europe (100x160) ; pour tout renseignement concernant la fabrication (typons, implantation, programmation du GAL) , contacter :

JL BIANCHI
 lycée Jules Ferry
 78000 VERSAILLES.

ANALYSE DU CONTENU HARMONIQUE DU COURANT ABSORBE PAR UN GROUPE DE REDRESSEURS TRIPHASES

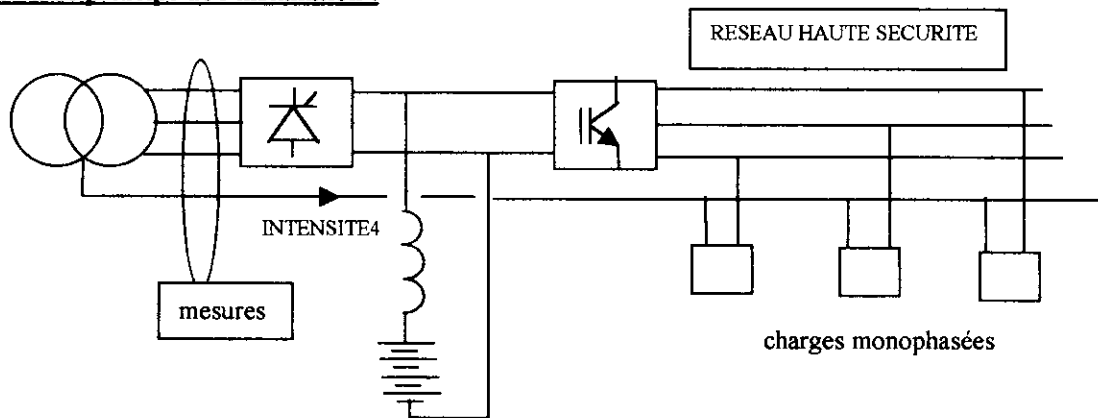
Jean-Louis DIDIER
Lycée P. Langevin Martigues

L'installation étudiée constitue le réseau haute sécurité de l'entreprise SGS THOMSON à Rousset (Aix en Provence). Elle comporte 3 redresseurs onduleurs triphasés non filtrés de 300KVA chacun (Galaxy MERLIN GERIN),

Les mesures effectuées sur cette installation montrent la présence des harmoniques de rang $n = 6k \pm 1, n = 1,5,7,11,13,...$

caractéristiques du courant théorique parfaitement lissé absorbé par un redresseur triphasé. Ces mesures montrent également la présence d'harmonique 3, qu'on retrouve en forte proportion dans le neutre.

Schéma de principe de l'installation :

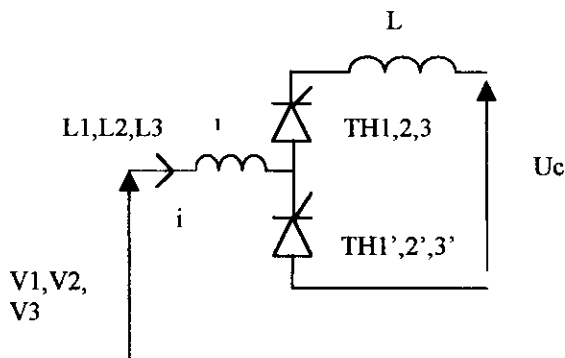


On se propose, après étude de l'influence de l'ondulation sur le contenu harmonique, de montrer que le phénomène de commutation (ou empiètement) est à l'origine de l'apparition et/ou de la modification de tous les harmoniques impairs dans le courant de ligne , et particulièrement de l'apparition d'harmonique 3 dans le cas étudié où le neutre est utilisé

INFLUENCE DE L'ONDULATION SUR LE CONTENU HARMONIQUE :

Le redresseur considéré est un pont de Graetz à 6 thyristors :

Schéma électrique unifilaire d'étude :



L est l'inductance de lissage, l'inductance de commutation (ligne d'alimentation plus transformateur) négligée dans la première partie .

Hypothèses :

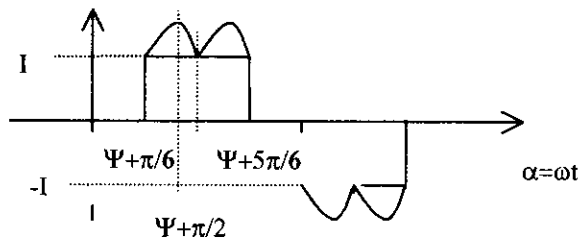
- l et L sont des inductances parfaites (résistance interne nulle)
- le pont est en conduction continue
- la tension U_c est parfaitement continue (batterie d'accumulateurs)
- les chutes de tension aux bornes des thyristors sont négligées

conséquences :

- la totalité de l'ondulation de la tension de sortie du pont se trouve aux bornes de L
- U_c (en valeur instantanée) est constante et égale à la tension moyenne redressée :

$$U_c = \frac{3U_m}{\pi} \cos \psi$$

Allure du courant :



Compte tenu des hypothèses, on trouve pour la phase I (en prenant nulle la valeur du courant en $\pi/6 + \psi$, soit $I = 0$) :

$$\alpha \in \left[\frac{\pi}{6} + \psi, \frac{\pi}{2} + \psi \right]$$

$$\frac{L\omega}{U\sqrt{2}} i_1 = -\cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) + \left[\frac{3}{\pi}(\psi - \alpha) + 1 \right] \cos \psi - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \psi$$

$$\alpha \in \left[\frac{\pi}{2} + \psi, \frac{5\pi}{6} + \psi \right]$$

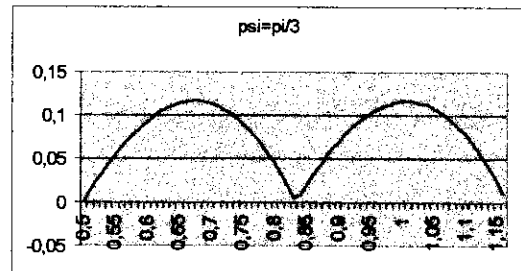
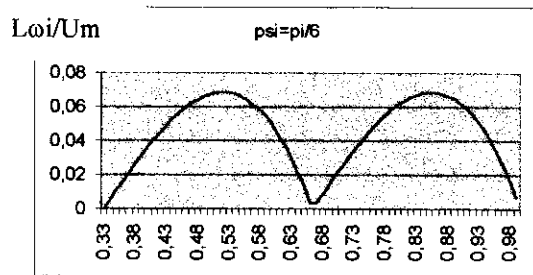
$$\frac{L\omega}{U\sqrt{2}} i_1 = \cos\left(\alpha + \frac{5\pi}{6}\right) + \left[\frac{3}{\pi}(\psi - \alpha) + 2 \right] \cos \psi - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \psi$$

Les deux parties de l'ondulation pour ces deux intervalles sont identiques à une translation de $\pi/3$ près. On a en effet :

$$i_{1\left[\frac{\pi}{6} + \psi, \frac{\pi}{2} + \psi\right]}(\alpha) = i_{1\left[\frac{\pi}{2} + \psi, \frac{5\pi}{6} + \psi\right]}\left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right)$$

Ce qui ne sera plus le cas si on tient compte de la commutation.

