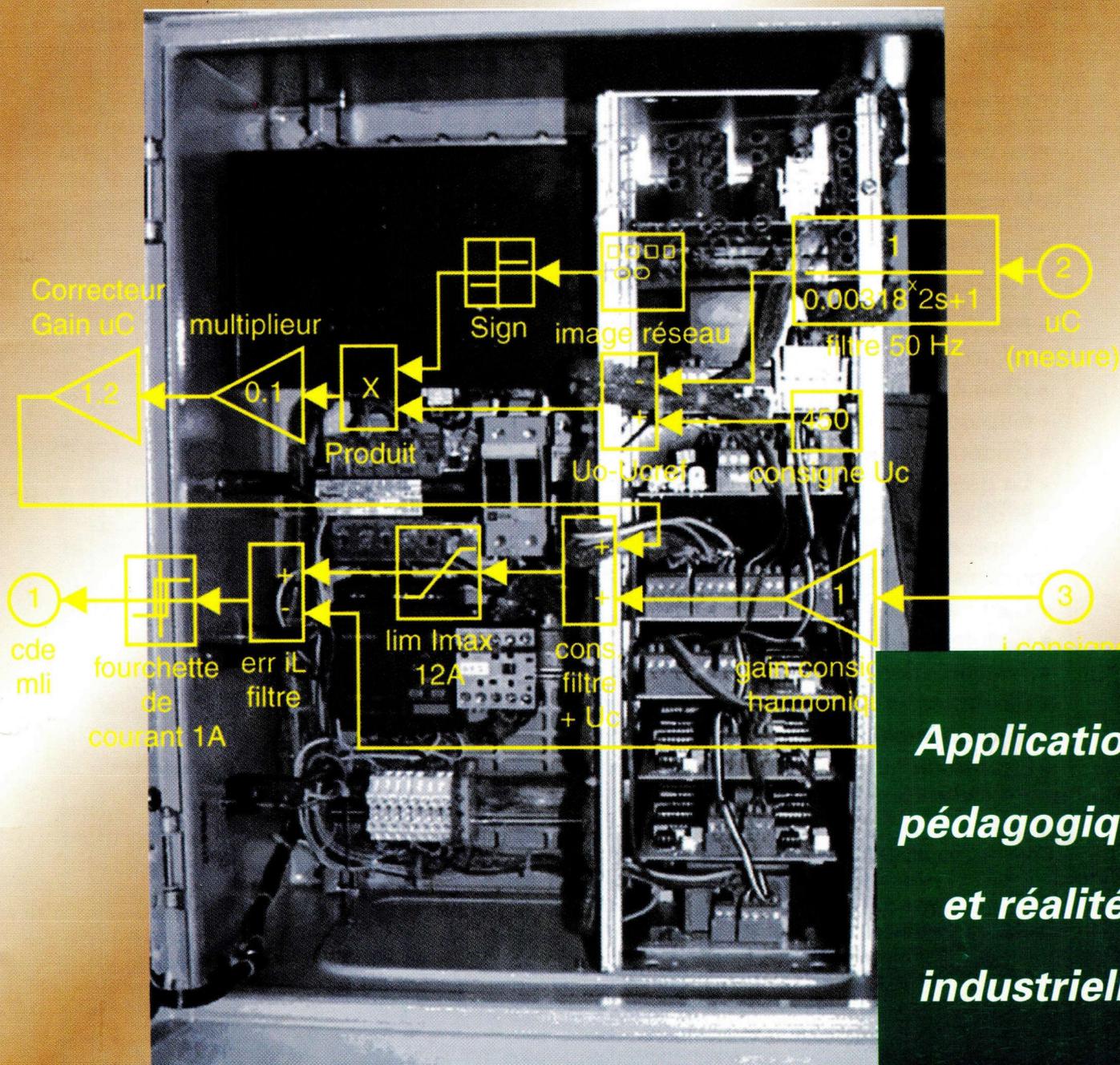


La Revue **SEE**



Ressource publiée sur Culture Sciences de l'Ingénieur : <https://eduscol.education.fr/sti/si-ens-paris-saclay>



**Applications
pédagogiques
et réalités
industrielles**

Application pédagogique : Projet BTS 2000, LT Jacquard "Compensateur actif parallèle"

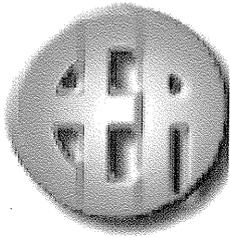
Publication trimestrielle du Cercle Thématique 13.01 de la SEE

ENSEIGNER L'ELECTROTECHNIQUE ET L'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE



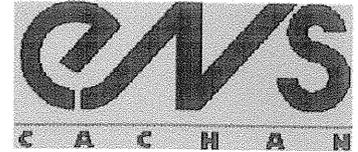
Société de l'Electricité, de l'Electronique
et des Technologies de l'Information
et de la Communication

N° 26 - Septembre 2001



**Energie Portable :
autonomie et intégration dans
l'environnement humain.**

**ENS de Cachan
21 et 22 mars 2002**



***Journées Électrotechnique 2002 du club EEA
à l'attention des enseignants, enseignants-chercheurs, industriels... intéressés
par la problématique énergétique des applications portables.***

Cette conférence pluridisciplinaire, qui réunira des intervenants de différents secteurs, a pour objectif de faire découvrir, à un large public, une nouvelle thématique du traitement de l'énergie électrique pour les systèmes portables (téléphonie mobile, appareils médicaux, ...), notamment en considérant le potentiel énergétique de l'environnement humain (mouvements, chaleur, rayonnement...) afin d'accroître l'autonomie de ces appareils, voire de supprimer les piles et/ou la recharge par le réseau.

Programme provisoire

- Ressources énergétiques du corps humain, *Franck MULTON (Rennes)*
- Microgénérateurs électrochimiques, *Alain LEVASSEUR (Bordeaux)*
- Piles à combustible, possibilités de miniaturisation, *CEA*
- Supercondensateurs
- Génération thermoélectrique, *John STOCKOLM (Marvel Thermoelectrics)*
- La génération électrique appliquée à la montre, *Michel FROELICHER (Besançon)*
- Problématique et solutions en téléphonie mobile
- Application médicale, exemple : vérin électrique implanté dans un fémur et transmission d'énergie sans contact, *Alain COTY (LPMI)*
- Cœur artificiel
- Cellules photovoltaïques spéciales
- Transmission d'énergie à distance, *François COSTA (Cachan)*
- Electronique de puissance TBT, haut rendement, *François FOREST (Montpellier)*
- Gestion intelligente de l'énergie, aspects logiciels
- Exposition humaine aux champs électromagnétiques, *Noël BURAI (Lyon)*

Comité d'organisation :

Hisham ABOU KANDIL
Sylvain ALLANO
Francisco ALVES
Jean-Pierre BARBOT
Hamid BEN AHMED

Mondher BESBES
François COSTA
Mohamed GABSI
Pierre-Yves JOUBERT
Pascal LARZABAL

Bernard MULTON
Bruno LE PIOUFLE
Jean-Paul LOUIS
Emmanuel SARRAUTE

*Une fois le programme bouclé, les informations (détails, inscriptions...) seront disponibles :
sur le site web de l'ENS de Cachan : www.ens-cachan.fr,
service formation continue : fed@fed.ens-cachan.fr Tel : 01 47 40 22 66
Informations scientifiques : multon@bretagne.ens-cachan.fr*



SOCIÉTÉ de l'ÉLECTRICITÉ, de l'ÉLECTRONIQUE et des TECHNOLOGIES de l'INFORMATION et de la COMMUNICATION.

11/17, rue Hamelin, PARIS CEDEX 16
Tel : 01 56 90 37 00 fax : 01 56 90 37 19

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

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

<p>Édition SEE, 11/17 rue Hamelin 75 783 PARIS CEDEX 16</p> <p>Directeur de la publication François AILLERET Président de la SEE</p> <p>Rédacteur en Chef François BOUCHER</p> <p>Équipe de Rédaction Animateurs : Marie-Michèle LE BIHAN Gérard DELAVIER</p> <p>Gilles FELD Brigitte GRELAUD Jean-Philippe ILARY Pascal LOOS Philippe NEVEU Oviglio SALA Michel THION</p> <p>Site WEB (lesite3EI.com) Responsable : Philippe LE BRUN</p> <p>Fabrice BAUDOIN Jean-Pierre TAREL Jean-Philippe ILARY</p> <p>Comité de lecture Jean-Pierre CARON Jean FAUCHER (ENSEEIH) François FOREST (Univ. de Montpellier II) Michel LAVABRE (ENS-Cachan) Michel MEUNIER (SUPELEC) Bernard. MULTON (ENS-Cachan, Antenne de Bretagne)</p> <p>Abonnement annuel (4 numéros) Année scolaire 2001/2002, tarifs TTC :</p> <p>Individuel : France et CEE.....30 € (196.80 F) Pays hors CEE.....40 € (262.40 F)</p> <p>Collectivités France et CEE.....39 € (255.80 F) Pays hors CEE.....49 € (321.40 F)</p> <p>Réalisation et impression (1000 ex) Repro-Systèmes 23, rue de Verdun 77 181 Le Pin</p> <p>Routing et Expédition Départ Presse ZI les Richardets 93 966 Noisy le Grand</p> <p>Dépôt Légal : septembre 2001 Commission Paritaire 1202 G 78028 ISSN 1252-770X</p>	<p style="text-align: right;">Sommaire du n°26</p> <p>Applications pédagogiques et réalités industrielles</p> <p>p. 1 Sommaire. p. 2 Editorial p.3 Bon de commande année 2001/2002 p.5 Publications</p> <hr/> <p style="text-align: right;">Études, recherche et développement</p> <p>p.7 L'alimentation électronique des lampes à décharge pour l'éclairage public. Philippe ESCAICH, Laurent HUOT, BEEP, 69 380 LES CHERES.</p> <p>p.15 Moteurs de servomécanismes : analyse dimensionnelle ; cas des moteurs à aimants. Gérard LACROUX, Frédéric MEER, RAGONOT S. A.</p> <p>p.19 Application des supraconducteurs en électrotechnique. Jean LEVEQUE, GREEN-UHP, 54 506 VANDOEUVRE LES NANCY.</p> <p>p. 26 Le transformateur piézoélectrique, principe et applications. Dejan VASIC, Sandrine HALLAERT, Emmanuel SARRAUTE, François COSTA, ENS-Cachan, Lésir, 94 230 CACHAN</p> <hr/> <p style="text-align: right;">Pratiques pédagogiques</p> <p>p.35 Compensateur actif parallèle. Jean-Pierre TAREL, Lycée JACQUARD, 75 019 PARIS</p> <p>p.51 Approche du dimensionnement des inductances de filtrage. Pascal DUHALDE, Lycée Jean ROSTAND, 78 200 MANTES LA JOLIE.</p> <p>p.55 Equipement de commande d'axe. Michel THION, Lycée DIDEROT, 75 019 PARIS.</p> <p>p.62 Expérimentations sur le principe des alimentations à découpage de type "fly-back". Pascal LOOS, 54 506 VANDOEUVRE LES NANCY</p> <hr/> <p style="text-align: right;">L'évolution de l'électronique de puissance en traction ferroviaire</p> <p>p.68 L'utilisation des diodes sur les matériels de traction : les cellules au silicium, les diodes, les redresseurs à diodes. [Site 3EI]* Christian LECLERC, Ingénieur d'étude honoraire de la SNCF.</p> <hr/> <p style="text-align: right;">Histoire des sciences</p> <p>p.78 Cinquième lettre de l'abbé NOLLET sur l'électricité : "Sur différents faits concernant l'expérience de Leyde". [Site 3EI]* Saisie informatique de Jean-Pierre CARON. Huit lettres de l'abbé Nollet sont disponibles sur le site 3EI.</p> <p>[Site 3EI]* Des documents complémentaires à cet article sont disponibles sur : lesite3EI.com</p>
---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------	-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------

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

Nouvelle campagne d'abonnement.

Comme à la fin de chaque année, depuis sept ans déjà, l'Equipe de rédaction de **La Revue 3EI** observe avec un certain bonheur que les abonnés à la revue sont toujours aussi nombreux (plus de 800) mais présente quelques signes d'inquiétude à la veille d'une nouvelle campagne d'abonnement. Cette année ne déroge pas à la règle. Fidéliser ses lecteurs, contacter et convaincre de nouveaux collègues à rejoindre ce groupe de formateurs que constituent tous ces abonnés, sont les tâches permanentes de notre Equipe.

Améliorer la qualité de présentation, soigner les sujets traités afin de toujours mieux répondre à l'attente des lecteurs, est la tâche à laquelle chaque membre de l'Equipe participe activement. Vous aussi, lecteur-abonné de **La Revue 3EI**, aidez-nous à promouvoir cette publication en la faisant connaître autour de vous, en incitant de nouveaux collègues à souscrire un abonnement individuel, ceci constituera votre participation active à la vie et à l'avenir de cette revue. Un bulletin d'abonnement détachable est fourni dans ce numéro que vous pouvez copier et distribuer autour de vous.

L'Equipe de rédaction s'enrichit de nouveaux membres.

L'Equipe de rédaction est heureuse d'accueillir de nouveaux membres Industriels et Universitaires passionnés par l'Enseignement qui ont accepté, sans hésitation, l'invitation que nous leur avons faite de nous rejoindre pour participer à la réalisation des futurs numéros de **votre** revue. La présentation de l'ensemble de la nouvelle équipe se fera en décembre prochain dans la revue n°27 et sur le site 3EI (lesite3EI.com).

Les tarifs d'abonnement s'expriment en Euros.

Cette huitième année est aussi pour nous celle du passage à l'Euro. Nos tarifs d'abonnement, pour l'année 2001-2002, ont été adaptés et présentent une augmentation très modique. Il est toujours possible de payer son abonnement en Francs, jusqu'à la fin décembre prochain, mais afin de simplifier le travail de notre Equipe nous vous demandons **de régler dès à présent votre abonnement en Euros**.

Chaque abonné pourra utiliser le formulaire de réabonnement qu'il va recevoir début octobre ou bien effectuer cette opération spontanément dès à présent.

Faites preuve du soutien que vous nous accordez en vous réabonnant rapidement pour l'année 2001-2002.

**L'Equipe de rédaction de La Revue 3EI
compte sur chacun d'entre vous.**

Tarifs des abonnements TTC pour l'année 2001-2002

Abonnement individuel :

France et pays de la CEE : 30 € (soit 196.80 F)
Pays hors CEE : 40 € (soit 262.40 F)

Abonnement collectif souscrit par bon de commande (Bibliothèque, CDI, Laboratoire, Entreprise etc.)

France et pays de la CEE : 39 € (soit 255.80 F)
Pays hors CEE : 49 € (soit 321.40 F)

BULLETIN D'ABONNEMENT

année scolaire 2001-2002

n° 27 (décembre 2001), n°s 28 (mars), 29 (juin) et 30 (septembre 2002)

à retourner à l'adresse suivante :

<p>SEE - Revue 3EI 11/17, rue Hamelin 75 783 PARIS CEDEX 16</p>

Abonnement individuel

Adresser ce bulletin ci-dessous, accompagné d'un chèque libellé à l'ordre de : SEE - Revue 3EI

d'un montant de 30 € TTC (196.80 F) pour la France et pays de la CEE, d'un montant de 40 € TTC (262.40 F) pour les pays hors de la CEE,

Nom.....Prénom.....

Adresse d'expédition de la Revue 3EI :

Rue.....

.....

Code postal.....Ville

Pays

Activité :.....

Abonnement souscrit par bon de commande pour un organisme

(Bibliothèque, CDI, Laboratoire, Université,

Ecole d'Ingénieurs, Lycée, IUT, Entreprise ...),

Tarif 39 € TTC (255.80 F) pour la France et pays de la CEE,

Tarif 49 € TTC (321.40 F) pour les pays hors de la CEE

Prendre soin d'indiquer sur le bon de commande,

Le Destinataire de la Revue : personne physique ou service

Adresse d'expédition de la Revue 3EI :

Rue.....

.....

Code postal.....Ville

Pays

*Renvoyez au plus vite ce bulletin d'abonnement
Pour l'année 2001-2002*

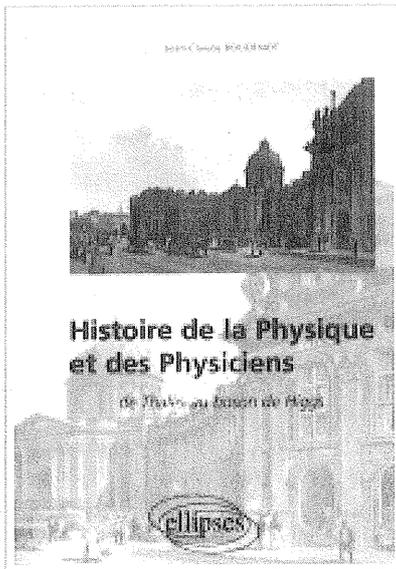
Thèmes à venir :

Métrologie : mesure et estimation n°27 (décembre 2001)

Convertisseurs propres n°28 (mars 2002)

Convertisseurs embarqués n°29 (juin 2002)

Pratiques pédagogiques et réalités industrielles n°30 (septembre 2002)



368 pages – Format 16.5 x 24 cm

Editions Ellipses 195 F (29.73 €) TTC

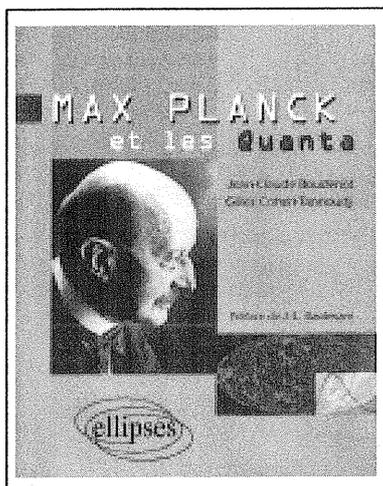
Histoire de la Physique et des physiciens De Thalès au Boson de Higgs.