Les équations donnent les graphes suivants pour $\psi=\pi/6$ et $\psi=\pi/3$:



CONTENU HARMONIQUE DE L'ONDULATION :

Le courant dans la phase 1 peut être considéré comme la somme d'un courant rectangulaire et de l'ondulation, et ce à une constante près, de sorte que la valeur maximale du signal rectangulaire représente la valeur moyenne du courant redressé.

Le contenu harmonique est donc la somme des composantes des deux signaux.

La forme de l'ondulation (première arche par ex.) dépend de l'angle de retard à l'amorçage, et ne présente pas d'axe de symétrie (en $\alpha = \psi + \pi/2$ pour la première arche).

On peut néanmoins utiliser les symétries suivantes :

ainsi, si on appelle o_1, o_2, o_3, o_4 les ondulations successives à partir de $\psi + \pi/6$ on a :

$$o_2\left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right) = o_1(\alpha)$$

$$o_3\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) = -o_1(\alpha)$$

$$o_4\left(\alpha + \frac{3\pi}{3}\right) = -o_1(\alpha)$$

Les coefficients complexes de la série de Fourier s'écrivent alors :

$$c_n = \left(1 + e^{-jn\frac{\pi}{3}} - e^{-jn\frac{2\pi}{3}} - e^{-jn\pi}\right) \frac{1}{2\pi} \int_{\psi + \frac{\pi}{6}}^{\psi + \frac{\pi}{2}} o_1(\alpha) e^{-jn\alpha} d\alpha$$

$$c_n = \frac{a_n - jb_n}{2}$$

$$i(\alpha) = \sum_n a_n \cos n\alpha + b_n \sin n\alpha$$

Les graphes ci-après illustrent les calculs précédents (pour l'ondulation seule) et pour des angles de retard à l'amorçage de 30°, 60° et 90°.

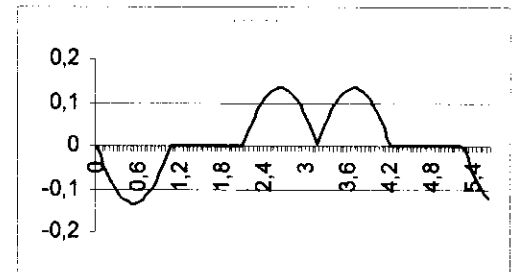
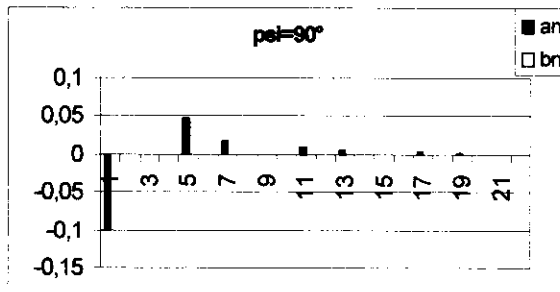
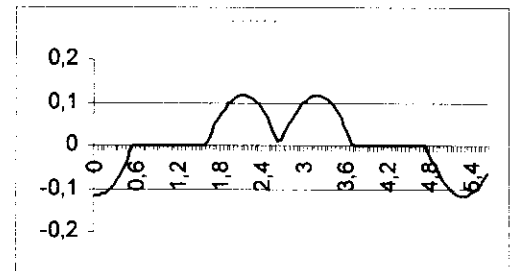
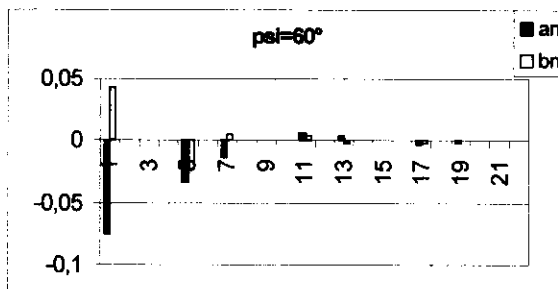
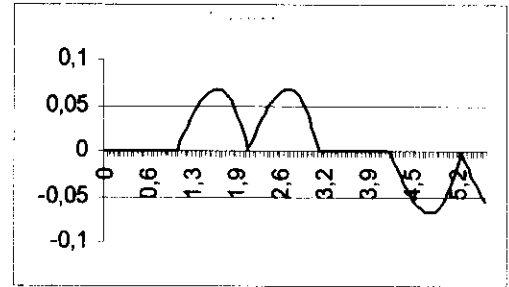
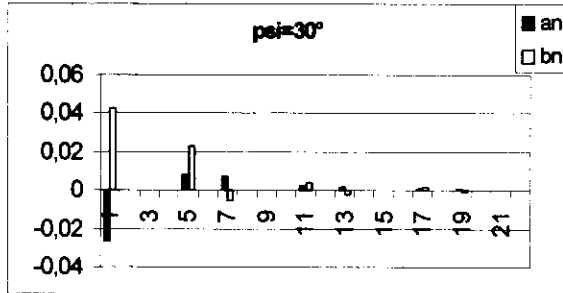
A gauche se trouve le contenu harmonique, avec, en ordonnées, les valeurs sans dimension :

$$\frac{L\omega}{U\sqrt{2}} i_n$$

A droite, la reconstitution du signal à l'aide des 50 premiers harmoniques :

Contenu harmonique : $\frac{L\omega}{U\sqrt{2}} i_n = f(n)$

Reconstitution du signal :
Somme des 50 premiers harmoniques



La proportion relative des coefficients a et b pour une même valeur de n dépend naturellement de la référence angulaire (ou temporelle) utilisée, l'amplitude de l'harmonique de rang n valant :

$$\sqrt{a_n^2 + b_n^2}$$

On constate que les rangs occupés dans le spectre de l'ondulation sont les mêmes que ceux occupés par les harmoniques d'un courant parfaitement lissé, c'est à dire les valeurs $n = 1,5,7,11,13, \dots$ soit :

$$n = 6k \pm 1$$

$$k = 1,2,3, \dots$$

Pour estimer l'effet de l'ondulation sur le signal complet, il faut ajouter les composantes du signal lissé (déphasées de ψ), soit des termes de la forme :

$$\frac{4I}{n\pi} \sin\left(n\frac{\pi}{2}\right) \sin\left(n\frac{\pi}{3}\right) e^{-j\psi}$$

INFLUENCE DE LA COMMUTATION :

La présence de l'inductance l en ligne, fait que le passage du courant d'un thyristor à l'autre n'est pas instantané, mais dure un temps $t = \mu/\omega$, où μ est l'angle d'empiètement, dépendant du retard à l'amorçage, du courant moyen absorbé par la charge, et, bien sûr, de l'inductance de commutation l .

Lorsque le courant dans la phase 1 est positif, 3 commutations se produisent :

- 2 à chaque extrémité de l'intervalle $[\psi + \pi/6, \psi + 5\pi/6]$ faisant intervenir 2 thyristors du 1/2 pont supérieur (sur le schéma),
- 1 au milieu de cet intervalle mettant en jeu 2 thyristors du 1/2 pont inférieur.

La tension de commutation intervenant à partir de $\psi + \pi/2$, entraîne suivant sa valeur, une croissance ou une décroissance du courant, ce qui implique une valeur variable de la condition initiale pour l'équation différentielle gouvernant le courant à partir de $\psi + \mu + \pi/2$, suivant les conditions de la commutation.

En dehors des commutations, les équations du courant sont :

$$\alpha \in \left[\frac{\pi}{6} + \psi + \mu, \frac{\pi}{2} + \psi \right]$$

$$(2l + L) \frac{di}{dt} = u_{12} - U_c$$

$$\alpha \in \left[\frac{\pi}{2} + \psi + \mu, \frac{5\pi}{6} + \psi \right]$$

$$(2l + L) \frac{di}{dt} = u_{13} - U_c$$

Les tensions u_{12} et u_{13} étant déphasées de $\pi/3$, les courants, compte tenu de la similitude des équations, sont tels que :

$$i_{\left[\frac{\pi}{6} + \psi + \mu, \frac{\pi}{2} + \psi \right]}(\alpha) + K_1 = i_{\left[\frac{\pi}{2} + \psi + \mu, \frac{5\pi}{6} + \psi \right]} \left(\alpha + \frac{\pi}{3} \right) + K_2$$

comme on l'a vu plus haut, les conditions initiales K_1 et K_2 sont généralement différentes, d'autant plus que, pour la première partie de l'ondulation, on a, à cause de la première commutation :

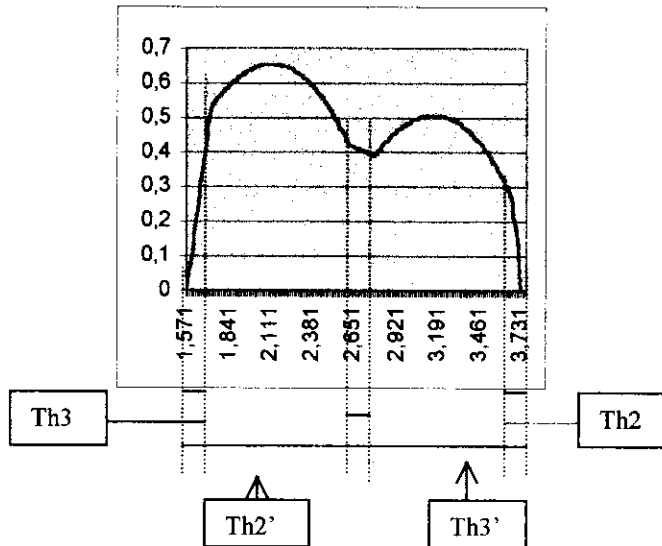
$$i_{\left[\frac{\pi}{6} + \psi + \mu, \frac{\pi}{2} + \psi \right]} \left(\frac{\pi}{6} + \psi + \mu \right) \neq i_{\left[\frac{\pi}{6} + \psi + \mu, \frac{\pi}{2} + \psi \right]} \left(\frac{\pi}{2} + \psi \right)$$

Tout ceci entraîne un décalage vertical des deux portions d'ondulation.

Voici, à titre d'illustration, l'allure du courant qu'on peut obtenir :

Les valeurs portées en ordonnées sont :

$$\frac{(3l + 2L)\omega}{U\sqrt{2}} i$$



$$\psi = \frac{\pi}{3}$$

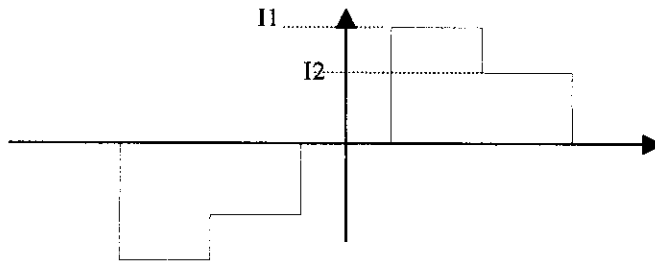
$$\mu = \frac{\pi}{20}$$

$$\frac{U_c}{U\sqrt{2}} = 0,48$$

$$\frac{2\omega}{U\sqrt{2}} I_{moy} = 0,05$$

CONSEQUENCE DE LA DISYMETRIE DE COMMUTATION SUR LE CONTENU HARMONIQUE :

Pour l'étude de l'évolution du spectre de l'ondulation, on se contentera de la caricature suivante du courant :



Ce signal ne présente manifestement pas la symétrie impaire .

On peut avoir, suivant les conditions au niveau de la charge $I_1 > I_2$ ou $I_1 < I_2$.

On trouve les coefficients suivants pour la série de Fourier :

$$a_n = \frac{4}{n\pi} \left(\frac{I_1 - I_2}{2} \right) \sin n \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{1}{2} \sin n \frac{\pi}{3} \right)$$

$$b_n = \frac{4}{n\pi} \left(\frac{I_1 + I_2}{2} \right) \sin n \frac{\pi}{2} \sin n \frac{\pi}{3}$$

On retrouve les rangs habituellement occupés (1,5,7,11,...) dans les coefficients b_n , mais, en plus, il apparaît des coefficients a_n dépendants de la différence d'amplitude des deux portions d'ondulation, et occupant tous les rangs impairs, en particulier le rang 3 précédemment inoccupé .

L'existence du coefficient a_3 est subordonnée à la présence du neutre. Si celui-ci est utilisé, comme dans le cas étudié, rien n'empêche un redresseur d'absorber de l'harmonique 3.

CONCLUSION :

La plus grosse partie du contenu harmonique du courant absorbé par un redresseur triphasé est constituée des rangs $6k \pm 1$ qu'on trouve en décomposant le signal théorique correspondant à un courant côté continu parfaitement lissé.

La prise en compte de l'ondulation du courant montre que les rangs occupés dans le spectre restent inchangés, seules leurs amplitudes étant affectées par rapport au cas précédent.