Jean-Claude BOUDENOT

Cet ouvrage est destiné à faire connaître les hommes autant que les oeuvres. Il y a derrière le nom des grands physiciens une richesse humaine insoupçonnée ; on y trouve des prodiges tel Gauss, des savants hommes politiques tel Arago, des esprits universels tel Young, des autodidactes tel Faraday, des génies suprêmes tel Newton, des dynasties telle celle des Bernoulli, on découvre souvent des personnalités attachantes, ce qui fait dire à Millikan : « les physiciens sont plus intéressants que la physique ».

Les grands domaines de la physique (mécanique, électricité, optique, thermodynamique) sont traités successivement pour une lecture plus aisée et une meilleure mise en relief de l'évolution des idées à travers l'histoire. Le XX^e siècle est, quant à lui, abordé par grands thèmes (structure de la matière, relativité, mécanique quantique, nouvelles interactions et ère nucléaire, modèle standard).

Un index détaillé et une bibliographie étendue permettent l'approfondissement de cet ouvrage destiné à un large public.



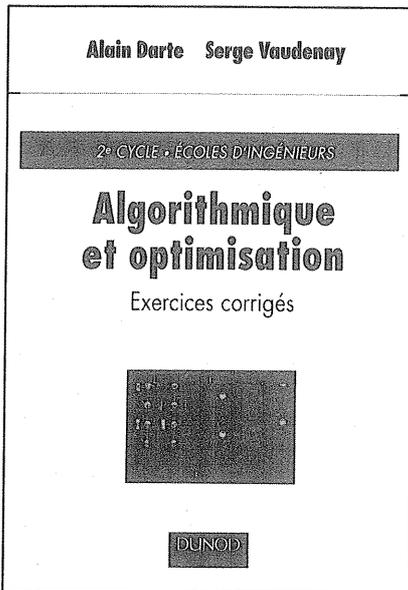
192 pages – Format 14.5 X 19 cm

Editions Ellipses 110 F (16.77 €) TTC

Max PLANCK et les quanta

Jean-Claude BOUDENOT, Gilles COHEN TANNOUDJI

Les atomes, dit Jean PERRIN en 1913, ne sont pas ces éléments éternels et insécables dont l'irréductible simplicité donnait au possible une borne, et, dans leur inimaginable petitesse, nous commençons à pressentir un fourmillement prodigieux de mondes nouveaux ». C'est bien dans un monde totalement nouveau, le monde quantique, que nous a fait pénétrer la découverte des quanta par Max PLANCK. Son article de 1900 est le déclencheur de l'une des plus grandes révolutions scientifiques de tous les temps. Les trente années qui suivent sont les plus riches de la physique ; PLANCK, EINSTEIN, BOHR, SOMMERFELD, de BROGLIE, SCHRÖDINGER, HEISENBERG, DIRAC, BORN, PAULI... reconstruisent la physique sur de nouvelles bases sur fond de conflit des générations. Le monde est par ailleurs secoué par la guerre, Max PLANCK est tourmenté et vit des épreuves personnelles dramatiques. C'est l'homme, aussi bien que l'oeuvre que les auteurs ont tenté de dépeindre dans ce petit ouvrage. Ils ont également souhaité aborder le prolongement de la théorie quantique jusqu'à nos jours car elle à la fois pleine de richesse, de mystère, mais aussi de promesses.



176 pages – Format 16.5 x 24 cm

Editions Dunod 135 F (20.58 €) TTC

ALGORITHMIQUE ET OPTIMISATION

Exercices et corrigés.

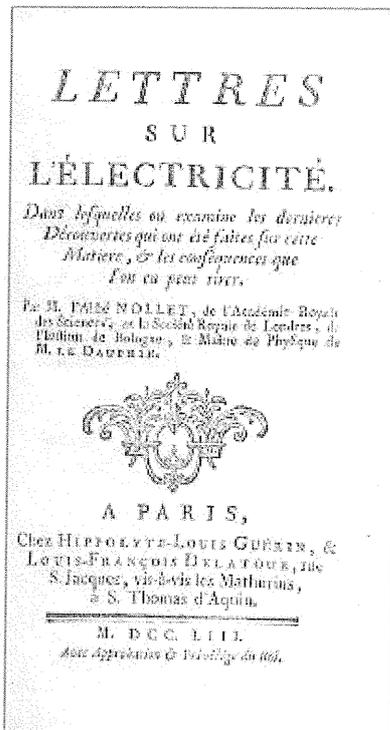
Alain DARTE, Serge VAUDENAY

Cet ouvrage est destiné aux étudiants en deuxième cycle d'informatique et aux élèves ingénieurs.

Certains exercices s'adressent à des lecteurs ayant peu de connaissances en informatique et traitent de questions plus mathématiques : théorie de l'information, cryptographie ou algèbre. Ils peuvent nécessiter quelques notions élémentaires en théorie des nombres et calculs de probabilités.

D'autres sont tournés principalement vers l'algorithmique, abordant des notions et structures de données souvent plus complexes : graphes, ordonnancement ou recherche d'éléments particuliers (par exemple un élément majoritaire).

Les exercices sont tous présentés, corrigés et commentés dans un formalisme homogène et un style clair. Ils ont pour objectif de stimuler l'esprit d'initiative du lecteur, son inventivité, tout en insistant sur les problèmes de mise en oeuvre : la programmation.



Disponible sur le site 3EI

Histoire des sciences.

Extrait des "Lettres sur l'Électricité" (Huit lettres)

Par Monsieur l'abbé NOLLET,

de l'Académie Royale des Sciences,

de la Société Royale de Londres,

de l'Institut de Bologne &

Maître de Physique de Monsieur le Dauphin..

M. DCC. LIII avec Approbation & Privilège du Roi.

Saisie informatique de Jean-Pierre CARON, janvier 2001.

L'extrait (huit lettres) est disponible sur le site 3EI (lesite3EI.com)

L' ALIMENTATION ELECTRONIQUE DES LAMPES A DECHARGE POUR L'ECLAIRAGE PUBLIC

Philippe ESCAICH, Laurent HUOT

Bureau d'Etudes Eclairage Public

1, rue de Maupas, 69 380 LES CHERES

beep@worldnet.fr

Résumé: Les premières réalisations industrielles de systèmes d'alimentation électronique pour l'éclairage public commencent à être commercialisées. Cet article décrit quelques structures utilisées dans de tels systèmes et présente un exemple concret : le système INDUXI SL.

Introduction

La place de l'électronique dans l'éclairage domestique et tertiaire est encore bien faible. En effet, sur 50 millions de tubes fluorescents vendus chaque année en France, moins de 10 % utilisent une alimentation électronique. Les autres utilisent des ballasts ferromagnétiques traditionnels.

Cependant, malgré le différentiel de coût important (à l'achat) en faveur du ballast ferromagnétique, les atouts des « ballasts » électroniques incitent à penser qu'ils alimenteront, dans un avenir proche, la majorité des luminaires équipés de tubes fluorescents. Rappelons en effet quelques avantages des alimentations électroniques (liste non exhaustive) :

- meilleur rendement électrique
- meilleur rendement lumineux du tube fluorescent (dû à la haute fréquence)
- prolongement de la durée de vie des lampes
- pas d'effet stroboscopique
- possibilité de contrôle de la puissance
- pas de pollution du réseau d'alimentation

D'autre part, les projets de directives européennes visant à éliminer les ballasts « énergivores », ou les programmes d'incitation à l'emploi de systèmes à haute efficacité énergétique (programme GREENLIGHT) vont contribuer à accélérer le déclin des ballasts traditionnels.

Il existe maintenant sur le marché toute une gamme d'alimentations fiables et performantes pour lampes halogènes ou tubes fluorescents. Certains constructeurs proposent également des solutions globales de gestion de l'éclairage où le « ballast » électronique n'est plus qu'un élément d'un système électronique plus complexe permettant par exemple de faire varier la puissance des lampes en fonction de la luminosité extérieure (système DALI : Digital Addressable Lighting Interface).

En éclairage extérieur, même si l'avenir de l'électronique semble prometteur, la quasi totalité des lampes est aujourd'hui alimentée par le système traditionnel : ballast, amorceur, condensateur. Les raisons en sont diverses : raisons techniques (électronique plus complexe à mettre en œuvre que pour les tubes fluorescents, environnement climatique sévère, impossibilité de concevoir un système universel pouvant alimenter tous les types de lampes à décharge) mais également commerciales (prix élevés difficiles à justifier devant des interlocuteurs peu sensibles aux arguments techniques).

Récemment, quelques systèmes ont cependant tenté de prouver que l'électronique n'était pas uniquement réservée à l'éclairage intérieur mais qu'elle pouvait également contribuer à améliorer l'efficacité de l'éclairage public et, d'une manière plus générale, de l'éclairage extérieur.

Les lampes à décharge

Les lampes utilisées pour l'éclairage extérieur sont des lampes à décharge, d'une puissance généralement comprise entre 70 et 400W. Parmi les plus courantes, on peut citer les lampes à vapeur de sodium haute et basse pression (lumière jaune et orange) et les lampes à vapeur de mercure (lumière blanche) en voie d'être supplantées par les lampes aux iodures métalliques.

Les structures et les propriétés des lampes à décharge ont déjà largement été développées dans les colonnes de *La Revue 3EI* (n° 24 de mars 2001). Du point de vue du concepteur d'alimentations électroniques, le paramètre le plus important concerne le comportement électrique de la lampe, plus que ses performances en termes d'efficacité lumineuse ou de rendu des couleurs.

Il est plutôt délicat de modéliser le comportement électrique d'une lampe à décharge alimentée avec un ballast inductif traditionnel à la fréquence du réseau (50 ou 60 Hz). En effet, à chaque passage par zéro du courant, la lampe a tendance à se désamorcer, ce qui provoque une augmentation de la tension d'arc. Cette non linéarité de la caractéristique courant-tension peut cependant se modéliser, en première approximation (on négligera la pente négative de la caractéristique), par une résistance en série avec deux diodes Zéner tête-bêche.

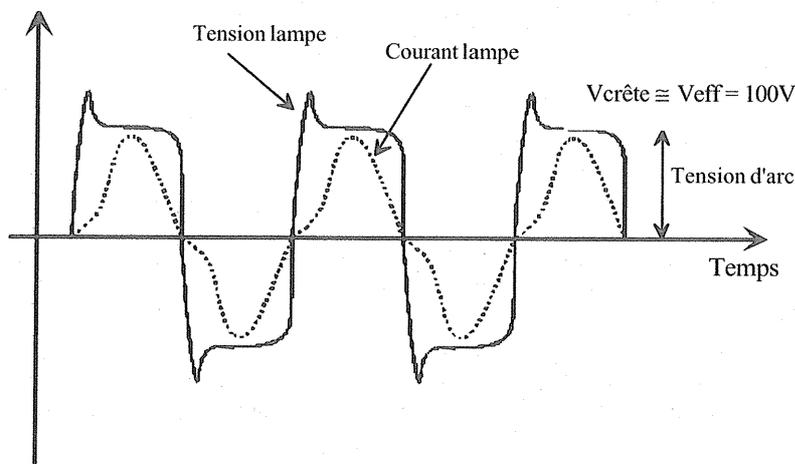


Figure 1 : formes d'onde d'une lampe SHP alimentée par un ballast traditionnel en 50 Hz

Dès que la fréquence d'alimentation dépasse quelques kiloHertz, on obtient une caractéristique dynamique parfaitement linéaire. La lampe se comporte alors comme une résistance pure.

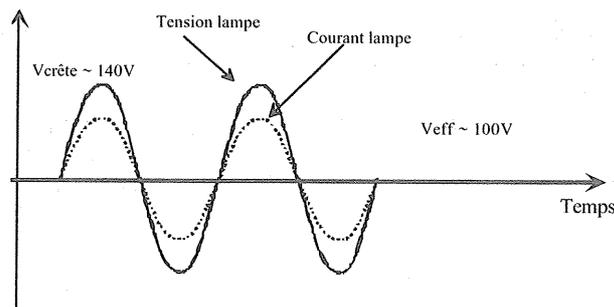


Figure 2 : formes d'onde à 50 kHz

Une alimentation en courant

Si la lampe se comporte comme une résistance à l'échelle de la haute fréquence, sa caractéristique $V(I)$ pour des variations « lentes » présente la particularité d'être très plate et à pente négative. Il apparaît donc clairement que seule une alimentation en courant permettra d'obtenir un fonctionnement stable.

La valeur de la résistance équivalente R , pour un point de fonctionnement donné (arc stabilisé), varie en fonction de l'état thermique de la lampe :

- Avant l'amorçage, R est infinie.
- Juste après l'amorçage, R est très faible (de l'ordre de la dizaine d'Ohm) pour une lampe SHP 150W.
- R augmente ensuite lentement (phase de mise en régime thermique de la lampe) pour atteindre sa valeur nominale (60 Ω environ pour une lampe SHP 150W)

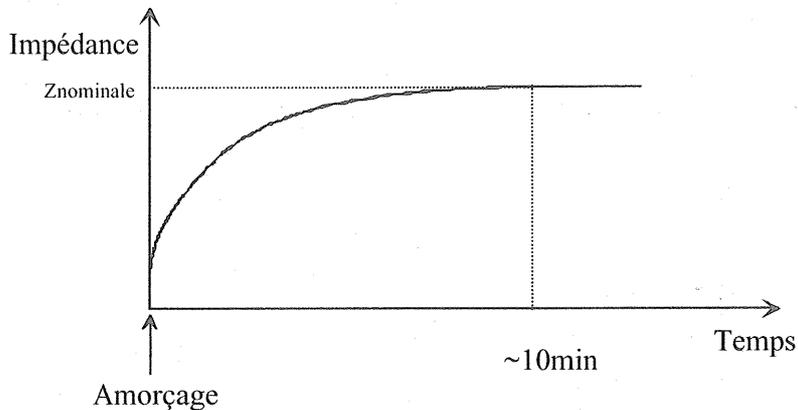


Figure 3 : évolution de R en fonction du temps lors de la mise en régime

On s'aperçoit, en étudiant les variations de R lors de la mise en régime de la lampe, que l'alimentation par une source de courant permet de franchir de manière « naturelle » toutes les étapes de la mise en régime :

- tension théoriquement infinie à vide qui permet un amorçage spontané de la lampe ;
- pas de surconsommation pendant la phase de mise en régime, lorsque l'impédance de la lampe est faible.

Dans la pratique, une structure en demi-pont associée à un circuit résonnant série permet, sous certaines conditions, de s'approcher d'une caractéristique en source de courant.

Le circuit demi pont : avantages et limites

La figure 4 représente le schéma de principe d'un circuit demi pont associé à un circuit oscillant série.

Pour des commodités de calcul, on utilisera celui de la figure 5, en supposant que les grandeurs sont sinusoïdales (hypothèse justifiée par le fait que l'on choisira une fréquence d'alimentation voisine de la fréquence de résonance).

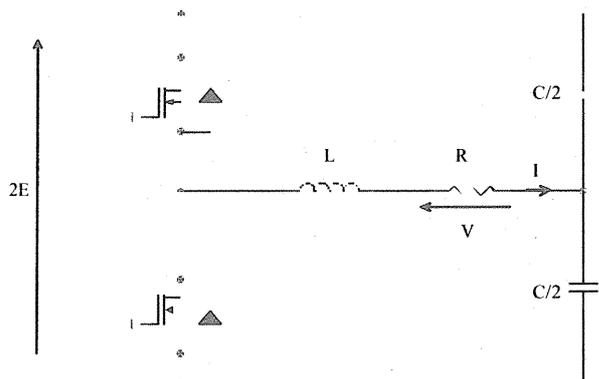


Figure 4 : demi pont

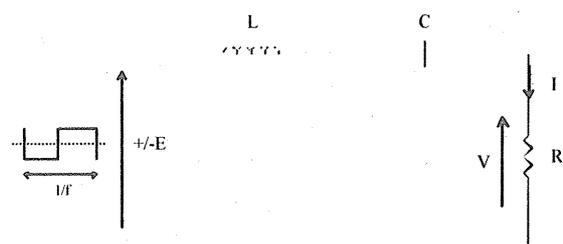


Figure 5 : schéma équivalent

Si l'on note \underline{E} , \underline{I} et \underline{V} les valeurs complexes correspondant aux tensions et courants représentés sur la figure 5 et E , I et V l'amplitude de ces valeurs, on peut écrire :

$$\underline{V} + j [L\omega_s - \frac{1}{C\omega_s}] \underline{I} = \underline{E} \quad \text{d'où} \quad V^2 + I^2 \frac{L}{C} (u - 1/u)^2 = E^2 \quad (1)$$

Avec ω_0 = pulsation propre du circuit
 ω_s = pulsation de fonctionnement ($\omega_s \geq \omega_0$)
 $u = \omega_s / \omega_0$

- 1^{er} cas : $u = 1$

On a alors un fonctionnement en source de tension $V = E$ qui ne convient pas pour l'alimentation des lampes à décharge

- 2^{ème} cas : $u \geq 1$

L'équation (1) est une caractéristique d'ellipse qui permet de représenter l'allure des variations de V en fonction de I .