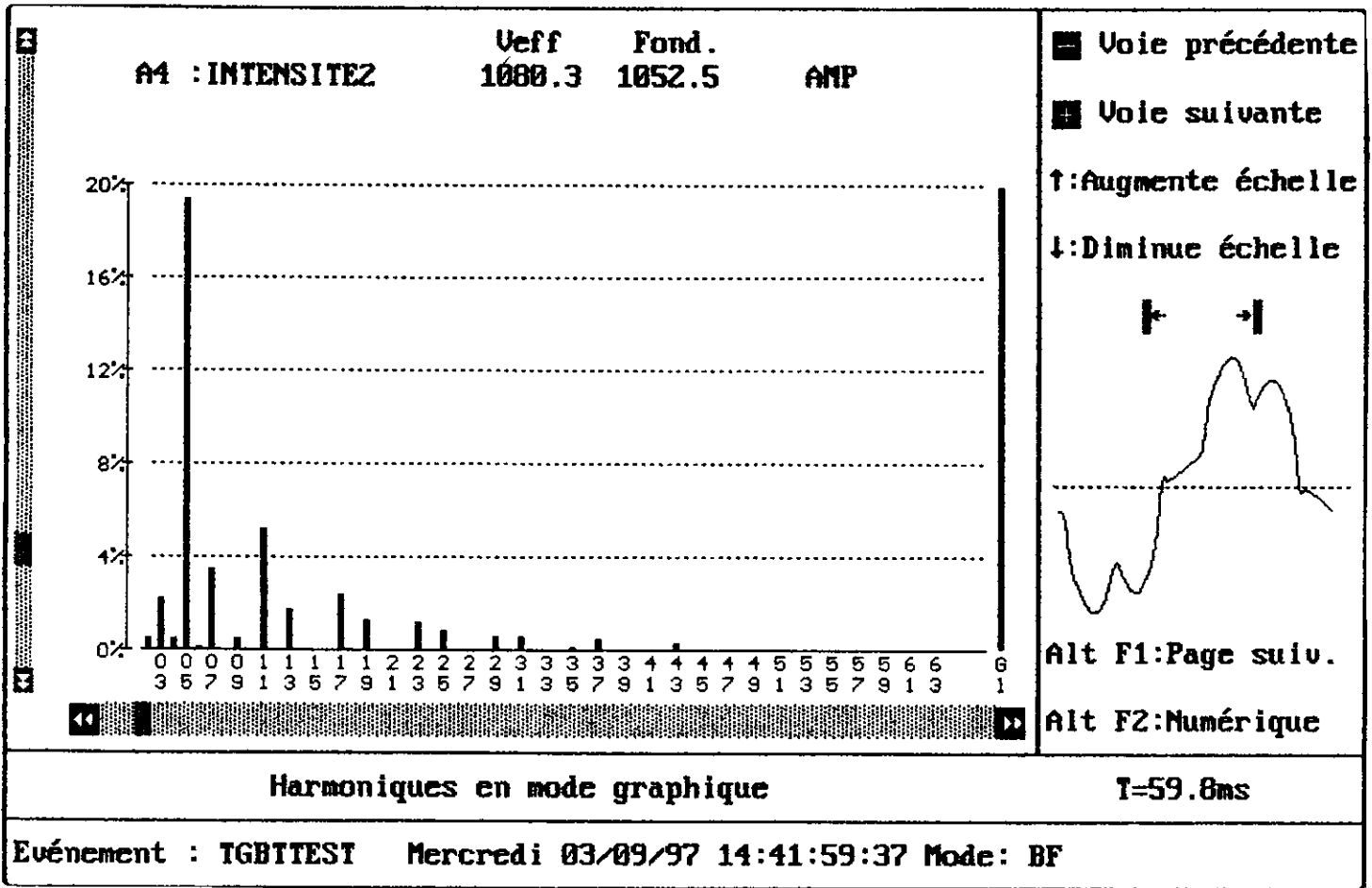
La commutation affecte tous les rangs impairs, et peut faire apparaître (si l'installation le permet, par l'utilisation du neutre) des harmoniques de rang multiples de 3.

REMERCIEMENTS : à

SGS-THOMSON
MGE UPS SYSTEMS SA

ANNEXES :

Relevés effectués sur l'installation, courants de phase (INTENSITE2 :phase 2) et courant dans le neutre (INTENSITE4), l'harmonique 3 atteint 2,6% du fondamental pour le courant de phase, et 100% du fondamental dans le neutre (on retrouve la somme arithmétique des harmoniques 3 de chaque phase dans le neutre)



A4 : INTENSITEZ **Ueff** 1070.4 **Fond.** 1042.6 **AMP**

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0			0,2	2,6	0,4	21,4	0,0	3,9	0,0	0,4
10	0,0	5,7	0,0	1,8	0,0	0,0	0,0	2,6	0,0	1,4
20	0,0	0,0	0,0	1,3	0,0	0,9	0,0	0,0	0,0	0,6
30	0,0	0,6	0,0	0,0	0,0	0,2	0,0	0,4	0,0	0,0
40	0,0	0,0	0,0	0,2	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0
50	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0
60	0,0	0,0	0,0	0,0	Taux global : 23,0					

Voie précédente
Voie suivante

Alt F1: Page suiv.
Alt F2: Graphique

Harmoniques en valeurs numériques T=-200.2ms

Evénement : TGBTTEST Mercredi 03/09/97 14:41:59:37 Mode: BF

AB : INTENSITE4

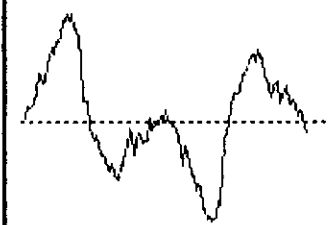
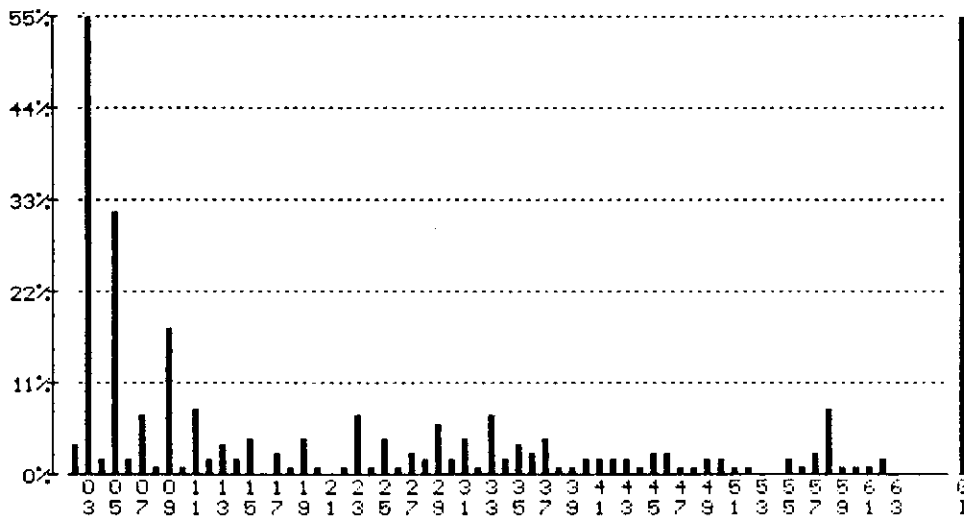
Ueff 63.4 Fond. 41.4 AMP