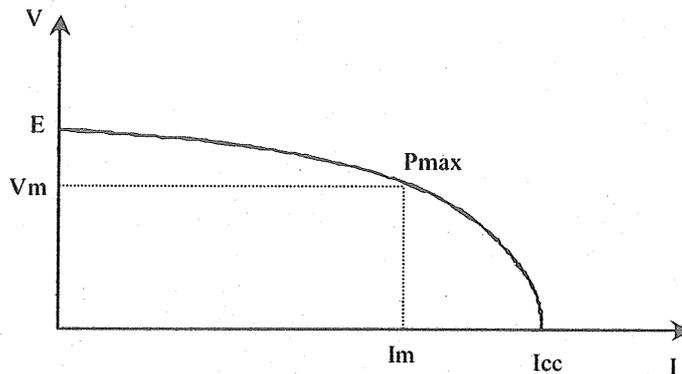


Figure 6 : V en fonction de I

On peut ensuite aisément calculer les valeurs particulières suivantes :

- P_{\max} : amplitude maximale de la puissance délivrée à la charge : $P_{\max} = E^2 \sqrt{\frac{C}{L}} \frac{1}{2(u-1/u)}$

Cette valeur sera obtenue pour $V = E / \sqrt{2}$ (valeur que l'on notera V_m)

et pour $I = \frac{E}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{C}{L}} \frac{1}{u-1/u}$ (valeur que l'on notera I_m)

Tension à vide V_0 : $V_0 = E$; I_{cc} : courant de court-circuit : $I_{cc} = E \sqrt{\frac{C}{L}} \frac{1}{u-1/u}$

Le choix des valeurs de L, C et u se fera en fonction de la puissance de la lampe et de la fréquence choisie.

Les principaux avantages de ce circuit sont les suivants :

- Facilité de mise en œuvre (de nombreux circuits de commande sont disponibles sur le marché)
- Possibilité de faire varier la puissance en jouant sur le rapport u (attention, certaines lampes voient leur Indice de Rendu des Couleurs se dégrader lorsque la puissance diminue)
- Fiabilité (pas de problèmes en court-circuit ou circuit ouvert à condition de dimensionner correctement les composants)

Quant aux inconvénients, on peut citer :

- Limitation de la tension à vide à E , ce qui signifie qu'un circuit d'amorçage indépendant sera nécessaire pour l'allumage de la lampe ;
- Courant de court-circuit supérieur d'environ 40 % au courant nominal, d'où la nécessité de surdimensionner les composants pour un fonctionnement sans danger en court-circuit permanent ;
- Fonctionnement impossible à la résonance (impossibilité d'avoir une onde purement sinusoïdale).

Les améliorations possibles

Plusieurs solutions sont à la disposition du concepteur pour augmenter les performances du circuit demi pont.

On peut améliorer le fonctionnement de manière significative en réalisant une mesure du courant de manière à asservir celui-ci à une valeur de consigne (on peut alors obtenir une source de courant parfaite sur toute la plage de variation de l'impédance de la lampe). On peut également choisir de réaliser un asservissement de la puissance fournie à la lampe (il faudra dans ce cas prévoir l'inhibition de l'asservissement pendant la phase de mise en régime).

On peut d'autre part, modifier le comportement du circuit en introduisant un condensateur en parallèle sur la charge. On obtient ainsi un circuit à résonance mixte qui permet d'ajuster, en fonction des valeurs des composants et de la fréquence de commande, la caractéristique de sortie du convertisseur et de s'affranchir ainsi des limites imposées par le demi pont à résonance série.

L'étude analytique de ce type de convertisseur est cependant plus complexe que celle du demi pont à résonance série et le recours à des simulations numériques est souvent fort utile lors de la mise au point.

Les inconvénients de la HF : longueurs de câble et résonances acoustiques

Il n'est pas toujours judicieux, pour des raisons d'échauffement ou d'accessibilité, de placer l'alimentation à côté de la lampe. Si par exemple, la distance entre l'alimentation et la lampe est de l'ordre de 15 mètres, et que la fréquence d'alimentation de la lampe est de 50 kHz, on aura une impédance inductive d'environ 5Ω (1 mH par mètre de câble) qui sera en série avec celle de la lampe (40Ω pour une lampe SHP 250W). L'influence du câble sera alors significative, contrairement à ce que l'on obtient lorsque l'on travaille à la fréquence du réseau où l'impédance inductive du câble est négligeable ($5 \text{ m}\Omega$).

Un autre obstacle à l'utilisation de la haute fréquence est la présence, dans certaines conditions, de phénomènes de distorsion de l'arc électrique dus à des résonances acoustiques dans le tube à décharge. Les modes résonnants sont complexes et varient suivant les dimensions du tube et la fréquence du courant d'alimentation. Les déformations ainsi provoquées peuvent créer des points chauds le long du tube et provoquer la destruction de ce dernier.



Figure 7 : distorsion de l'arc due à la présence de résonances acoustiques.

Il est donc impératif, lors de la conception d'une alimentation électronique en haute fréquence pour lampe à décharge, de choisir judicieusement la fréquence en fonction du type (et même éventuellement de la marque) des lampes que l'on souhaite alimenter.

L'alimentation en "square wave"

Dans le cas où l'alimentation en haute fréquence ne permet pas d'obtenir des résultats satisfaisants, il est cependant possible d'en garder les avantages (tension et courant en phase, pas d'effet stroboscopique) sans en avoir les inconvénients (longueurs de câbles et résonances acoustiques).

Il s'agit de l'alimentation en onde carrée ("square wave") à des fréquences comprises entre une centaine de Hertz et 500 Hz. Cette onde carrée est produite par inversions d'une source de courant continue qui peut elle-même être issue du redressement d'un courant sinusoïdal à haute fréquence (courant de sortie d'une structure demipont telle que décrite plus haut) ou d'un convertisseur type "Buck".

L'étage d'entrée

L'étage d'entrée le plus simple serait le suivant : un pont de diodes suivi d'un condensateur de forte valeur. Cette solution n'est malheureusement pas applicable du fait du fort taux d'harmoniques généré par le condensateur (la norme concernant l'émission de courants harmoniques – EN 61000-3-2 – est applicable depuis le 1^{er} janvier 2001).

Il est donc nécessaire d'équiper l'étage d'entrée d'un correcteur de facteur de puissance (PFC). La topologie la plus commune est celle du type "boost" que l'on peut faire fonctionner soit en mode continu, soit en mode quasi-discontinu.

De nombreux circuits permettent de réaliser ce type de fonction. La plupart permettent en outre de réguler la tension de sortie, ce qui offre l'avantage, dans notre cas, de maintenir constante la valeur de la puissance transmise à la lampe, quelques soient les variations de la tension secteur.

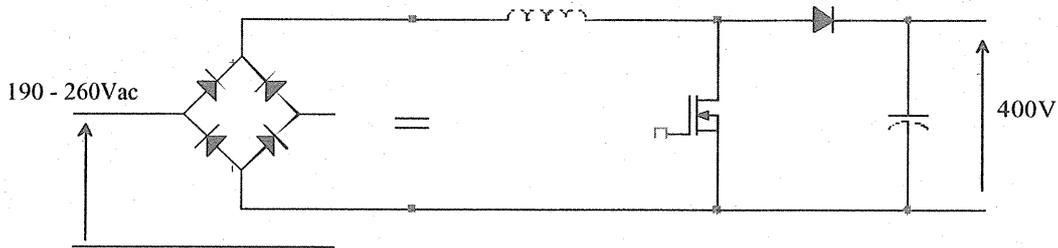


Figure 8 : correcteur de facteur de puissance utilisant la topologie "boost "

Ce type de circuit impose une valeur de la tension de sortie comprise entre 400 et 450 V, la limite basse étant imposée par la structure "boost" (tension de sortie supérieure à tension d'entrée) et la limite haute par la tenue en tension des condensateurs électrolytiques (450 à 500V).

Dans le cas où l'on souhaite travailler avec des valeurs de tension différentes, on peut remplacer la topologie "Boost" par une topologie "Fly-back" (réglage de la tension grâce au rapport de transformation). Cette solution induit cependant davantage de contraintes sur les composants.

La CEM

Depuis l'obligation du marquage CE, une méconnaissance ou une sous-estimation des problèmes causés par les phénomènes de compatibilité électromagnétique peuvent aboutir à la réalisation d'un produit invendable, soit parce qu'il n'est pas conforme aux normes, soit parce que sa mise en conformité engendre un surcoût (filtres, etc) non supportable. Il est donc impératif de prendre en compte les contraintes liées aux phénomènes de CEM tout au long des différentes phases de développement et de conception.

La CEM comprend principalement deux grandes familles de phénomènes :

- L'immunité (réactions de l'appareil aux perturbations extérieures)

- L'émission (perturbations générées par l'appareil vers l'extérieur).

Il serait trop long et trop fastidieux de détailler ici tous les essais auxquels l'appareil doit satisfaire. Nous allons uniquement nous attarder sur les problèmes d'émissions conduites par les fils secteurs dans la bande de fréquences 9kHz – 30 MHz car c'est un des points pour lequel une bonne compréhension physique des phénomènes permet souvent d'économiser de coûteux dispositifs de filtrage.

On distingue trois types de courants perturbateurs dans les fils d'alimentation (voir figures 9a, 9b et 9c) :

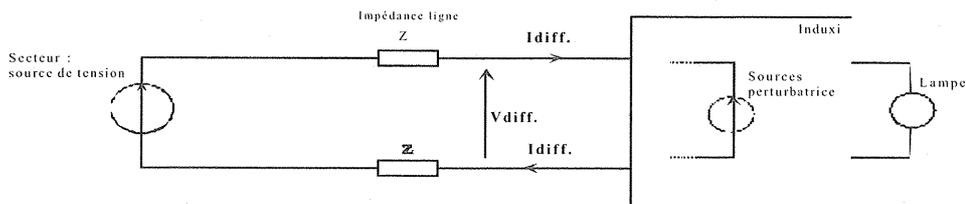


figure 9a : les courants de mode différentiel

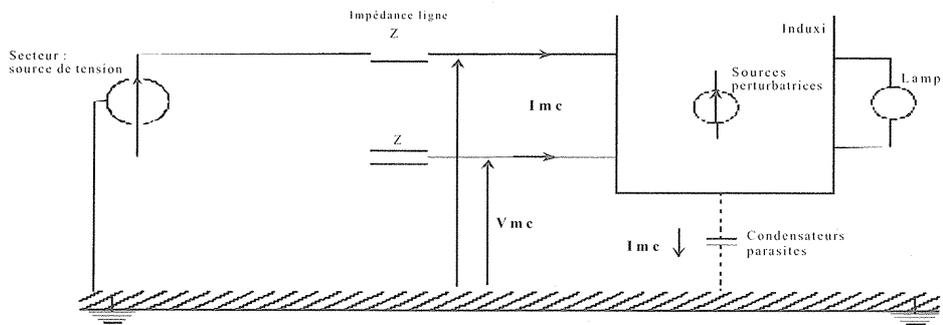


figure 9b : les courants de vrai mode commun

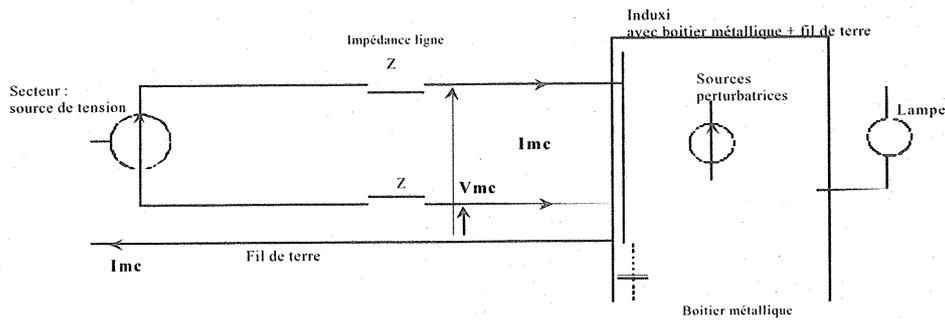


figure 9c : les courants de mode commun filaire

Figures 9 : les trois types de courants perturbateurs

Pour un appareil de classe 2, l'absence de conducteur de terre supprime les courants de mode commun filaire. Restent donc à traiter : les courants de mode différentiel et les courants de vrai mode commun.

Les courants de mode différentiel sont assez faciles à atténuer. Un placement judicieux des composants et un routage soigné permettent de limiter les couplages magnétiques (couplage entre composants, rayonnement des bobinages sur les pistes, couplage inductif entre pistes, etc.). Il ne reste plus alors qu'à mettre en place un petit filtre différentiel LC à l'arrivée secteur pour avoir des niveaux tout à fait corrects.

Les courants de mode commun sont quant à eux, beaucoup plus difficiles à atténuer pour les raisons suivantes :

- peu de possibilité de filtrage (dans le cas du vrai mode commun, le seul moyen de filtrage consiste à placer une inductance de mode commun sur l'arrivée secteur),

- perturbations à fréquence élevée (les capacités parasites par lesquelles transitent les courants de mode commun deviennent de véritables court-circuits en haute fréquence ... Et les capacités parasites des composants de filtrage seront également des court-circuits, diminuant ainsi fortement l'efficacité du filtre en haute fréquence).

La seule méthode pour lutter efficacement contre les courants de vrai mode commun consiste à traiter le problème à la source en faisant l'inventaire de tous les points (pistes, composants, câbles, etc.) soumis à des variations rapides de potentiel. Pour chacun de ces points, il faut, quand cela est possible, diminuer au maximum la capacité parasite avec l'environnement (par exemple, réduction des largeurs et des longueurs de piste) ou offrir un "chemin" pour dériver les courants (écrans reliés à des potentiels fixes, plans de masse, etc.).

En respectant toutes ces règles, on peut se contenter d'une structure de filtre simple, peu encombrante et bon marché.

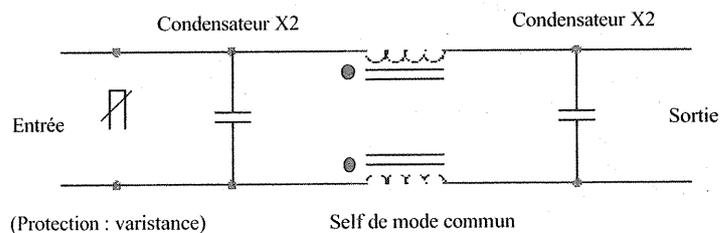


Figure 10 : topologie classique d'un filtre d'entrée

Les condensateurs sont du type X2 275 V et l'inductance de mode commun doit avoir une valeur suffisante (plusieurs dizaines de mH.) pour que la self de fuites entre les deux enroulements puisse jouer le rôle de self différentielle.

Dans le cas des appareils de classe 1, on est en présence principalement de courants de mode commun filaire que l'on peut dériver grâce à l'utilisation de condensateurs de type Y placés entre la terre et les fils actifs (en aval de la self de mode commun). L'utilisation d'une «self de terre» (inductance placée en série avec le fil de terre) peut également contribuer à bloquer efficacement les courants de mode commun filaire.

Une réalisation industrielle : système INDUXI SI

Le système INDUXI (mentionné dans le n° 24 de la revue 3EI par Mr SOUILLAC), commercialisé par la société SOGEXI, était basé sur le principe de l'alimentation des lampes en haute fréquence. Il est aujourd'hui progressivement remplacé par le système INDUXI SI, basé sur une structure plus modulaire et utilisant la technique du "square wave".

La structure adoptée lors du développement du système INDUXI SI consiste en une mise en cascade de convertisseurs (voir figure 11) qui réalisent chacun une fonction bien précise. Cette solution permet l'utilisation de circuits de

commande fiables et relativement bon marché et procure au système un aspect modulaire qui offre de nombreuses possibilités sur le plan commercial.

La présentation commerciale la plus courante est la suivante : un module générateur comprenant PFC, demi-pont et redresseur alimente un deuxième module, appelé convertisseur qui comprend les fonctions amorceur et inverseur en pont. Ce deuxième module doit être placé à proximité de la lampe (mais il est de faible encombrement), alors que le premier peut être placé à une distance assez importante. La liaison entre les deux modules s'opère en courant continu et seule la résistance ohmique du câble peut limiter l'éloignement.

Un troisième module optionnel permet de commander la puissance dans le cas où, pour des raisons d'économies ou de pollution lumineuse, l'utilisateur souhaite réduire la puissance de certaines lampes. L'alimentation en onde carrée 110Hz est compatible avec la quasi totalité des lampes SHP et Iodures métalliques du marché.

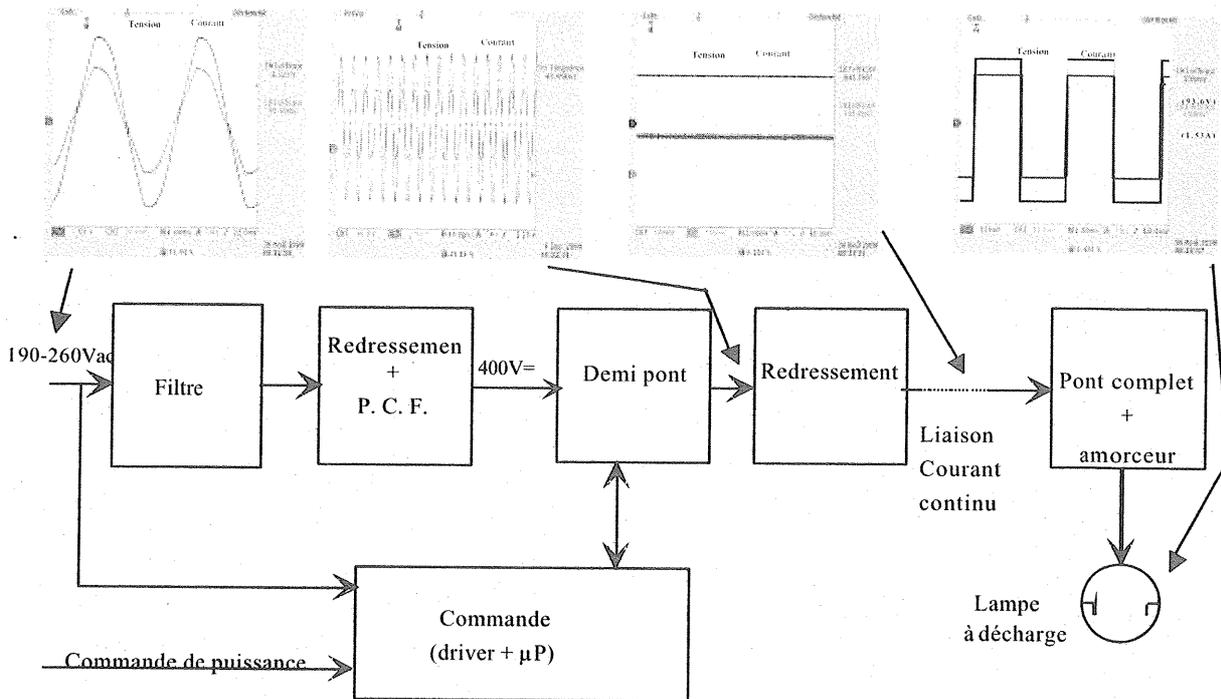


Figure 11 : schéma synoptique de l'INDUXI SI + formes d'ondes

Conclusion

Cet exemple de réalisation industrielle permet d'aborder, à partir d'un cas concret – l'alimentation des lampes d'éclairage public – plusieurs structures fondamentales de l'électronique de puissance :

- Conversion DC/DC (montage boost)
- Absorption sinusoïdale (PFC)
- Convertisseurs à résonance (demi pont)
- Inverseurs en pont

Il permet également d'aborder les problèmes de dimensionnement des composants, de CEM, et plus généralement de tout ce qui concerne la mise en œuvre d'un projet industriel.

Plusieurs enseignants nous ont déjà fait part de leur intérêt pour l'utilisation de ce produit comme support pédagogique. Citons notamment M SOUILLAC du Lycée technique Pierre Mendès France à Epinal, et M ROUSSEL de l'IUT de Châteauroux.

Bibliographie

Y. CHERON : *La commutation douce dans la conversion statique de l'énergie électrique* ; Lavoisier, 1989
 H. BENQASSMI : *Conception de convertisseurs alternatif-continu mono-étage à absorption sinusoïdale* ; thèse de doctorat de l'INP de Grenoble, 1998
 Association Française de l'Eclairage : *Les sources de lumière* ; Lux, 1992

J.J. de GROOT, J.A.J.M. VAN VLIET : *The high-pressure sodium lamp* ; Philips Technical Library

A. CHAROY : *Compatibilité électromagnétique, parasites et perturbations des électroniques. Tome 1 : sources, couplages, effets* ; Dunod, 1992.

MOTEURS DE SERVOMECHANISMES

ANALYSE DIMENSIONNELLE

Cas des moteurs à aimants

Gérard LACROUX
RAGONOT S.A.

Frédéric MEER
RAGONOT S.A.

Résumé : Cet article montre comment évoluent les caractéristiques des machines homothétiques

1 - INTRODUCTION

Il est intéressant de pouvoir se rendre compte de l'évolution des caractéristiques d'une machine lorsque l'on modifie ses dimensions. Cette analyse est d'une aide importante dans le calcul des machines.

A partir d'un moteur (0) pris comme référence, on imagine une nouvelle machine (1) dont toutes les dimensions sont multipliées par le coefficient k ($k > 1$). Pour que la machine (1) soit viable, il est nécessaire que soient respectées, pour toutes les machines, les limites d'échauffement imposées par la classe d'isolation.

En ce qui concerne le bobinage, on admettra qu'il est déterminé pour que tous les moteurs possèdent la même force contre-électromotrice E pour la même vitesse de rotation.

On examinera ici particulièrement le cas des moteurs de servomécanisme (moteurs brushless et moteurs à collecteur) à aimants sans pièces polaires.

Remarque - Les résultats obtenus ne sont valables que pour des machines rigoureusement homothétiques, mais ils donnent une idée globale de l'évolution des moteurs réels. On donnera des valeurs pratiques extraites des catalogues des constructeurs pour des machines de 1 à 100 Nm de construction classique en exécution fermée (refroidissement de l'enveloppe par convection naturelle et rayonnement) Elles ne correspondent généralement pas au cas de machines homothétiques.

2 - EVOLUTION DU COUPLE MOTEUR

Le couple de ce type de moteur où le courant I est maintenu en phase avec la f.c.e.m. E est de la forme

$$C = K D^2 L B_e A \quad (1)$$

où

D et L sont respectivement le diamètre et la longueur de l'induit ;

B_e la valeur de l'induction dans l'entrefer ;

A la charge linéique de l'induit ;

K un coefficient qui ne dépend que du type de construction de la machine

On voit qu'outre les dimensions D et L , interviennent différentes contraintes, l'une, magnétique, c'est l'induction dans l'entrefer B_e , l'autre, électrique, c'est la charge linéique A .

Pour une machine à aimants, la machine modifiée (1) conserve la même valeur de l'induction d'entrefer que la machine de base (0). En effet, dans ces conditions, la force magnétomotrice de la machine (0) est multipliée par k mais, également, l'épaisseur de son aimant, de telle sorte que le point de fonctionnement de ce dernier reste le même. On notera que la valeur de l'induction réelle dans l'aimant, à la température de fonctionnement, est comprise entre 0.60 et 0.75 T pour les aimants en terres rares et entre 0.30 et 0.35 T pour les ferrites. Dans ces conditions, le flux est multiplié par k^2 et, pour la même f.c.e.m. E , le nombre de spires est divisé par ce même coefficient.

Par contre, le maintien des mêmes échauffements peut nécessiter de modifier la charge linéique A . Celle-ci a pour expression

$$A = \frac{2 n_s I_s}{\pi D} \quad (2)$$

où n_s est le nombre total de spires;

I_s est la valeur du courant absorbé circulant dans chaque spire.

La valeur acceptable pour le courant est imposée par l'échauffement du bobinage (on suppose que la vitesse de rotation est assez faible pour que les pertes dans le fer soient négligées). Le coefficient d'échanges thermiques (watts par °C et par m² de surface) de l'induit vers l'enveloppe sera considéré constant comme l'écart thermique bobinage – enveloppe. Si toutes les dimensions sont multipliées par k , la surface de refroidissement du moteur (1) est k^2 fois plus importante et il est donc nécessaire de limiter les pertes par effet Joule à également k^2 fois celles de la machine de base (0). Ces pertes ont pour valeur

$$P_j \Rightarrow R I^2 \quad (3)$$

Pour le nombre de spires imposé, la multiplication des dimensions par k fait que la résistance du bobinage du moteur (0) se trouve alors, pour le nouveau moteur (1), divisée par k^5 et, puisque la croissance des pertes doit être limitée à k^2 , les conditions d'échauffement par les pertes par effet Joule sont maintenues avec un courant dont l'intensité est maintenant multipliée par $k^{3.5}$.

Il résulte de ce qui précède que la charge linéique peut donc être, ici, multipliée par \sqrt{k} et que le couple nominal de la nouvelle machine est $k^{3.5}$ fois plus élevé que celui de la machine de base.

On notera que le couple massique (couple rapporté à la masse) croît comme \sqrt{k} . Ce point n'est pas favorable aux petites machines et, dans la pratique, il est aggravé par le fait que les masses des parties non actives (flasques, enveloppe, ...) qui doivent conserver l'épaisseur mécaniquement indispensable à leur réalisation, prennent une importance de plus en plus grande vis-à-vis des masses des parties actives.

Remarque 1 :

Les pertes dans le fer sont proportionnelles au volume. Il en résulte que le rendement de la nouvelle machine est meilleur que celui de la machine de base.

Remarque 2 :

Dans ces conditions, on notera que la densité de courant δ de la nouvelle machine est réduite dans le rapport \sqrt{k} . Ainsi le produit $A \cdot \delta$ est constant pour toutes les machines homothétiques. On a, suivant la classe d'isolation et l'efficacité du nervurage de la carcasse :

$A \cdot \delta = 1800$ à 2500 pour A en ampère par m et δ en ampères par mm²

3 - EVOLUTION DES CARACTERISTIQUES.

On examinera comment sont modifiées les données caractérisant le servomoteur.

3 - 1 – Constante de couple.

Les machines tournant à la même vitesse pour la même f.c.e.m. posséderont la même constante de f.c.e.m. (le nombre de spires a été divisé pour cela par k^2). Le couple par ampère (constante de couple) qui a la même valeur est donc fixe .

3 - 2 – Constante de temps électrique.

La constante de temps électrique τ_e est définie par le rapport de la self-inductance du bobinage à sa résistance.

On a vu que, dans les conditions imposées au bobinage, la résistance du moteur (1) est k^5 fois plus faible que celle du moteur de base (0). Les inductances sont multipliées par le rapport k des longueurs (comme les perméances) et par le carré du nombre de spires Elles sont donc divisées par k^3 .

La constante de temps électrique est k^2 fois plus élevée dans le moteur (1).

Remarque :

Il est souvent possible d'augmenter le nombre d'encoches de la machine (1) dont les dimensions sont plus importantes. Dans ces conditions, la constante de temps électrique croît un peu moins vite que k^2 . Dans les limites fixées, elle est comprise entre 2 et 30 ms suivant la taille de la machine.

3 -3 – Moment d'inertie.

La masse du moteur croît comme k^3 et le moment d'inertie J est donc multiplié par k^5 sur le moteur (1) . Le moment d'inertie croît donc plus rapidement que le couple.

Remarque :

Les moteurs à aimants ferrites, du fait de la faiblesse de B_e , ont une masse plus importante. Les plus grosses machines peuvent être réalisées avec un moyeu creux qui limite le moment d'inertie.

3 - 4 - Constante de temps mécanique.

La constante de temps mécanique est donnée par la relation :

$$\tau_m = \frac{J R}{a^2} \quad (4)$$

où a est la constante de couple. Par rapport au moteur de base (0), le produit du moment d'inertie par la résistance est constant. Il en résulte que la constante de temps mécanique est constante.

Remarque :

La constante de temps mécanique est de l'ordre de 5 à 10 ms pour des machines de construction courante à aimants des terres rares et environ deux fois plus élevée pour les machines à aimants ferrites.

3 - 5 - Constante de temps thermique.

La constante de temps thermique du moteur considéré comme un corps homogène est

$$\tau_{th} = \frac{m c}{S \alpha} \quad (5)$$

où m est la masse de la machine ;

c est la chaleur massique équivalente ;

S est la surface de refroidissement ;

α est le coefficient d'échanges thermiques vers le milieu ambiant .

La chaleur massique et le coefficient d'échanges thermiques peuvent être considérés comme pratiquement constants pour un type de construction. La constante de temps thermique croît donc comme k

Remarque :

Dans la gamme considérée, la constante thermique est comprise, selon la taille de la machine, entre 15 et 80 mn. pour les moteurs brushless à aimants des terres rares et est environ deux fois plus élevée dans les moteurs à collecteur à aimants ferrites dont la masse est plus importante et la transmission de chaleur plus difficile.

Note Le produit $A \cdot \delta$ image de l'échauffement du bobinage

La résistance du bobinage est proportionnelle au nombre total de spires n_s , à la longueur l_s de la spire moyenne et inversement proportionnelle à la section S des conducteurs

$$R \Rightarrow n_s \frac{l_s}{S}$$

Les pertes par effet Joule ont pour valeur $R I_s^2$ où I_s est le courant dans chaque spire

$$R I_s^2 \Rightarrow \frac{n_s l_s}{S} I_s^2 .$$

Rapportées à la surface de dissipation, ces pertes donnent une image de l'échauffement $\Delta\theta$ du bobinage. Les machines étant homothétiques, on peut adopter comme surface de référence, celle $\pi D L$ de l'induit et,

$$\Delta\theta \Rightarrow \frac{R I_s^2}{\pi D L} = \frac{2 n_s I_s}{\pi D} \frac{I_s}{s} \frac{l_s}{2 L}$$

Avec

$$A = \frac{2 n_s I_s}{\pi D} \quad (\text{charge linéique})$$

$$\text{et} \quad \delta = \frac{I_s}{s} \quad (\text{densité de courant})$$

$$\text{on a} \quad \Delta\theta \Rightarrow (A \delta) \frac{l_s}{2 L}$$

Pour des machines homothétiques, le rapport de la longueur de la spire moyenne à la longueur de l'induit est constant. Il en résulte que pour un échauffement $\Delta\theta$ déterminé :

$A \cdot \delta$ est constant et c'est donc une image de l'échauffement .

Le tableau suivant résume les modifications qu'apporte au moteur de base la multiplication de ses dimensions par le coefficient k

Tableau des caractéristiques		
Important : le nombre de spires a été divisé par k^2 pour obtenir la même f.c.e.m. E		
<u>Données</u>	<u>Machine de base (0)</u>	<u>Machine modifiée (1)</u>
diamètre	D_0	$D_1 = k D_0$
longueur	L_0	$L_1 = k L_0$
induction d'entrefer	B_e	B_e
échauffement	$\Delta\theta$	$\Delta\theta$
flux	Φ_0	$\Phi_1 = k^2 \Phi_0$
nombre de spires	n_{s0}	$n_{s1} = k^{-2} n_{s0}$
courant nominal	I_0	$I_1 = k^{3.5} I_0$
résistance	R_0	$R_1 = k^{-5} R_0$
réactance	X_0	$X_1 = k^{-3} X_0$
couple nominal	C_0	$C_1 = k^{3.5} C_0$
charge linéique	A_0	$A_1 = k^{0.5} A_0$
pertes par effet Joule	P_{j0}	$P_{j1} = k^2 P_{j0}$
pertes dans le fer	P_{f0}	$P_{f1} = k^3 P_{f0}$
moment d'inertie	J_0	$J_1 = k^5 J_0$
constante de temps		
électrique	τ_{e0}	$\tau_{e1} = k^2 \tau_{e0}$
mécanique	τ_{m0}	$\tau_{m1} = \tau_{m0}$
thermique	τ_{th0}	$\tau_{th1} = k \tau_{th0}$

APPLICATION DES SUPRACONDUCTEURS EN ELECTROTECHNIQUE

Jean LEVEQUE

GREEN-UHP

Université Henri POINCARÉ,

Faculté des sciences, BP 239

54 506 VANDOEUVRE-LES-NANCY

Résumé :

Les supraconducteurs furent découverts en 1911, les premières applications apparurent dans les années soixante et ce n'est que dans les années quatre-vingt que viennent les applications commerciales. Malgré des avantages indéniables les supraconducteurs, en raison de la complexité de leur mise en oeuvre, ont du mal à quitter l'univers des laboratoires de recherches. Après une présentation succincte de la supraconductivité, nous présentons quelques applications, en électrotechnique, de ces matériaux.

INTRODUCTION

En 1911 KAMMERLING OMNES découvrit accidentellement la supraconductivité. Lors d'une étude d'un échantillon de mercure à basse température, il s'aperçut de sa brutale chute de résistivité à 4,15 K. La deuxième signature a été découverte en 1933 par MEISSNER et OCHSENFELD ; il s'agit du diamagnétisme parfait. Ils n'ont pas seulement découvert que le supraconducteur expulsait le champ magnétique, ce qui aurait pu être le cas d'un conducteur parfait, mais que le flux pouvait être piégé dans le supraconducteur si on le refroidissait sous un champ magnétique.

Depuis ces découvertes fondatrices, de nombreux matériaux se sont révélés être supraconducteurs. Néanmoins il a fallu attendre environ 50 ans, soit le début des années 60, pour que la supraconductivité trouve enfin des applications. MATTHIAS et KUNZLER, en particulier, ont synthétisé des alliages dont les propriétés les rendaient utilisables en dehors d'expérience de laboratoire. Depuis ces années le champ d'application des supraconducteurs n'a cessé de s'élargir allant des moteurs aux filtres pour téléphonie mobile en passant par les transformateurs et la microscopie électronique entre autres.