Voie précédente
Voie suivante

↑: Augmente échelle
↓: Diminue échelle

← →

Alt F1: Page suiv.
Alt F2: Numérique



Harmoniques en mode graphique

T=-200.2ms

Evénement : TGBTTEST Mercredi 03/09/97 14:41:59:37 Mode: BF

AB : INTENSITE4

Ueff 63.4 Fond. 41.4 AMP

Voie précédente
Voie suivante

← →

Alt F1: Page suiv.
Alt F2: Graphique

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0			3,5	99,9	1,7	31,8	1,7	7,0	0,8	17,6
10	0,8	7,9	1,7	3,5	1,7	4,4	0,8	2,6	0,8	4,4
20	0,8	0,0	0,8	7,0	0,8	4,4	0,8	2,6	1,7	6,1
30	1,7	4,4	0,8	7,0	1,7	3,5	2,6	4,4	0,8	0,8
40	1,7	1,7	1,7	1,7	0,8	2,6	2,6	0,8	0,8	1,7
50	1,7	0,8	0,8	0,0	0,0	1,7	0,8	2,6	7,9	0,8
60	0,8	0,8	1,7	0,0	Taux global : 99,9					



Harmoniques en valeurs numériques

T=-200.2ms

Evénement : TGBTTEST Mercredi 03/09/97 14:41:59:37 Mode: BF

REVUE 3EI : SOMMAIRE DES NUMEROS PARUS

Vous pouvez vous procurer les numéros déjà parus (excepté le n°0 épuisé) ; n°1, 2, 3 pour 120 F ; n°4, 5, 6 pour 120 F ; n°7, 8, 9, 10 pour 180 F à la SEE, 48 rue de la procession, 75274 Paris cedex 15 ou vous les faire envoyer en écrivant à l'adresse suivante : "SEE-La Revue 3EI" Lycée Pierre de Coubertin Chaussée de Paris, 77100 Meaux (ajouter 20F pour l'envoi) ; ou vous abonner pour les numéros 11, 12, 13, 14 pour 180 F par chèque à l'ordre de SEE- La revue 3EI adressé à A.CUNIERE Lycée Pierre de Coubertin , Chaussée de Paris , 77100 MEAUX.

n°0 : juin 1994 La MLI

Le pont monophasé de commutation par J.P. CARON et J.P. HAUTIER (ENSAM LILLE)
Panorama de la vitesse variable et de sa commande numérique par J.DHERS (CEGELEC BELFORT)
Conversion continu/alternatif pour alimentation ininterrompible par A.CUNIERE (Lycée tec de MEAUX)
Machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur M.L.I. par C. MOETUS et J.M. NOUVELLON (Lycée technique de Fort de France)
Réalisation de bras d'onduleur à transistors MOS ou IGBT par P. DESNE et L. PERROCHON (Lycée technique d'ARGENTEUIL)
Une approche de la MLI en BTS par G. DELAVIER (Lycée technique de NOGENT sur MARNE)

n°1 : décembre 1994 La machine asynchrone

Calcul des machines électriques par F. NOTELET et J.F. BRUNIERE (L.S.E.E faculté des sciences appliquées de BETHUNE)
Modélisation d'une machine asynchrone par G. FELD (I.U.F.M. de CRETEIL)
Détermination des éléments du schéma équivalent d'une machine asynchrone par F. BOUCHER et P. DESNE (Lycée technique d'ARGENTEUIL)
Les actionneurs électriques pour la voiture de l'an 2000 par C. BERGMANN (LR2EP ; IUT NANTES)
Les problèmes liés aux moteurs à vitesse variable par J. ENON et H. SIMONET (CEGELEC Moteurs)
Étude d'une machine asynchrone alimentée à U/f=cte par F. BOUCHER et P. DESNE (Lycée technique d'ARGENTEUIL)
Commande en courant, autopilotage fréquentiel d'une machine asynchrone par M.M. LEBIHAN (Lycée technique de VERSAILLES)
Étude d'un semi-conducteur de puissance : l' IGBT par J.P. THAUVIN (Lycée technique RASPAIL)

n°2 : mars 1995 Association machine asynchrone et convertisseur statique

Commande d'onduleur moyenne tension pour moteur asynchrone de très grande puissance par H.GODFROID et A. VEIS (CEGELEC)
Vecteur complexe ; transformation à un axe par J.F BRUDNY et D. ROGER (LSEE faculté sciences appliquées BETHUNE)
Machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension par G. FELD (IUFM de CRETEIL)
Machine asynchrone alimentée par un onduleur de courant ; Application à la traction de rames du RER par M.M. LEBIHAN (Lycée technique de VERSAILLES)
Interaction convertisseur statique / machine asynchrone ; illustration à l'aide des logiciels de simulation POSTS par B. DAGUES, M. FADEL et X. ROBOAM (LEEI TOULOUSE)
Étude d'un cyclo-convertisseur par C. NAUDET et M. DAUDET (Lycée technique de CLICHY)
Étude d'un onduleur de tension à l'aide d'un simulateur logiciel par J.P. THAUVIN (Lycée technique RASPAIL)

n°3 : juin 1995 La machine synchrone

Historique des machines électromagnétiques et plus particulièrement des machines à réluctance variable par B. MULTON (LESIR ENS CACHAN)
Calcul des machines électriques par J.F.BRODNY et F.NOTELET (LSEE faculté sciences appliquées BETHUNE)
Identification paramétrique d'une bobine couplée magnétiquement à une cage conductrice par J.P. CARON (L2EP, ENSAM de LILLE)
Moteur électrique et sa commande pour un treuil d'équipement de forage pétrolier par J.COURAULT, G.DOUSSAU, G.GAZEL et M.MEUNIER (Plates formes et Structures océaniques, CEGELEC, SUPELEC)
Forces magnétomotrices ; champs tournants par G. DELAVIER (Lycée technique de NOGENT sur MARNE)
Mise en oeuvre et essais d'un entraînement à vitesse variable d'une charge visqueuse par machine asynchrone par A.CUNIERE et S.VIOLLIN (Lycée de MEAUX)

n°4 : décembre 1995 Influence des convertisseurs statiques sur le réseau

Perturbations électromagnétiques haute fréquence dans les convertisseurs statiques par F.COSTA et E.LABOURE (LESIR ENS CACHAN)
Flyback en démagnétisation complète ; application à l'absorption sinusoïdale par P.TOUSSAINT (ENSEA CERGY-PONTOISE)
Alimentations monophasées à courant d'entrée sinusoïdal ou redresseurs sinusoïdaux par L.MARTIN (Lycée d'ÉTAMPES)
Les harmoniques dans les réseaux d'énergie par P.BASTARD et M.MEUNIER (SUPELEC)
Caractérisation des courants harmoniques émis par les industries françaises par J.LETZELTER, M.LEBITOUX et D.SABARNAC (SUPELEC)
Filtrage des harmoniques dans un réseau d'énergie par P.BASTARD et M.MEUNIER (SUPELEC)
Problème de la motorisation d'un véhicule électrique (première partie) par L.HERSINGER et B.MULTON (LESIR ENS CACHAN)