LES MATERIAUX SUPRACONDUCTEURS

Généralités

Les supraconducteurs possèdent donc deux propriétés fondamentales, une résistance nulle et un diamagnétisme parfait qui permet autant d'expulser un champ magnétique que d'en piéger un. Ces propriétés n'existent cependant que sous certaines conditions de température, de champ magnétique et de densité de courant. Les trois paramètres critiques T_c , H_c , J_c , peuvent être représentés dans un espace à trois dimensions (cf. *figure 1*), où ils définissent une surface critique à l'intérieur de laquelle doit se situer le point de fonctionnement du matériau pour pouvoir rester dans l'état supraconducteur.

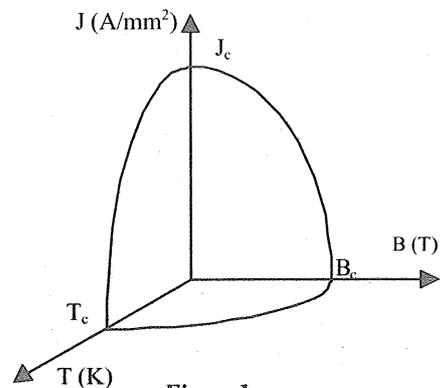


Figure 1

Les supraconducteurs peuvent être classés en deux catégories (cf. figure 2) suivant leur caractéristique B(H) :

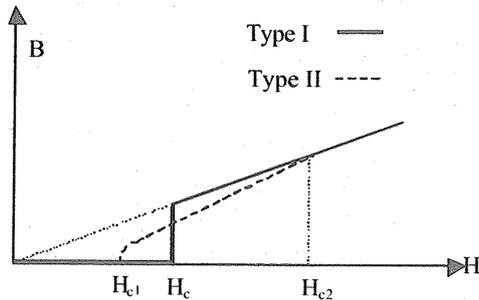


Figure 2

- Les supraconducteurs de type I ont une induction nulle au-dessous d'un champ H_c et sont dans l'état normal au-dessus.
- Les supraconducteurs de type II possèdent deux champs critiques H_{c1} et H_{c2} . Au-dessous de H_{c1} le comportement est exactement le même que pour les supraconducteurs de type I. En revanche, entre H_{c1} et H_{c2} , l'induction pénètre partiellement dans le matériau supraconducteur. Cela veut dire que des zones normales et supraconductrices

cohabitent dans le matériau. Les zones normales sont appelées vortex et laissent passer chacune un quantum de flux.

Le tableau I résume quelques exemples de supraconducteurs.

En pratique les supraconducteurs utilisables en électrotechnique sont les supraconducteurs de type II, car ce sont les seuls qui présentent un champ magnétique H_{c2} suffisamment élevé. L'induction à laquelle ils sont soumis implique que dans la quasi-totalité des cas le champ est compris dans la zone mixte entre H_{c1} et H_{c2} . Ceci a rendu leur application très délicate. En effet, les zones normales dont nous avons précédemment parlées, en raison des forces créées par les courants de transport ($J_c \wedge B$), vont se déplacer. Ce déplacement s'accompagne d'une dissipation d'énergie qui est susceptible de faire perdre l'état supraconducteur, ce phénomène est connu en anglais sous le nom de "Flux-Flow". Des imperfections placées sciemment ou involontairement dans le matériau bloquent le déplacement de ces vortex, ceci est connu sous le nom de "Pinning". Au-dessus d'une certaine densité de courant, les forces d'ancrage deviennent inférieures à la force de Lorentz et les vortex se remettent à se déplacer, c'est ainsi que l'on définit le courant critique pour les supraconducteurs de type II.

Supraconductivité	Supraconducteurs	Tc (K)	Bc (T)	
Type I	Al	1,19	$1,05 \cdot 10^{-2}$	
	Hg	4,15	$4,12 \cdot 10^{-2}$	
	Pb	7,18	$8 \cdot 10^{-2}$	
	W	0,012	10^{-4}	
Alliages	NbTi	10	11	
	Nb ₃ Sn	18	20	
Type II	Céramique	YbaCuO BiSrCaCuO	92 110	De 6 à 100 suivant les axes
	Organiques	(TMTSF) ₂ PF ₆ (BEDT-TTF) ₂ I ₃	1 (sous 12 kBar) 3,6	De 0,25 à 6,8 suivant les axes

Tableau I

Une autre propriété extrêmement intéressante de certains supraconducteurs est leur densité de courant critique très élevée, celle-ci peut atteindre 3000 A/mm^2 . Cette propriété sera bien sur mise à profit dans de nombreux dispositifs supraconducteurs comme les transformateurs ou les moteurs.

Le transport de l'électricité

Les supraconducteurs ayant, sous certaines conditions, une résistance nulle, ils ne devraient donc présenter aucune perte par effet Joule. Si cela est vrai en courant continu, il n'en est, hélas, pas de même en courant alternatif. En effet la courbe d'aimantation des supraconducteurs présente un hystérésis qui se traduit

par des pertes. Par ailleurs, des courants de Foucault se développent dans l'enrobage métallique des câbles. Ces pertes vont entraîner une consommation de fluide cryogénique qui doit être minimisée pour réduire les coûts d'utilisation ou simplement parce qu'elle est susceptible d'empêcher la maintenance en froid du système.

Les conducteurs doivent donc répondre à plusieurs impératifs :

- une stabilité cryogénique ; celle-ci implique que lorsqu'un supraconducteur transite accidentellement vers l'état normal, cette transition ne se propage pas brutalement à l'ensemble du dispositif supraconducteur mais se résorbe ;
- de faibles pertes ; ceci concerne les supraconducteurs utilisés en courant alternatif.

Ces critères se traduisent par certaines particularités dans la réalisation de ces conducteurs. Tout d'abord pour réduire les pertes il faut que les fils supraconducteurs soit très fins et torsadés. Pour assurer une grande stabilité cryogénique il est nécessaire que ces filaments supraconducteurs soient noyés dans une matrice métallique en cuivre ou aluminium par exemple, le ratio entre la matrice et le supraconducteur

varie en général de 3 à 7. Quelques exemples de fils sont présentés dans le **tableau II**

Nous voyons que les constructeurs ont développé de nombreux conducteurs pour toutes applications possibles. Les fils dont le ratio entre la matrice et le supraconducteur est grand sont particulièrement stables. Ce sont les câbles de prédilection des grands aimants de la physique ou de l'imagerie médicale, car la sûreté de fonctionnement est primordiale. Les deux premiers câbles de ce tableau sont constitués de 6 câbles élémentaires supraconducteurs torsadés autour d'une âme centrale en acier chez Furukawa et en Cupro-Nickel chez Alstom. Les filaments supraconducteurs sont très fins, submicroniques, les pertes en courant variable sont donc faibles. Le ratio matrice sur supraconducteur est grand, ceci confère une bonne stabilité à ces fils. Nous avons là un exemple typique de fils pour une utilisation à 50 Hz. En Europe et dans le monde, la société ALSTOM fut l'un des pionniers dans le développement de ces supraconducteurs utilisables à 50 Hz. Tous les fils que nous avons présentés dans ce tableau sont utilisés à basse température.

Constructeur	Taille du conducteur.	Nombre de filaments supraconducteurs	Diamètre d'un filament (mm)	Pas de torsade (mm)	Rapport Matrice/Supraconducteur	Courant
Alstom	6*0,13+1	6*377982	0,000139		4	1370 A sous 1 T
Furukawa	6*0,14+1	6*14280	0,0005	1,9	4,5	77 A sous 1 T
Furukawa	0,3	1	0,21	x	1	100 A sous 5T
Furukawa	1,6*3,5	1200	0,039	30	3	2 kA sous 5T
IMI	0,4	60	0,034	x	1,35	200A sous 5T
Outokompu	0,8	23	0,057	17	7,11	88A sous 5T

Tableau II

Aspects cryogéniques

Les principaux fluides utilisés sont l'azote liquide et l'hélium liquide. Ce dernier est fort coûteux (environ 50F/l), il importe donc de réaliser très soigneusement les cryostats le contenant sans quoi les pertes peuvent devenir rapidement prohibitives.

D'une manière générale les performances mécaniques telle que la limite de rupture et la limite d'élasticité augmentent avec la diminution de la température. Par contre certains matériaux deviennent fragiles, c'est le cas du fer et de nombreux aciers au carbone.

Un autre problème classique est la porosité des matériaux composites, comme la fibre de verre, en présence de petite molécule telle que celle de l'hélium.

Or la plupart des cryostats destinés à recevoir des bobines alimentées en courant alternatif doivent être isolants pour éviter les pertes par courants de Foucault et sont donc réalisés en fibre de verre. Le choix de la méthode de réalisation devra donc être fait avec un soin tout particulier.

GRANDS AIMANTS

Les grands aimants sont l'une des principales applications des supraconducteurs dont on peut dire qu'elle est industrielle, même si elle ne concerne qu'essentiellement la physique des grands instruments et des organismes tel que le CERN ou le CEA. On entend par aimant supraconducteur des bobines supraconductrices alimentées en courant continu et court-circuitées sur elles-mêmes, ceci est possible car elles n'ont pas de pertes.

La détection de particules de plus en plus fines exige des énergies de plus en plus grandes. L'énergie des cyclotrons et synchrotrons est classiquement proportionnelle au rayon de courbure et au champ magnétique. L'intérêt d'utiliser des aimants supraconducteurs est que l'on augmente l'intensité du champ magnétique. Ceci se fait sans dissipation

d'énergie et les fortes densités de courant entraînent une réduction de la taille de ces grands instruments.

Le tableau III présente quelques caractéristiques d'aimants supraconducteurs de détection qui permettent de repérer et détecter les particules dans les accélérateurs.

Fabricant	Laboratoire d'utilisation	Diamètre Intérieur (m)	Diamètre Extérieur (m)	Longueur (m)	Masse (T)	Induction	Courant (A)
Mitsubishi	KEK	3,4	3,8	5,6	17	3	5000
CEA	CERN	4,96	6	7	25	1,5	5000
CEA	CERN	9,6	19,3	26	800	3,8	20000

Tableau III

MOTEURS ET ALTERNATEURS

En raison de leurs propriétés - absence de résistance et densité de courant élevée -, les moteurs et alternateurs supraconducteurs sont depuis longtemps à l'étude dans les laboratoires universitaires et industriels du monde entier.

La densité de courant très élevée des conducteurs permet de se passer du fer dans ces machines. Une simple culasse très réduite est placée autour de la machine pour refermer le flux. La masse et l'encombrement sont donc très réduits. Les pertes extrêmement faibles des supraconducteurs, même en tenant compte du rendement particulièrement mauvais des machines frigorifiques qui fournissent le fluide cryogénique, permettent d'obtenir des rendements particulièrement élevés, de l'ordre de 99%.

Faible masse et volume, excellent rendement sont les avantages des moteurs supraconducteurs. Les défauts sont liés à la complexité cryogénique, à la structure elle aussi complexe d'un cryostat non

métallique. Un soin particulier doit être apporté au maintien des bobinages puisqu'ils ne sont plus calés dans les encoches d'une carcasse ferromagnétique. Une autre particularité des alternateurs et moteurs synchrones supraconducteurs est d'avoir un λ très élevé.

Moteurs homo polaires

Ce type de moteur, analogue à une roue de Barlow, est surtout développé aux Etats-Unis. Un prototype de plusieurs MW équipe un destroyer expérimental de la marine américaine.

Alternateurs et moteurs synchrones

De grands projets ont été lancés dans les années soixante concernant la construction d'alternateur de centrale en prévision d'une très forte augmentation de la consommation d'électricité, cette augmentation n'ayant pas eu lieu, une bonne partie de ces projets ont été abandonnés.

Le tableau IV présente quelques exemples de réalisations d'alternateurs.

Fabricant	Année	Puissance (MVA)	Vitesse (tr/min)	Courant (A)	Tension (kV)	Température (K)
MIT	1975	3	3600	555	1,38	4,2
Westinghouse	1978	5	12000	230	5	5,2
Hitachi	1985	20	3600	1400	3,6	4,2
Hitashi Mitsubishi Toshiba	1993	70	3600	3200	10	4,2

Tableau IV

LIMITEURS SUPRACONDUCTEURS DE COURANTS

Les valeurs des courants de court-circuit dans les réseaux électriques n'ont cessé d'augmenter.

Les techniques de coupure actuelles utilisent des disjoncteurs qui s'ouvrent au passage à zéro du courant. Les plus rapides assurent une coupure en un cycle ce qui est la durée théorique minimale. Ainsi les composants du réseau doivent supporter les courants de défaut pendant au minimum une demi-période. Ces

derniers peuvent alors endommager gravement les installations situées en amont de la charge, en raison des efforts électrodynamiques mis en jeu.

Les limiteurs de courants sont des dispositifs particulièrement intéressants puisqu'ils empêchent, en raison de leurs propriétés intrinsèques, l'excursion du courant au-delà d'un seuil et réduisent ainsi les contraintes supportées par les installations électriques.

Le principe de base du fonctionnement d'un limiteur supraconducteur est la transition naturelle de l'état supraconducteur, sans résistance, vers l'état normal, très résistif, par dépassement du courant critique. Il existe plusieurs types de limiteurs dont les principaux sont présentés ici.

- Le limiteur résistif (*figure 3*) est un bobinage supraconducteur, non inductif par construction, monté en série sur la ligne à protéger. En cas de défaut, l'enroulement supraconducteur repasse à l'état normal, son impédance limite alors le courant. Ce principe est valable en courant alternatif comme en courant continu. Ce type de limiteur est étudié aussi bien avec des supraconducteurs à haute température critique qu'à basse température critique.

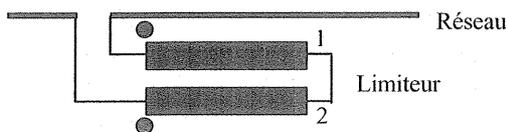


Figure 3

- Le limiteur inductif, *figure 4* dans sa forme la plus simple, est constitué de deux enroulements supraconducteurs, de courants critiques différents, couplés en parallèle. Cette association est faite de telle sorte que l'impédance de l'ensemble soit la plus faible possible. En cas de défaut, l'un des enroulements, dit enroulement

déclencheur, repasse à l'état normal, l'autre, dit enroulement limiteur, ne transite pas et limite le courant par son inductance propre. Ce limiteur n'a été étudié qu'avec des supraconducteurs à basse température critique.

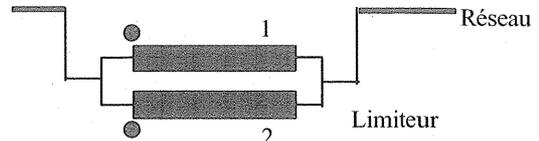


Figure 4

- Le limiteur à transformateur (*figure 5*) est un transformateur supraconducteur dont le secondaire est en court-circuit. L'enroulement primaire est classiquement en cuivre et le secondaire contient l'élément supraconducteur. En régime permanent, l'impédance de ce transformateur est principalement liée au couplage entre les enroulements et peut donc être très faible. En régime de défaut, le secondaire transite sous l'effet du courant de défaut et joue le rôle d'un interrupteur ouvrant le secondaire du transformateur. Son impédance est celle d'un transformateur à vide, donc très élevée. Ce limiteur a été très étudié avec des supraconducteurs à haute température critique où le secondaire est directement un tube en matériau massif.

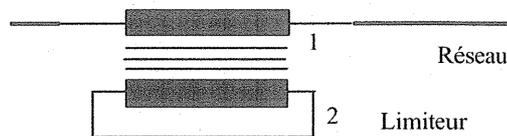


Figure 5

Le tableau V résume quelques propriétés et quelques qualités et défauts de ces limiteurs.

	<i>Limiteur résistif</i>	<i>Limiteur inductif</i>	<i>Limiteur à transformateur</i>
Impédance en régime permanent	# 0	$\frac{L_1 L_2 - M^2}{L_1 + L_2 - 2M}$, $M < 0$	$R_1 + j\omega L_1$
Impédance en régime de défaut	$R_1 + R_2$	L_1	$R_1 + j\omega L_1$
Qualités	- Impédance en régime permanent très faible. - Simplicité. - Faible masse.	- Faible dissipation ohmique lors de la limitation. Pertes cryogéniques faibles.	- Faible dissipation ohmique lors de la limitation.
Défauts	- Perte ohmique élevée durant la limitation. - Temps de retour à l'état supraconducteur long. - Pertes cryogéniques élevées.	- Forte surtension aux bornes du limiteur en régime de limitation.	- Noyau magnétique. - Masse.

Tableau V

Les avantages des limiteurs supraconducteurs sont nombreux. La transition de l'état supraconducteur vers l'état normal se fait de manière spontanée, c'est à dire qu'ils ne nécessitent ni détecteur de défaut ni donneur d'ordre. Leur fonctionnement repose sur la variation d'impédance d'un enroulement, ils limitent donc de manière parfaitement statique. Enfin leur plus grand avantage est la rapidité : la limitation se fait en moins de 1 ms. Les principaux défauts viennent de la cryogénie. Il est nécessaire de maintenir le supraconducteur à froid, en l'état actuel des connaissances cela veut dire entre -196°C pour les "hautes températures" et -273.15°C pour les "basses températures". Le temps de retour à l'état supraconducteur après une transition peut être long, jusqu'à plusieurs minutes. La fonction d'un limiteur étant de limiter et non de couper un courant, il faudra toujours l'associer avec un disjoncteur, qui devra pouvoir interrompre le courant de ligne nominal et non le courant de défaut.