n°5 : mars 1996 L'électrothermie

L'enseignement de l'électrothermie en France par G.DEVELEY (IUT de SAINT NAZAIRE)
Convertisseurs de fréquence pour le traitement thermique par induction par T.DEBARGE (CFEI, SAPHYMO STEEL)
Le chauffage par induction d'une plaque circulaire par G.DEVELEY et A.TEILLET (IUT DE ST NAZAIRE et de POITIERS)
Étude d'un système de chauffage par induction : le générateur CABLECO par J.L.BIANCHI (lycée de VERSAILLES)
Un procédé de cuisson d'avant garde : la table à induction par J.F SERGENT (USTL VILLENEUVE D'ASCQ)
Alimentation à courant d'entrée sinusoïdal : exploitation pédagogique par L.MARTIN (Lycée d'ÉTAMPES)
Utilisation de SIMULINK en classe de BTS : application à l'absorption sinusoïdale par A.CUNIERE (Lycée de MEAUX)
Problème de la motorisation d'un véhicule électrique (deuxième partie) par L.HERSINGER et B.MULTON (LESIR ENS CACHAN)

n° 6 : juin 1996 Première approche sur les réseaux

Le réglage fréquence-puissance dans un réseau d'énergie par P.BASTARD et M.MEUNIER (SUPELEC)
Le transit des puissances dans un réseau de transport d'énergie par P.BASTARD et M.MEUNIER (SUPELEC)
Stabilité des alternateurs reliés au réseau par P.L.COURRIEU (Lycée de DIEPPE)
Les appels de courant dans les transformateurs par J.L.KOTNY, D.ROGER et J.P.SWAN (LSEE Technoparc Futura BETHUNE)
Présentation des composantes symétriques par G.FELD (IUFM de CRETEIL)
A propos du correcteur proportionnel intégral par J.C.CHAUVEAU (IUFM de CRETEIL)
Analyse d'une commande pour un filtre actif monophasé à stockage inductif par J.P.CARON et J.P.HAUTIER (L2EP ENSAM de LILLES)
Le stockage de l'énergie électrique ; moyens et applications résumé d'une journée d'études au CNAM par B.MULTON (LESIR ENS CACHAN) et J.M.PETER (Président du club 13 de la SEE)

n°7 : décembre 1996 La machine à courant continu

Calcul d'une machine à courant continu par J.F.BRUDNY et F.NOTELET (LSEE BETHUNE)
Un point de vue industriel sur la machine à courant continu par P.F.DESEQUELLES et E.SANTANDER (société VALEO et LESIR, ENS de CACHAN)
Quelques aspects pédagogiques liés au choix d'une machine à courant continu pour des mouvements incrémentaux par E.VIDONI (groupe ESIEE, NOISY le GRAND)
Présentation de la machine à courant continu par G.FELD (IUFM de CRETEIL)
Variateur de vitesse pour machine à courant continu par P.LEDOUX et P.MAUSSION (IUFM de TOULOUSE)
Sur l'identification des paramètres d'un servomoteur à courant continu par J.P.CARON (ENSAM LILLE)
Commande en couple de la machine à courant continu par G.DELAVIÈRE (Lycée NOGENT sur MARNE)
Méthode d'identification des paramètres de la machine à courant continu par J.L.BIANCHI et A.CUNIERE (Lycée technique de VERSAILLES et lycée technique de MEAUX)

n°8 : mars 1997 La conversion d'énergie

Nouveautés
Les composants de puissance à semi-conducteurs : état de l'art et tendances (première partie) par P.ALOISI (MOTOROLA FRANCE, TOULOUSE)
Tenue en courant permanent des composants électroniques de puissance par R.FERRET S.RAEL Ch.SCHAEFFER (LEG GERNOBLE)
Projet pédagogique autour de la MLI vectorielle (première partie) par J.FAUCHER (LEEI, ENSEEIHT TOULOUSE) et par E.MONMASSON (IUP GE CERGY PONTOISE)
Filtrage et compensation de puissance active et réactive par synthétisation d'ondes de tension et de courant par J.DHERS (CEGELEC BELFORT)
Convertisseur à résonance pour lampe SHP et circuit d'aide à la commutation non dissipatif par P.GOUREAU et P.TOUSSAINT (ENSEA CERGY PONTOISE)
Capteur de tension isolé par P.DESNE et L.PERROCHON (Lycée d'ARGENTEUIL)
Commande rapprochée pour Mosfet et IGBT : utilisation de IR2121 par J.LEOUZAN (lycée de MEAUX)
Allumeur numérique pour thyristors (GENIE ELECTRIQUE lycée d'ARGENTEUIL)
Entretien avec un homme de l'art

n°9 : juin 1997 Les composants inductifs et capacitifs en électronique de puissance

Nouveautés
Les composants de puissance à semi-conducteurs : état de l'art et tendances (seconde partie) par P.ALOISI (MOTOROLA FRANCE, TOULOUSE)
Étude calorimétrique et modélisations des pertes dans les condensateurs utilisés en électronique de puissance par J.P.FERRIEUX (LEG GRENOBLE) et par B.SEGUIN J.P.GOSSE (LEMD GRENOBLE)
Champ électrostatique dû à un plan chargé par P.ROUSSEAU (Lycée de MEAUX)
Dimensionnement des composants magnétiques, sensibilisation à la thermique et à l'optimisation par F.FOREST (LESIR CACHAN), C.COILLOT, Y.PATIN (LEM MONTPELLIER)
Calcul du filtre L.C à l'entrée d'un onduleur de tension monophasé par F.LEPLUS (lycée d'ARRAS)
Dimensionnement d'un fusible pour semi-conducteur de puissance par S.DUONG, Ch.SCHAEFFER (LEG GRENOBLE) et par F.SARRUS (Société FERRAZ)
Mesure de l'inductance d'une bobine de lissage par M.M.LEBIHAN (lycée de VERSAILLES)

n°10 : septembre 1997 Pratiques pédagogiques et réalités industrielles

Projet pédagogique autour de la MLI vectorielle (deuxième partie) par J.FAUCHER (LEEI, ENSEEIHT TOULOUSE) et par E.MONMASSON (IUP GE CERGY PONTOISE)
Les ferrites faibles pertes pour l'électronique de puissance par R.LEBOURGEOIS (THOMSON CSF, ORSAY)
Alimentation d'un moteur à courant continu par le composant L292 par M.M.LEBIHAN (lycée de VERSAILLES)
Asservissement de courant dans une charge RL, commande en couple d'une machine à courant continu par P.DESNE (lycée d'ARGENTEUIL)
Étude d'une alimentation à découpage : le convertisseur FORWARD par P.ROUSSEAU (lycée de MEAUX)
Réalisation d'une commande MLI par F.BOUCHER (lycée d'ARGENTEUIL)
Extrudeuse de laboratoire par A.GOMETON (Lycée de CLERMONT FERRAND)
Actionneur électromagnétique à bobine mobile par M.LAVABRE, C.MORE, B.MULTON (ENS CACHAN)
Spécification d'un petit véhicule électrique pour les zones piétonnières par G.BAILLE, L.LISOWSKI (INRIA MONTBONNOT)
La technique n'évolue pas si vite... par B.MULTON (ENS RENNES)
Une expérience pédagogique post-BTS : électronique de puissance et compatibilité électromagnétique par M.LAMARCHE (lycée de MARSEILLE)

n°11 : decembre 1997 **Le transformateur**

Propriétés et champs d'application en électronique de puissance des matériaux ferromagnétiques amorphes et nanocristallins par C.RAMIARARINJAONA (ESCPI, Champs sur Marne).
Calcul des machines électriques : calcul d'un transformateur par J.F.BRUDNY, F.NOTELET (LSEE Bethune)
Les différents critères de choix des transformateurs de puissance par J.P.TAISNE (EDF, PARIS)
Modèles électriques du transformateur électromagnétique par B.MULTON (ENS de Cachan, Antenne de Rennes)
Transformateurs extra-plats pour alimentations modulaires par J.P.DELVINQUIER (Thomson CSF, Elancourt)
Schémas équivalents de circuits couplés magnétiquement par G.DEHAVIER (Lycée de Nogent sur Marne)
Modulation de largeur d'impulsions par B.BUSSO (IUP GEL, Cergy Pontoise)
La batterie à cathode de nickel au service du véhicule électrique par J.P.CORNU (SAFT, Romainville)
Tendances du marché et évolutions des technologies de bobinages par une équipe d'électronique de puissance (THOMSON, Elancourt)
Modélisation par éléments finis : exemples par G.FELD (IUFM de Cachan)
PARIS : son réseau électrique par M.M.LEBIHAN (Lycée Jules Ferry Versailles)
A lire : TESLA la passion d'inventer par A.CUNIERE

n°12 mars 1998 : **Les capteurs en électronique de puissance**

Calcul des machines électriques : calcul d'un transformateur (2) par J.F.BRUDNY, F.NOTELET (LSEE Béthune)
Pour étudier l'électronique de puissance : prenez les mesures qui s'imposent par J.P.KERADEC, Y.LEMBEYE (LEG St Martin d'Hères)
Utilisation des capteurs de vitesse position dans les entraînements de puissance élevée par F.BEN AMMAR, H.GODFROID, P.MANUELLE (CEGELEC, Belfort)
Capteurs inductifs de position angulaire par J.P.CARON (L2EP, Lille)
Les capteurs industriels par R.SIMONIN (Lycée de Besançon)
Étude d'un redresseur à absorption sinusoïdale de courant par S.CASTELLANI, Ch.SCHAEFFER, Z.ZARKHOV (LEG, Grenoble - Université technique de Sofia)
Expérimentation autour d'un synchro - résolveur par A.CUNIERE (Lycée de Meaux)
Progrès récents des piles à combustible appliquées au véhicule électrique par T.ALLEAU (CEA, Grenoble)
Histoire d'une entreprise industrielle par G.LACROUX (RAGONOT, Malakoff)
Modélisation par éléments finis ; exemples par G.FELD, E.HOANG (IUFM, Cachan)
Journée d'étude et de rencontre du Val de Loire.

n°13 juin 1998 : **Le génie électrique dans l'armement**

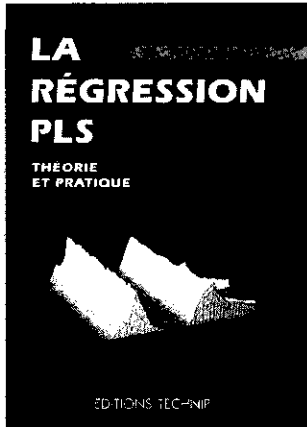
Éditorial par M.AMIET (Direction Générale de l'Armement)
Les canons électriques par V.WEGNER (Institut de Saint Louis)
Le bruit magnétique des machines électriques (début) par J.F.BRUDNY, B.CASSORET (LSEE, Béthune)
Contribution de l'électricité à l'hypermobilité par B.CARRIER, M.ROCAMORA (DGA, Angers)
Les capteurs de courant en électrotechnique par F.COSTA, E.LABOURE, F.MAZALEYRAT, P.POULICHET (LESIR, Cachan)
Étude d'un accéléromètre réalisé en technique circuit imprimé par G.AMENDOLA, L.BABADJIAN (ESIEE, Noisy le grand)
Les capteurs à sortie numérique directe "sigma - delta" par P.ALDEBERT, R.KIELBASA (SUPELEC, Gif sur Yvette)
Capteurs de courant utilisant l'effet Hall par A.CUNIERE (Lycée de Meaux)
Utilisation de P-SPICE en électrotechnique par M.GIMENEZ, H.RICARD (Lycée d'Athis Mons)
Principe, caractéristiques et applications des supers condensateurs par X.ANDRIEU (ALSTHOM Recherche, Marcoussis)
Modélisation par éléments finis ; exemples par G.FELD, E.HOANG (IUFM, Cachan)
Le multimédia en électronique de puissance par N.IDIR (IUT, Villeneuve d'Ascq)

n°14 septembre 1998 : **Pratiques pédagogiques et réalisations industrielles**



ÉDITIONS TECHNIP

27, RUE GINOUX, 75737 PARIS CEDEX 15 • FAX 01 45 75 37 11 • TÉL. 01 45 78 33 80



LA RÉGRESSION PLS

THÉORIE ET PRATIQUE

ÉDITIONS TECHNIP

NOUVEAUTÉ

LA RÉGRESSION PLS

THÉORIE ET PRATIQUE

Le point sur une méthode d'analyse des données spécifiquement construite pour l'étude de problèmes industriels ou de management.

M. Tenenhaus.

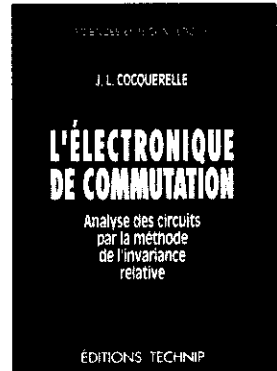
Relié, 264 p. **320 F**

L'ÉLECTRONIQUE DE COMMUTATION

ANALYSE DES CIRCUITS PAR LA MÉTHODE DE L'INVARIANCE RELATIVE

L'invariance relative, une méthode simple d'analyse applicable à tout schéma électronique.