Après de nombreuses études en laboratoire universitaire et industriel, les premiers prototypes de limiteurs supraconducteurs de courant de taille industrielle sont à l'heure actuelle mis en service. Les travaux sont très aboutis puisqu'ils ont permis la mise en service d'un limiteur triphasé de 1,2 MVA dans une centrale en Suisse.

Voici quelques exemples de réalisation :

- Réalisation par GEC-Alsthom et EDF d'un limiteur de type résistif 6,6kV/1250A avec une limitation à $5000 \text{ A}_{\text{crête}}$.
- Réalisation par Toshiba d'un limiteur de type inductif 6,6kV/1500A avec une limitation à $2000 \text{ A}_{\text{crête}}$.
- Réalisation par le "Central research Institute of Electric Power Industry" au Japon de limiteur de type transformateur utilisant des supraconducteur à haute température critique 6,6 kV/400A avec une limitation à 6 In.

Nous pouvons dire que la limitation supraconductrice de courant ne relève plus simplement du travail de laboratoire, mais est entrée dans une phase de développement industriel, comme le montrent les limiteurs de forte puissance actuellement en test.

TRANSFORMATEURS SUPRACONDUCTEURS

Au contraire de la limitation de courant dont le principe est lié aux propriétés intrinsèques du supraconducteur, le transformateur est une simple transposition de l'électrotechnique classique.

Le principal intérêt de passer à une solution supraconductrice est de réduire la masse et le volume d'un transformateur classique. Cette idée, assez ancienne, a fait l'objet de nombreux travaux.

Une des principales difficultés, dans la réalisation d'un transformateur supraconducteur, est due à l'existence d'un circuit magnétique. En effet, les pertes fer de ce dernier lorsqu'il sera immergé dans le fluide cryogénique vont entraîner une consommation de fluide prohibitive voire rédhibitoire. Il est donc nécessaire de réaliser un cryostat annulaire autour de ce noyau magnétique, qui maintienne les enroulements à température cryogénique et le noyau à température ambiante. Nous rappelons que les supraconducteurs sont le siège de pertes en régime variable, même s'ils présentent une résistance nulle. C'est pourquoi une autre difficulté est de réaliser un fil supraconducteur ayant des pertes suffisamment faibles à 50 Hz pour obtenir un bon rendement du transformateur, sachant que celui d'un transformateur classique est excellent.

Comme pour le limiteur, le transformateur supraconducteur est à l'heure actuelle dans une phase de développement industriel.

Voici quelques exemples de réalisation :

- Transformateur monophasé de 1 MVA réalisé et testé par Waukesha Electric avec Intermagnetic General Corporation et Oak Ridge National Laboratory en 1998.
- Transformateur triphasé de 630 kVA construit en collaboration par ABB, EDF et American Superconductor Company, mis en service pour la compagnie genevoise d'électricité en mars 1997.

On a le choix entre des conducteurs à haute température critique ou à basse température critique. Les conducteurs à haute température critique ont une faible densité de courant critique, de l'ordre de 10 A/mm^2 pour l'instant, à la température de l'azote liquide (-196°C), les conducteurs à basse température critique ont une densité de courant critique de l'ordre de 1000 à 3000 A/mm^2 à la température de l'hélium liquide. Un des principaux avantages du transformateur supraconducteur qui est la réduction de masse et de volume risque donc d'être perdue avec des supraconducteurs à haute température critique. Une des solutions possibles est d'utiliser ces matériaux à une température plus faible que celle de l'azote liquide ce qui permet d'améliorer leurs performances.

Il existe aussi une autre idée exploitée essentiellement au Japon qui consiste à supprimer le noyau magnétique et donc de faire un transformateur à air. Dans un transformateur classique cela conduirait à un courant magnétisant très élevé, dans un transformateur supraconducteur il est possible d'augmenter le nombre de spires de manière à obtenir une inductance magnétisante importante et ainsi avoir un courant magnétisant acceptable. Les supraconducteurs à basse température ayant une densité de courant au minimum cent fois supérieure à celle du cuivre, cela n'est pas pénalisant en terme de masse d'enroulement.

Le gain en rendement à espérer pour une solution supraconductrice justifie difficilement le coût de la cryogénie sauf peut-être pour de très forte puissance ou un gain même faible en performance pourrait être rentable sur la durée de vie du transformateur. L'utilisation d'un transformateur supraconducteur n'est donc envisageable que lorsque masse et encombrement sont les critères primordiaux.

SMES (SUPERCONDUCTING MAGNET ENERGY STORAGE)

La démarche qualité est devenue l'un des grands soucis des industriels. Ceci se traduit, chez les distributeurs d'énergie, par un souci de la qualité de leur réseau électrique. Ceux-ci ont donc fait un effort, entre autres, pour réduire les creux de tension et le phénomène du "flicker".

D'un tout autre point de vue il peut être vital pour un utilisateur, de protéger une partie sensible de son installation électrique contre des micro-coupures de courant ou des chutes de tension. Une solution usuelle consiste à associer des batteries à un onduleur.

Du fait des propriétés des supraconducteurs à basse température critique, résistance nulle et densité de courant très élevée, il est depuis longtemps, envisagé le remplacement des batteries d'accumulateur par des bobines supraconductrices. Le principe est le suivant : une bobine est connectée au réseau par l'intermédiaire d'un redresseur onduleur. En régime permanent la bobine est chargée par le redresseur et en régime de défaut l'énergie stockée dans la bobine supraconductrice est transférée au réseau via le redresseur.

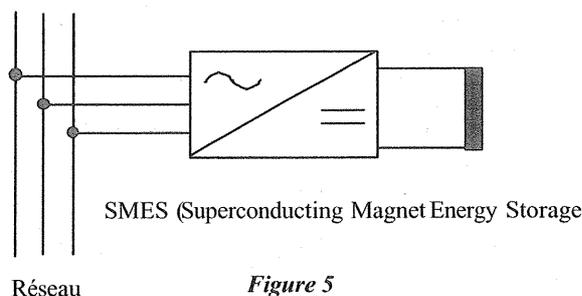


Figure 5

La solution supraconductrice permet d'apporter des solutions pour les deux problèmes évoqués précédemment. Le *tableau VI* présente quelques caractéristiques d'éléments usuels de stockage.

	Wh/kg	W/kg	Rendement
Acc. au Plomb	25 - 45	80 - 150	75 %
Acc. au Lithium	100 - 150	50 - 250	90 %
Condensateur	0,4	800	
Supercapacité	15 - 150	2000	
SMES	5 - 40	7500	97 %

Tableau VI

Les avantages sont essentiellement une puissance massique stockée extrêmement élevée de l'ordre de 50 à 60 fois celle de batteries au plomb et un très bon rendement, environ 97%, très supérieur à celui d'une batterie.

Toutefois l'énergie massique stockée est égale voire plus faible que pour des accumulateurs au plomb ou au lithium. Le principal défaut vient de la cryogénie, comme dans toute solution supraconductrice qui entraîne complexité technique et surcoût par rapport aux autres solutions classiques.

Cette application est entrée dans une phase de développement industriel. Un certain nombre de SMES sont actuellement commercialisés. Nous pouvons citer à titre d'exemple :

-La société "Intermagnetic General Corporation", Latham, NY, USA, qui commercialise un micro SMES de 6MJ qui peut délivrer 454 kW durant environ 9s.

BIBLIOGRAPHIE

P. TIXADOR, "Les supraconducteurs", Hermès
 J. BAIXERAS, "Les Supraconducteurs : applications à l'électronique et à l'électrotechnique", CNRS Editions.

F. GERVAIS, "Les Nouveaux supraconducteurs", Tech. Et Doc Lavoisier.

Technique de l'ingénieur. {D3 III} D3660, {D3 III} D3662, {D2 II} D2700

LE TRANSFORMATEUR PIEZOELECTRIQUE, PRINCIPE ET APPLICATIONS

Dejan VASIC, Sandrine HALLAERT, Emmanuel SARRAUTE, François COSTA

Ecole Normale Supérieure de Cachan

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

61, avenue du président Wilson 94 230 CACHAN

Résumé - Cet article a pour but de présenter un nouveau type de transformateur électrique mettant en oeuvre des matériaux piézoélectriques à un public plus large que celui des chercheurs et vise en particulier le milieu enseignant. En effet, même si le transformateur piézoélectrique a bénéficié ces dernières années d'un grand engouement sur le plan de la recherche, il reste encore très mal connu du public du génie électrique et cela, alors que ce type de transformateur commence à être disponible sur le plan commercial : on voit actuellement plusieurs industriels tel que Toshiba qui proposent des alimentations DC/DC faible puissance (quelques 10W) isolées par des transformateurs piézoélectriques. Une grande famille d'application en voie d'extension rapide de ces alimentations, est le rétro-éclairage des écrans LCD. Nous nous proposons donc dans ce papier de rappeler dans un premier temps les principes de fonctionnement mis en jeu, de présenter ensuite quelques structures de transformateurs piézoélectriques et enfin de donner quelques exemples d'application

I. INTRODUCTION

Les premières structures de transformateurs piézoélectriques sont apparues dans les années 1950 suite aux travaux menés notamment par C. A. Rosen [1]. Mais ce n'est que relativement récemment, en particulier grâce aux progrès réalisés dans la synthèse des céramiques PZT (Titanate de Zirconate de Plomb) et l'amélioration de leurs caractéristiques que le transformateur piézoélectrique a trouvé de l'intérêt. La miniaturisation de plus en plus poussée des matériels mobiles utilisés en télécommunication mais aussi dans d'autres domaines d'application tels que le génie médical ou l'instrumentation, nécessite de disposer de sources d'énergie électrique de quelques Watts à quelques dizaines de Watts, très compactes, et offrant de bonnes performances en terme de rendement, de fiabilité, de compatibilité électromagnétique. Dans ce cadre, l'utilisation de transformateurs piézoélectriques apparaît comme une solution tout à fait prometteuse par comparaison à la solution électromagnétique classique. En effet, l'utilisation d'une telle technologie peut permettre d'envisager la fabrication de convertisseurs électriques entièrement compact dans la mesure où, comme nous le verrons plus tard, le transformateur piézoélectrique se présente généralement sous la forme d'un bloc uniforme de céramique, avec deux paires d'électrodes primaires et secondaires, (Figure 1) ce qui n'est pas le cas du

transformateur électromagnétique qui nécessite un bobinage plus encombrant. De plus la puissance volumique du transformateur piézoélectrique est assez importante, de l'ordre de 20Watts/cm^3 , ce qui est comparable à celle des transformateurs électromagnétiques en ferrite fonctionnant à haute fréquence.

Un transformateur piézoélectrique possède deux parties bien distinctes ; la première peut être considérée comme la partie motrice ou primaire, et la deuxième comme la partie réceptrice ou secondaire. Le déplacement et la contrainte dans la partie motrice sont créés par une tension alternative, et ceci grâce à l'effet piézoélectrique inverse. Dans le même temps un champ électrique est créé dans la seconde partie par les déformations générées par la partie motrice. Ce dernier effet est appelé effet piézoélectrique direct. Le mécanisme de transfert de puissance dans le transformateur piézoélectrique est basé sur une double conversion électromécanique puis mécano-électrique de l'énergie. Il n'y a donc aucun couplage électromagnétique.

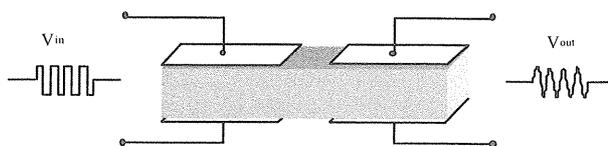


Figure 1 : Transformateur piézoélectrique : principe

Dans la mesure où le fonctionnement est basé sur la mise en vibration d'une céramique piézoélectrique, le rapport de transformation et les performances du transformateur ne sont vraiment intéressantes qu'au voisinage de la résonance mécanique de la structure. Différentes structures de transformateurs piézoélectriques existent. Dans ce document nous présenterons trois structures : structure type Rosen, structure multicouche et structure circulaire.

II. L'EFFET PIEZOELECTRIQUE

L'effet piézoélectrique permet la conversion électromécanique. L'effet piézoélectrique direct (Figure 2) est le phénomène de polarisation électrique induite par application d'une contrainte à certains matériaux. Cette polarisation est proportionnelle à la contrainte et change de signe avec elle. Le coefficient qui retranscrit cette proportionnalité est appelé d : coefficient piézoélectrique. Ce phénomène est réversible : une polarisation électrique résultant de l'application d'un champ électrique entraînera une déformation du même matériau. On parle alors d'effet piézoélectrique inverse.

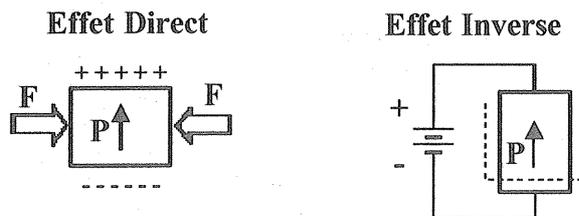


Figure 2 : L'effet piézoélectrique

L'origine de la piézoélectricité est liée à la structure cristalline du matériau : le phénomène ne s'observe que dans certains solides non-conducteurs possédant une anisotropie cristalline caractéristique. Il existe alors un axe privilégié d'apparition des charges électriques : l'axe de polarisation. Très peu de solides sont naturellement piézoélectrique, le quartz étant le plus connu.

2.1. La céramique PZT [2][3]

Les céramiques piézoélectriques de synthèse apparaissent dans les années quarante. Par leurs coefficients piézoélectriques bien supérieurs à ceux des cristaux, elles permettent un net élargissement du champ d'application des matériaux piézoélectriques.

Parmi ces matériaux de synthèse, la céramique PZT composée de zirconate, de titanate et de plomb, se positionne comme un leader incontestable. Des formes géométriques simples (barreau, disques, anneaux) sont obtenues par des procédés de pressage et de frittage de poudres de PZT mélangées à un liant comme indiqué sur la figure 3.

Dans le matériau, les microcristaux élémentaires sont ferroélectriques, donc doués d'une polarisation spontanée. Mais à l'échelle macroscopique, il n'apparaît

aucun moment dipolaire global. Il est alors nécessaire de polariser le matériau pour créer une polarisation rémanente, suivant une direction donnée. C'est uniquement après cette opération que la céramique devient ferroélectrique et par là, piézoélectrique.

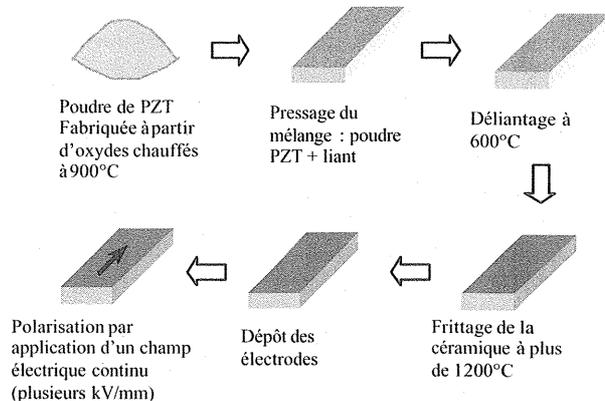


Figure 3 : Procédé de fabrication des céramiques PZT

Pratiquement, l'orientation des polarisations élémentaires sur la direction du champ polarisant s'accompagne de contraintes mécaniques dont la libération lente provoque un retour progressif à l'état désordonné : c'est ce qu'on appelle le vieillissement des céramiques.

L'élévation de la température tend également à détruire l'alignement des dipôles élémentaires sur le champ de polarisation. A la température de Curie, il n'existe plus de moment électrique macroscopique et la céramique perd toutes ses propriétés piézoélectriques. L'un des avantages de la céramique PZT est d'avoir une température de Curie élevée de l'ordre de 250°C à 350°C.

La formulation chimique de ces matériaux influe directement sur leurs caractéristiques. On distingue ainsi sommairement deux familles : les céramiques dites "douces" et celles dites "dures", selon la propension que présente le matériau à se dépolier. Le choix du type de céramique s'effectue en fonction de l'application visée :

- Les matériaux "doux" sont utilisés pour les applications à bas niveau d'excitation, notamment comme détecteurs (hydrophone, sondes échographiques).
- Les applications de puissance (transformateur, piézomoteur, transducteur) nécessitent l'utilisation de céramique "dures" présentant également de faibles pertes mécaniques et diélectriques.

On peut enfin noter l'existence d'alliage piézoélectrique de type Nitrure d'Aluminium (AlN) apparus sur le marché au début des années quatre-vingts. Cet alliage à l'avantage d'avoir une masse volumique plus faible que celle du PZT mais des caractéristiques piézoélectriques moins intéressantes.

2.2. Equations de la piézoélectricité [4][5][6]

De façon générale, en se limitant à de faibles déformations, on peut établir des relations locales liant les grandeurs électriques dans le matériau, telles que le champ électrique E et le champ d'induction électrique D, aux grandeurs mécaniques, telles que les contraintes T et les déformations relatives S.

En choisissant (S,E) comme couple de variable indépendantes, on obtient les relations suivantes :

$$T = \left[\frac{1}{s^E} \right] S - \left[\frac{d}{s^E} \right]^t E$$

$$D = \left[\frac{d}{s^E} \right] S + [\epsilon^S] E$$

La définition et la dimension de chacun des termes sont rappelées dans le tableau suivant.