J.-L. Cocquerelle. Broché, 128 p. **160 F**



PROBLÈMES RÉSOLUS

J. L. COCQUERELLE

L'ÉLECTRONIQUE DE COMMUTATION

Analyse des circuits par la méthode de l'invariance relative

ÉDITIONS TECHNIP

DE LA DIODE AU MICROPROCESSEUR

Un ouvrage essentiel à la compréhension et à la mise en œuvre des microprocesseurs modernes. Avec disquette simulateur de code 68000.

P. Demirdjian. Broché, 320 p. **280 F**

NOUVEAUTÉ

DICTIONNAIRE D'AUTOMATIQUE, DE GÉNIE ÉLECTRIQUE ET DE PRODUCTIQUE

FRANÇAIS-ANGLAIS / ANGLAIS-FRANÇAIS

Un dictionnaire original qui associe la rigueur des termes et expressions scientifiques à la richesse du jargon professionnel.

P. Borne, N. Quayle, O. Borne, M. Singh

Relié, 528 p. **850 F**

NOUVEAUTÉ

RÉGULATION INDUSTRIELLE

PROBLÈMES RÉSOLUS

Formulation et résolution de quarante problèmes et cas concrets posés dans l'industrie.

M. Ksouri, P. Borne. Broché, 248 p. **240 F**



Colloque
SEE Club 13

CEMD'99

La conversion électromécanique directe :
vers la simplification de la chaîne de transmission



avec le soutien
du club EEA

4 février 1999

à l'École Normale Supérieure de Cachan
61, avenue du Pdt Wilson 94235 CACHAN Cedex



Comité Scientifique

M. AMIET	DRET
H. BEN AHMED	LESIR
G. CLERC	CEGELY
C CHILLET	LEG
J. COURAULT	CEGELEC
G. FRIEDRICH	UTC
M. GUINET	MOULINEX
B. GRÉHANT	SOMFY
M. JUFER	EPFL
J.M. KAUFFMANNIGE	IGE
B. LAPORTE	GREEN
C. MARCHAND	LGEP
D. MATT	LEM
B. MULTON	LESIR
B. NOGAREDE	LEEI
R. PÉRIOT	GEC-Alsthom Transport
F. PIRIOU	L2EP
J.M. PETER	Président du Club 13 SEE

SUJET :

Les entraînements électriques pénètrent progressivement, depuis plus d'un siècle, tous les domaines de la société moderne. Dans de nombreux cas, la charge est entraînée via une transmission mécanique plus ou moins complexe : réducteur, multiplicateur, pignon-crémaillère, différentiel, joints de cardan... La transmission a alors pour rôle d'adapter la charge au moteur, souvent ceci qui permet d'avoir des moteurs rotatifs de dimensions standards, éventuellement sans alimentation électronique. Dans un nombre croissant d'applications, pour diverses raisons que nous examinerons, on souhaite transmettre **directement** les efforts à la charge mécanique. On parle alors d'**entraînements directs** (**direct drives** en anglais). Les actionneurs nécessaires sont alors conçus selon des critères tout à fait particuliers, pour accepter des vitesses très élevées ou produire des mouvements linéaires ou s'intégrer à la fonction... Il s'agit là d'une tendance très importante où les convertisseurs électromécaniques (actionneurs, moteurs...) constituent un maillon fondamental et délicat de l'ensemble de la chaîne de transmission. Des évolutions importantes ont eu lieu ces dernières années grâce aux progrès sur les propriétés des matériaux (magnétiques, mécaniques, thermiques...), de l'électronique de puissance (plus grandes puissances, plus hautes fréquences...), de la commande (électronique numérique) et des structures (créativité des concepteurs).

Les questions auxquelles nous tenterons de répondre sont : quelles sont ces évolutions et quels sont les besoins actuels et prochains en matière d'entraînement direct ?

PUBLIC CONCERNÉ

Les concepteurs de systèmes électromécaniques (tous les domaines de l'industrie) et less utilisateurs ;
Les concepteurs de machines électriques (industriels et universitaires) ;
Les concepteurs de systèmes d'alimentation et de contrôle électronique de machines électriques ;
Les **enseignants en électrotechnique** désireux de se tenir au courant des évolutions dans le domaine des entraînements électriques.

THÈMES

- applications : entraînements électromécaniques déjà directs ou potentiellement concernés ;
- machines électriques : tournantes, linéaires ou à débattement limité pour entraînement direct ;
- capteurs et électronique de puissance et de commande spécialement conçus pour les entraînements directs ;

Quelques exemples des domaines concernés : véhicules (moteurs roues, pompes, alternateurs-démarrateurs, lève-vitres...), **aéronautique** (actionneurs de gouverne, électrovannes...), **grandes puissances et grandes vitesses** (soufflerie, compresseurs...), **grandes puissances et basses vitesses** (propulsion navale, éoliennes, concasseurs...), "**grand public**" (électroménager, domotique...); "**péri-informatique**", **audio-visuel**, **machines-outils** (usinage, entraînements linéaires, placement de composants en électronique, bonding...), **robots**...

PROGRAMME

	08h30 : Accueil
09h00 :	Introduction (J. BONAL, B. MULTON)
09h20 :	Les machines électriques pour entraînement direct, état de l'art et limites en densité d'effort et de puissance (M. JUFER)
10h00 :	Les fortes puissances et très basses vitesses (propulsion navale, éoliennes...) (P. LETELLIER, Jeumont Industrie)
10h30 :	Les entraînements linéaires (Société ETEL, Suisse)
11h00 :	Posters session 1
	12h30 : Déjeuner
14h00 :	Posters session 2
15h30 :	L'aéronautique : de l'hydraulique à l'électrique (S. BOYER, Aérospatiale)
16h00 :	Progrès et évolutions à venir dans les machines électriques, les obstacles à franchir (B. NOGAREDE)
16h20 :	Table ronde : Les évolutions dans les besoins et dans les solutions
17h10 :	Conclusion

17h15 : fin

Coordonateur scientifique :

Bernard MULTON
☎ Téléphone: 02 99 05 93 08 ou 01 47 40 21 11
☎ Fax: 02 99 05 93 28
E-mail: multon@bretagne.ens-cachan.fr

Organisateurs

Hamid BEN AHMED et Bernard MULTON

Logistique/administration:

Service Formation Continue et Développement
Luc JAN
même adresse
☎ Téléphone: 01 47 40 22 66
☎ Fax: 01 47 40 24 55
E-mail: fcd@ens-cachan.fr

Montant de l'inscription

Industriels : 1200 F
Universitaires : 1000 F
Professeurs de lycée : 600 F
Gratuit pour les étudiants (sans les actes et dans la limite des places disponibles)

Le montant comprend la participation aux sessions, le recueil des actes, le déjeuner et les pauses café.