Type	Signification	Unité
Electrique	D déplacement électrique ou induction	C/m ²
	E champ électrique	V/m
	ε permittivité diélectrique	F/m
Mécanique	S déformation relative	
	T contrainte s souplesse	N/m ² m ² /N
Piézoélectrique	d constante reliant T et l'induction D à E constant	C/N ou m/V

Tableau 1 : Définition et dimension des termes

A ces deux équations s'ajoutent classiquement l'expression du champ électrique E en fonction du potentiel U :

$$E = - \frac{\partial U}{\partial x}$$

et l'équation de Poisson, en supposant qu'il n'y a pas de charges libres dans le matériau :

$$\frac{\partial D}{\partial x} = 0$$

Enfin en dynamique, la loi de Newton s'applique :

$$\rho \frac{\partial^2 u_i}{\partial t^2} = \frac{\partial T_{ij}}{\partial x_j}$$

où ρ est la masse volumique et u_i le déplacement.

2.3. Modes de vibrations

On distingue trois modes de vibration fondamentaux d'une céramique piézoélectrique. La nature de ces modes, autrement dit la distribution géométrique de la déformation, dépend des dimensions de l'échantillon considéré mais aussi de la direction de la polarisation P et du champ électrique E. Il est ainsi possible de privilégier un mode de vibration donné par un choix convenable de ces grandeurs. La figure 4 présente ces modes fondamentaux et les conditions d'excitation nécessaire à leur obtention.

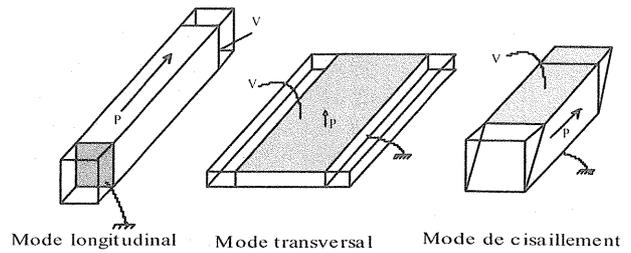


Figure 4 : Modes de vibration

III. LES TRANSFORMATEURS PIEZOELECTRIQUES

Pour réaliser un transformateur piézoélectrique, on peut utiliser différents modes de polarisation ainsi que différentes géométries de céramiques piézoélectriques. Le choix se fait en fonction des applications souhaitées. Nous allons présenter trois structures rencontrées dans la littérature : la structure Rosen qui présente l'avantage d'avoir un gain en tension important, la structure multicouche qui permet de minimiser les régimes transitoires et la structure circulaire qui utilise l'effet planaire.

3.1. Structure Rosen

C'est une des première structure qui a été définie. Elle présente d'excellente caractéristique et fonctionne en élévateur de tension.

Dans ce type de structure, le primaire est polarisé en épaisseur et le secondaire dans le sens de la longueur (figure 5). On utilise donc deux modes de fonctionnement : le mode transversal et le mode longitudinal. C'est la combinaison de ces deux modes différents qui permet d'obtenir un gain important, proportionnel au rapport de la longueur sur l'épaisseur de la structure.

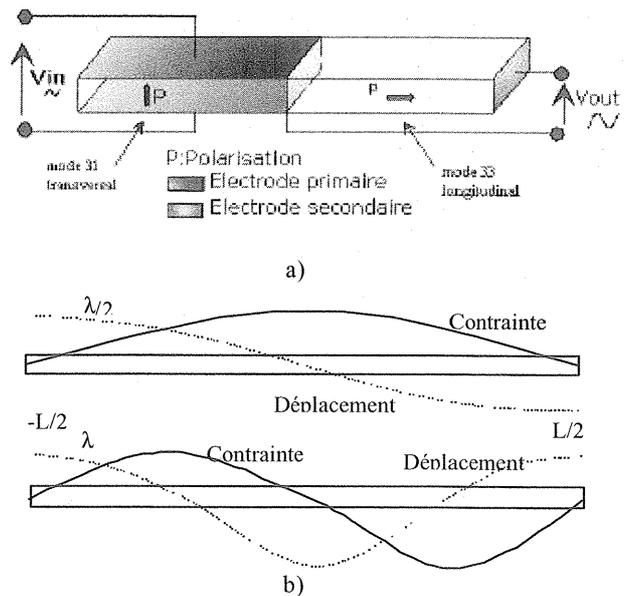


Figure 5 : Transformateur piézoélectrique type Rosen

Le transformateur Rosen présenté ici ne dispose pas d'isolation galvanique (composant à trois électrodes). Cependant il est possible en compliquant la structure de contourner ce problème.

De façon générale, ce type de transformateur est développé pour des applications haute tension à faible courant. Par exemple, un barreau de 48mmx8mmx2,2mm excité à une fréquence de 67kHz peut donner en sortie 1000V et 5W (source GAÏ A Converter).

Comme pour tous les transformateurs piézoélectriques, il est nécessaire d'alimenter ce transformateur à une fréquence permettant la résonance mécanique de la structure. Ceci s'obtient par exemple pour un fonctionnement en demi-longueur d'onde $\lambda/2$ ou en pleine longueur d'onde λ . La répartition du déplacement et de la contrainte pour ces deux longueurs d'onde est représentée sur la figure 5b. Afin d'exploiter au mieux ces distributions de grandeurs mécaniques, les électrodes doivent être placées de telle sorte à maximiser la valeur moyenne de la contrainte sous l'électrode.

3.2. Structure multicouche [7][8]

Cette structure est utilisée en tant qu'abaissur de tension dans des applications nécessitant plutôt des courants importants.

Dans ce type de structure le primaire et le secondaire sont polarisés en épaisseur dans le sens de la déformation de sorte que seul le mode longitudinal est mis en jeu.

Ce transformateur est réalisé par empilement de couche, le primaire étant séparé du secondaire par une couche isolante (figure 6).

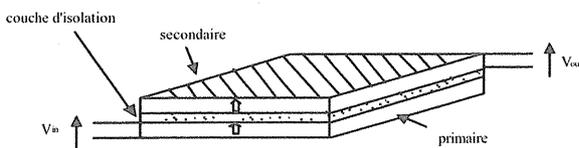


Figure 6 : Transformateur multicouche

L'un des intérêts de cette structure réside dans le bon couplage mécanique par augmentation de la surface d'échange entre le primaire et le secondaire. Un autre avantage est la minimisation des régimes transitoires. En effet l'épaisseur étant très faible (de l'ordre du millimètre) le parcours de l'onde mécanique pendant la mise en oscillation s'en trouve réduit ce qui permet d'obtenir des temps de réponse en régime transitoire du transformateur inférieurs à 500ns.

Par contre, pour minimiser les problèmes de couplage capacitif entre les électrodes primaires et secondaires dues aux surfaces très importantes en regard (cette capacité est de l'ordre de 100pF), il est nécessaire de placer un écran métallique dans la couche isolante et de le relier à un potentiel fixe.

Comme précédemment cette structure doit fonctionner à des fréquences de résonance correspondant à des vibrations en épaisseur en demi-longueur d'onde $\lambda/2$, ou en pleine longueur d'onde λ .

A titre d'exemple un transformateur de 1cmx1cmx3mm excité à 2MHz peut fournir 15V/500mA en sortie.

3.3. Structure circulaire [9]

C'est une nouvelle génération de transformateurs piézoélectriques qui fonctionnent suivant des déformations radiales avec une polarisation en épaisseur (figure 7). On utilise donc un mode de vibration planaire qui correspond en fait à un mode de vibration transversal plus efficace que dans la structure 1, dans la mesure où la déformation radiale se fait dans le plan.

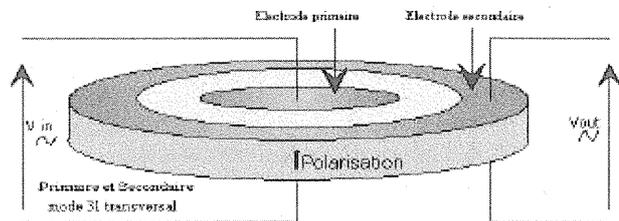


Figure 7 : Transformateur piézoélectrique circulaire

Ainsi on exploite mieux les contraintes dans le matériau.

Le gain en tension peut être assez grand (10 à 20 suivant la géométrie).

La fréquence d'alimentation doit correspondre à une résonance mécanique suivant le rayon en quart de longueur d'onde $\lambda/4$, ou en trois quart de longueur d'onde $3\lambda/4$.

IV. SCHEMA ELECTRIQUE EQUIVALENT ET CARACTERISTIQUES DES TRANSFORMATEURS PIEZOELECTRIQUES

Comme pour le transformateur électromagnétique, à partir des équations électromécaniques décrivant le système établies au paragraphe 2.2, on peut établir un schéma électrique équivalent.

4.1. Etablissement du schéma électrique équivalent [10][11]

Cette modélisation est réalisée en deux étapes. On établit séparément les modèles du primaire et du secondaire, ce qui revient à modéliser deux résonateurs piézoélectriques (comparable à un quartz), puis on les relie mécaniquement en considérant la continuité des efforts et des vitesses à la jonction mécanique des deux éléments.

Le schéma électrique fait donc apparaître la double conversion électromécanique.

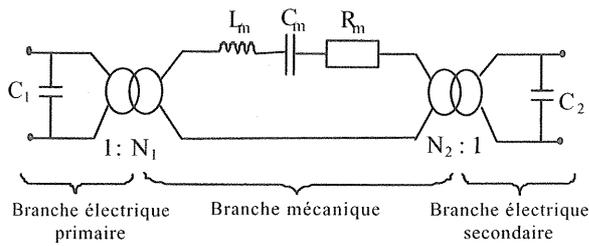


Figure 8 : Schéma électrique du transformateur

Le schéma électrique équivalent du transformateur piézoélectrique obtenu après simplification est donné figure 8. Nous y voyons apparaître 3 branches distinctes. La branche dite mécanique ou motionnelle est représentée par un circuit $R_m L_m C_m$ série. Elle retranscrit l'oscillation mécanique du matériau ainsi que le phénomène de résonance, les grandeurs mises en jeu étant la force et la vitesse. L'expression du circuit résonant $L_m C_m$ dépend directement de la géométrie du transformateur (dimensions position des électrodes) ainsi que du matériau utilisé. La résistance R_m tient compte des pertes mécaniques et est inversement proportionnelle au facteur de qualité mécanique du matériau Q . Les capacités d'entrée C_1 et de sortie C_2 retranscrivent la nature diélectrique de la structure du transformateur. Le couplage entre les parties électriques et mécaniques est représenté par les transformateurs parfaits de gain N_1 et N_2 .

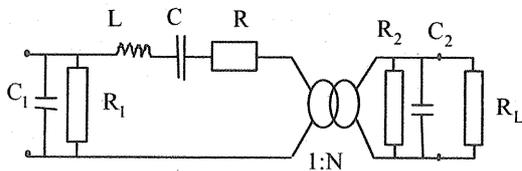


Figure 9 : Schéma électrique simplifié du transformateur

Il est classique de simplifier ce schéma (Figure 9) en regroupant les deux transformateurs parfaits en un seul de rapport $N=N_2/N_1$ et cela en ramenant la branche mécanique au primaire, qui devient alors le circuit RLC. Les résistances R_1 et R_2 sont ajoutées pour tenir compte des pertes diélectriques dans les capacités C_1 et C_2 , et sont calculées à partir de l'angle de pertes $\tan \delta$ du matériau.

4.2. Identification des éléments du schéma électrique

La méthode d'identification consiste à réaliser deux séries de mesures. L'une est faite en mesurant l'admittance d'entrée du transformateur avec le secondaire en court-circuit, l'autre en mesurant cette fois-ci l'admittance de sortie avec le primaire en court-circuit.

En court-circuitant le secondaire du transformateur nous obtenons un résonateur mécanique. Le schéma électrique est alors uniquement composé du circuit RLC de la branche motionnelle et de la branche capacitive C_1 associée à sa résistance R_1 . L'admittance d'entrée $Y_{in}=G+jB$, où G représente la conductance et B la susceptance, de ce circuit électrique peut être représentée dans le plan de Nyquist (B,G) et paramétrée en fréquence (figure 10). La lecture du diagramme des admittances permet d'obtenir directement la valeur des éléments G_1 , R_1 et R du schéma électrique. Les valeurs de L et C se calculent à partir des fréquences de résonance série f_s et parallèle f_p .

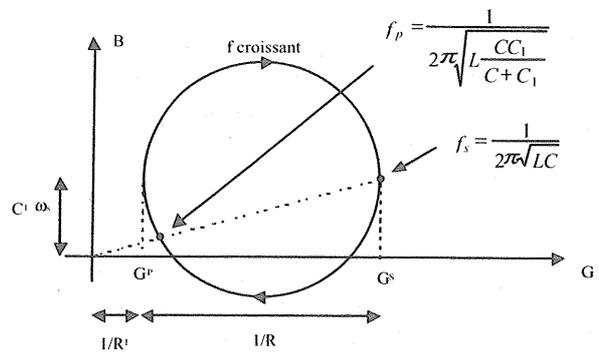


Figure 10 : Cercle de l'admittance d'entrée Y_{in}

Le déroulement du second essai est identique au premier. Il permet d'obtenir à partir de l'admittance vue du secondaire la valeur du gain N du transformateur parfait et les valeurs de C_2 et R_2 .

4.3. Caractéristiques du transformateur piézoélectrique

Nous allons présenter ici les principales caractéristiques du transformateur piézoélectrique obtenue à partir du schéma électrique. L'analyse comportementale du gain en tension, de la puissance au secondaire et du régime transitoire est faite en fonction de la fréquence d'alimentation et de la résistance de charge R_L placée au secondaire du transformateur.

4.3.1. Gain en tension

La fonction de transfert en tension (Figure 11) est celle d'un filtre passe-bande. Le gain du transformateur piézoélectrique est donc très fortement dépendant de la fréquence de fonctionnement. Pour avoir un gain maximum il faut l'alimenter à sa fréquence de résonance.

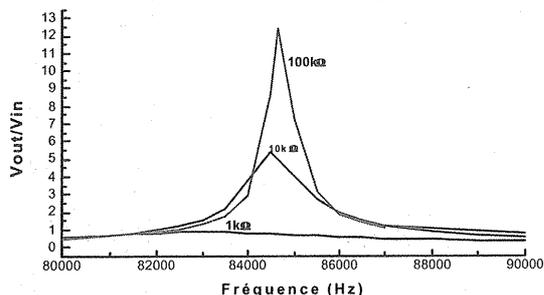


Figure 11 : Gain en fonction de la fréquence

Le gain du transformateur est également fortement dépendant de la résistance de charge R_L placée au secondaire (Fig 12). Si l'on souhaite utiliser le transformateur comme élévateur (fort gain), cela nous oblige à garder une résistance de charge élevée et constante.

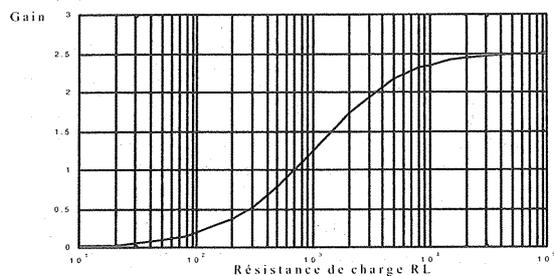


Figure 12 : Gain en fonction de la charge

4.3.2. Etude de la puissance

L'expression de la puissance au secondaire du transformateur lors d'un fonctionnement à la résonance est donnée par :

$$P_2 = \frac{|V_{out}|^2}{R_L} = \frac{N^2 V_1^2}{R_L \left\{ \left(1 + \frac{N^2 R}{R_L} \right)^2 + \left(C_2 N^2 R \dot{u}_s \right)^2 \right\}}$$

Cette expression nous montre que le maximum de puissance au secondaire du transformateur est obtenu lorsque la résistance de charge vaut $R_L = N^2 R$ (figure 13).

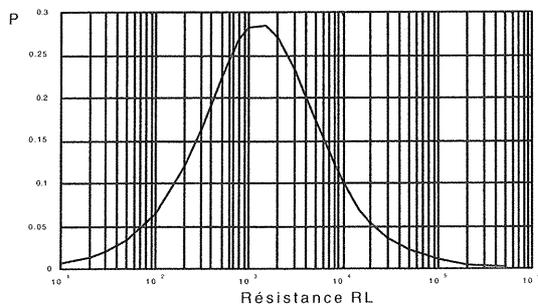


Figure 13 : Puissance en fonction de la charge

3.5.3. Etude du régime transitoire [12]

Dans un transformateur piézoélectrique le couplage entre le primaire et le secondaire se fait par une onde mécanique. La vitesse de cette onde acoustique est de l'ordre de 5000 m.s^{-1} pour le PZT, qui en comparaison à une onde électromagnétique est très lent, ce qui implique que dans ce type de transformateur les régimes transitoires ne sont pas négligeables. Dans certaines applications, on est amené à alimenter le transformateur par des salves de tensions alternatives. Il est donc nécessaire de minimiser le temps de réponse du transformateur en choisissant une structure adéquate.

La durée du régime transitoire t_R en fonction des caractéristiques du matériau est donnée par :

$$t_R = \frac{2e^2 \eta}{\zeta \delta}$$

où

e : distance de parcours de l'onde

ρ : masse volumique

η : coefficient de viscosité du matériau

Il apparaît dans cette expression que pour diminuer le temps de réponse il faut, d'une part minimiser la distance de parcours de l'onde e (diminuer l'épaisseur) et la masse volumique ρ et d'autre part augmenter la viscosité du matériau η . Cette viscosité retranscrit les pertes mécaniques dans le matériau (échauffement) et l'augmentation de ce coefficient entraîne une augmentation des pertes. Il est donc nécessaire de chercher un compromis entre le temps de réponse et le rendement du transformateur.

4.4. Limitations pratiques

Les données précédentes ne tiennent pas compte des limitations pratiques de fonctionnement dues à différents phénomènes qu'il convient de prendre en compte sous peine de détruire la structure.

- **rigidité diélectrique** : La céramique utilisée est considérée comme un isolant possédant une rigidité diélectrique donnée par le constructeur qui conduit naturellement à une valeur limite de la tension d'utilisation,
- **champ coercitif** : Les céramiques de type PZT utilisées sont des matériaux ferro-électrique dont le cycle d'hystérésis permet de définir une valeur particulière du champ électrique (champ coercitif) au delà de laquelle le matériau se dépoliarise,
- **contrainte de dilatation maximale** : Les céramiques de type PZT sont constituées de poudres compactées et frittées qui supportent très mal les

contraintes de dilatation pouvant entraîner des micro-fissures et cassure du matériau,

- échauffement** : Les différentes sources de perte (diélectriques, mécaniques) sont à l'origine d'un échauffement de la structure. Or les propriétés piézo-électriques du matériau sont sensibles à la température avec en particulier des risques de dépolarisation. Les capacités de refroidissement ainsi que l'environnement de la structure influent directement sur ce paramètre.

V. APPLICATIONS

Actuellement, le transformateur piézoélectrique est principalement utilisé en élévateur de tension dans des alimentations DC/DC de faible puissance (quelques Watts). Mais une autre application prometteuse de ce type de transformateur est l'isolation galvanique des commandes de transistor de puissance.

5.1. Alimentation DC/DC [13][14]

Cet exemple d'application présente le transformateur piézoélectrique inséré dans un convertisseur statique (figure 14) réalisant une conversion continue-continue.

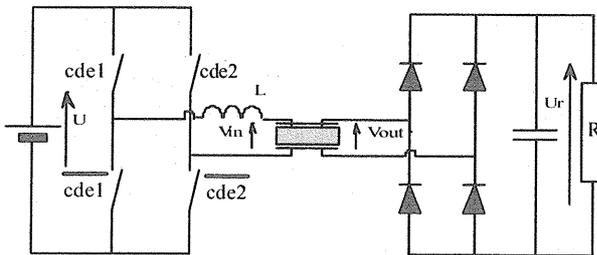


Figure 14 : Convertisseur DC/DC

La tension continue U d'entrée est ondulée par un onduleur de tension monophasé en pont complet. La commande des deux bras peut être décalée d'un angle β de façon à pouvoir moduler la puissance mise en jeu en jouant sur la valeur efficace de la tension primaire V_{in} du transformateur. La tension secondaire V_{out} est redressée grâce à un pont redresseur à diode débitant sur une charge RC parallèle. La fréquence de commutation de l'onduleur est ajustée de façon à faire fonctionner le transformateur à sa résonance. Les formes d'onde des tensions au primaire et au secondaire ainsi que du courant primaire pour un angle $\beta=90$ sont présentées figures 15.

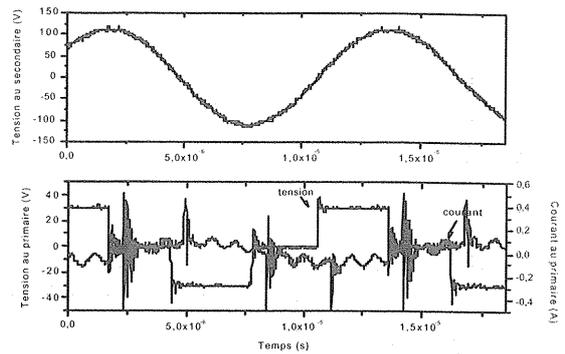


Figure 15 : Formes d'onde

Dans la mesure où le transformateur se comporte comme un filtre passe-bande, la tension obtenue au secondaire est quasi sinusoïdale. Avec des niveaux de puissance mis en jeu faible et afin de garder une structure simple de convertisseur, il est possible de "violier" les règles d'interconnexion de sources, ce qui se répercute sur la forme d'onde du courant primaire par des oscillations HF. Pour respecter les règles d'association des sources et éviter les discontinuités du courant primaire lors des commutations, il est possible d'introduire un composant inductif en série. Si cette solution est intéressante sur le plan théorique, elle nuit cependant aux objectifs de départ qui sont de supprimer tous les éléments inductifs pour des soucis de miniaturisation.

La figure 16 montre la variation de la tension de sortie en fonction de l'angle β .

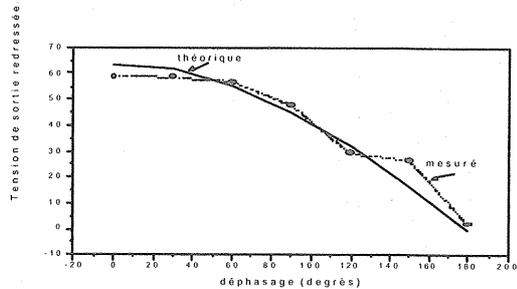


Figure 16 : Tension de sortie en fonction de β

5.2. Commande rapprochée de transistor à grille isolée [15][16]

Un nouveau type de commande rapprochée a été mis au point récemment faisant intervenir le transformateur piézoélectrique comme organe d'isolation. En effet, une commande de transistor de puissance à grille isolée nécessite une forte isolation galvanique. Cette fonction est traditionnellement réalisée par des opto-coupleurs ou, pour des contraintes plus sévères, par des transformateurs d'impulsion. Le transformateur piézoélectrique trouve là une application des plus prometteuse, car il présente l'avantage de disposer d'une isolation galvanique exceptionnelle. La céramique PZT réalisant l'inter-électrode est un diélectrique de permittivité élevée, l'ordre de grandeur du champs de claquage est supérieur à plusieurs kV/mm.

Le synoptique de la commande intégrant le transformateur piézoélectrique est présenté figure 17. L'alimentation du transformateur piézoélectrique est réalisée à une fréquence fixe qui est sa fréquence de résonance. Pour transmettre le signal de commande on réalise une modulation de porteuse. Cela revient à alimenter le transformateur par des salves de tension alternative. Le signal de commande est remis en forme au secondaire par une démodulation de type détecteur d'enveloppe.

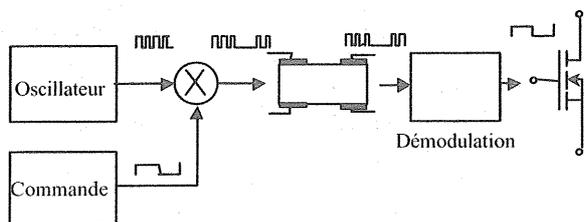


Figure 17 : Synoptique de la commande de transistor.

Les formes d'onde des tensions au primaire et au secondaire du transformateur pour un signal de commande donné sont présentées figure 18. La tension au primaire du transformateur est modulée par le signal de commande. Sur la forme d'onde de la tension secondaire, on voit apparaître la nécessité de choisir une structure de transformateur adéquate afin de minimiser les temps de retard introduit par le régime transitoire.

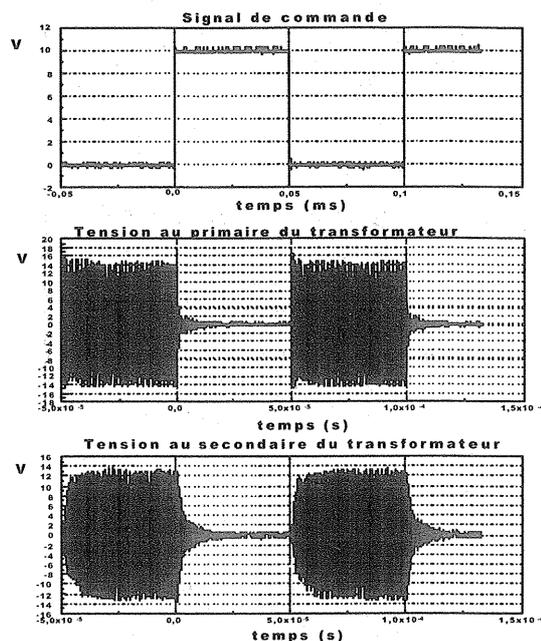


Figure 18 : Formes d'onde expérimentales

Le signal récupéré au secondaire par la détection d'enveloppe (Figure 19) présente un temps de retard. Il est dû à la bande passante du transformateur et il est de l'ordre de $1\mu s$. Ce temps de retard est fixe quelque soit la fréquence et le rapport cyclique du signal de commande.

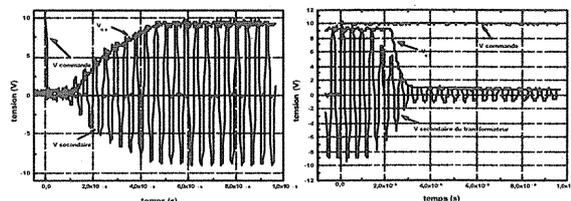


Figure 19 : Détection d'enveloppe

Le bon fonctionnement de la commande rapprochée intégrant un transformateur piézoélectrique est validé par les formes d'onde de la commutation (blocage et amorçage) d'un transistor MOS de puissance. On a représenté sur le même graphe (Figure 20) les formes d'onde du courant I_D , de la tension V_{DS} et de la tension V_{GS} lors du blocage du transistor.

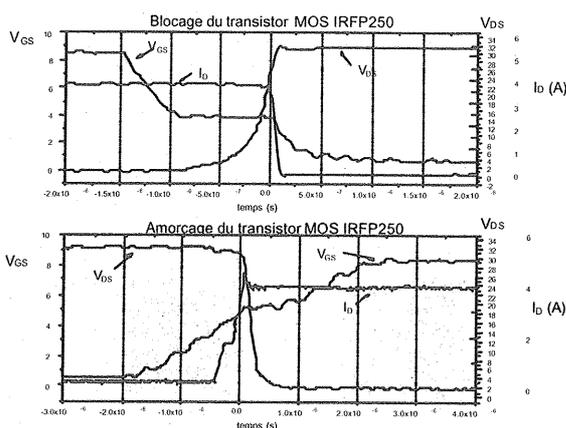


Figure 20 : Commutation d'un transistor MOS

VI. CONCLUSION

On peut se demander quel intérêt nouveau peut apporter l'utilisation d'un transformateur piézoélectrique par rapport à un transformateur électromagnétique, tout en sachant que son utilisation comporte un certain nombre de contraintes inhérentes à son principe de fonctionnement. Les avantages sont nombreux. Tout d'abord ce transformateur fonctionne par couplage électromécanique, et non électromagnétique. Cela lui confère une immunité aux champs électromagnétiques extérieurs, et lui même ne rayonne pas de perturbation. Son insertion dans des dispositifs comme les convertisseurs statiques est donc avantageuse en terme de compatibilité électromagnétique. Toutefois des travaux plus précis sur ce point restent à être menés. Un autre intérêt est la bonne tenue en tension de claquage entre primaire et secondaire. En effet, la céramique PZT réalisant l'inter-électrode est un diélectrique de rigidité diélectrique élevée, supérieure à plusieurs kV/mm. Enfin, en terme de structure le transformateur piézoélectrique se présente comme un simple bloc uniforme de céramique. Cette caractéristique géométrique lui donne deux avantages. Le premier est que sa fabrication en grande quantité en est facilitée. Le second est sa grande compacité, cela le rend particulièrement bien adapté à la réalisation d'alimentation de faible puissance très fortement miniaturisée.

VII. RÉFÉRENCES

- [1] C.A. ROSEN, "Ceramic transformers and filters", Proc. Electronic Comp. Symp., pp 205-211, 1956
- [2] J.-P. AUBRY, "Composants piézoélectriques", Techniques de l'ingénieur E2205
- [3] Catalogue Quartz & Silice, "Céramiques piézoélectriques"
- [4] T. IKEDA, "Fundamentals of piezoelectricity", Oxford science publication, 1996
- [5] D. ROYER, E. DIEULESAINT, "Ondes élastiques dans les solides", Tome 1 et 2, Edition Masson, 1996
- [6] M. ROSSI, "Electro-acoustique", Edition Dunod, 1986
- [7] S. KAWASHIMA, "Third Order Longitudinal Mode Piezoelectric Ceramic Transformer", IEEE Ultrasonic Symposium, pg. 525, 1994
- [8] O. OHNISHI, "Piezoelectric ceramic for power supply operating in thickness extensional vibration mode", IEICE, Trans. Fundamentals, december, 1994
- [9] S. HALLAERT, E. SARRAUTE, "Numerical And Analytical Modeling Of The P T And Experimental Verification", MSM 99, pp 198-201, San Juan, Puerto Rico, USA, Avril 19-21, 1999
- [10] F. MERTEN, "Etude et modélisation de transformateurs piézoélectriques", Mémoire CNAM, 1997
- [11] L. ADNOT, "Etude et insertion d'un transformateur piézoélectrique dans une alimentation DC-DC", Mémoire CNAM, 1999
- [12] M. REDWOOD, "Transient performance of piezoelectric transducer", The journal of the acoustical society of america, april 1961
- [13] S. HALLAERT, E. SARRAUTE, F. COSTA, L. ADNOT, " Transformateur piézoélectrique : la solution piézoélectrique", MGE 2000
- [14] T. ZAITSU, T. INOYE, O. OHNISHI, Y. SASAKI, "2MHz power converter with piezoelectric ceramic transformer", IEICE TRANS ELECTRON, vol E77C, n°2, pp 280-286, 1996
- [15] D. VASIC, "Commande rapprochée des transistors à grille, isolée par transformateur piézoélectrique", Rapport de D.E.A. ENS Cachan, 2000
- [16] D. VASIC, F. COSTA, E. SARRAUTE, "Commande de transistor à grille isolée par transformateur piézoélectrique", EPF 2000

COMPENSATEUR ACTIF PARALLELE

Jean-Pierre TAREL

Lycée Jacquard Paris

tarel.jp@laposte.net

Résumé : La pollution des réseaux électriques par les harmoniques des courants appelés par les charges non linéaires (redresseurs à capacité en tête notamment) est un problème dont l'ampleur croissante suscite un ensemble de textes normatifs ainsi que des solutions technologiques en pleine mutation. Le compensateur actif parallèle en est une. Dans le cadre de l'épreuve professionnelle de synthèse j'ai proposé depuis deux ans un thème basé sur la réalisation de cette solution.

Plan de l'article :

1. ANALYSE GLOBALE : FONCTIONS ET STRUCTURES
2. ANATOMIE D'UN COMPENSATEUR INDUSTRIEL
3. FABRICATION D'UN COMPENSATEUR ACTIF D'HARMONIQUE : SOLUTIONS RETENUES
4. ASPECT PEDAGOGIQUES

Bibliographie et relevés sur site industriel.

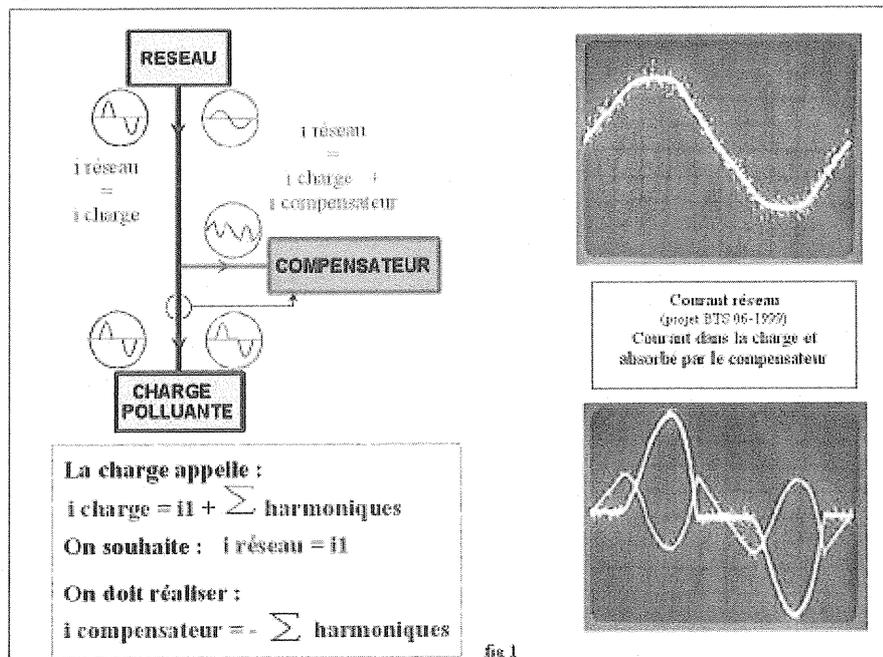
1. ANALYSE GLOBALE : FONCTIONS ET STRUCTURES

1.1. LA FONCTION PRINCIPALE

Le compensateur mesure les courants absorbés par la charge.

Il effectue une analyse pour séparer le courant fondamental des composantes harmoniques de l'onde de courant analysée (*a priori* le courant réactif n'est pas traité).

Le compensateur génère alors l'onde de courant polluante appelée par la charge (à la place du réseau).

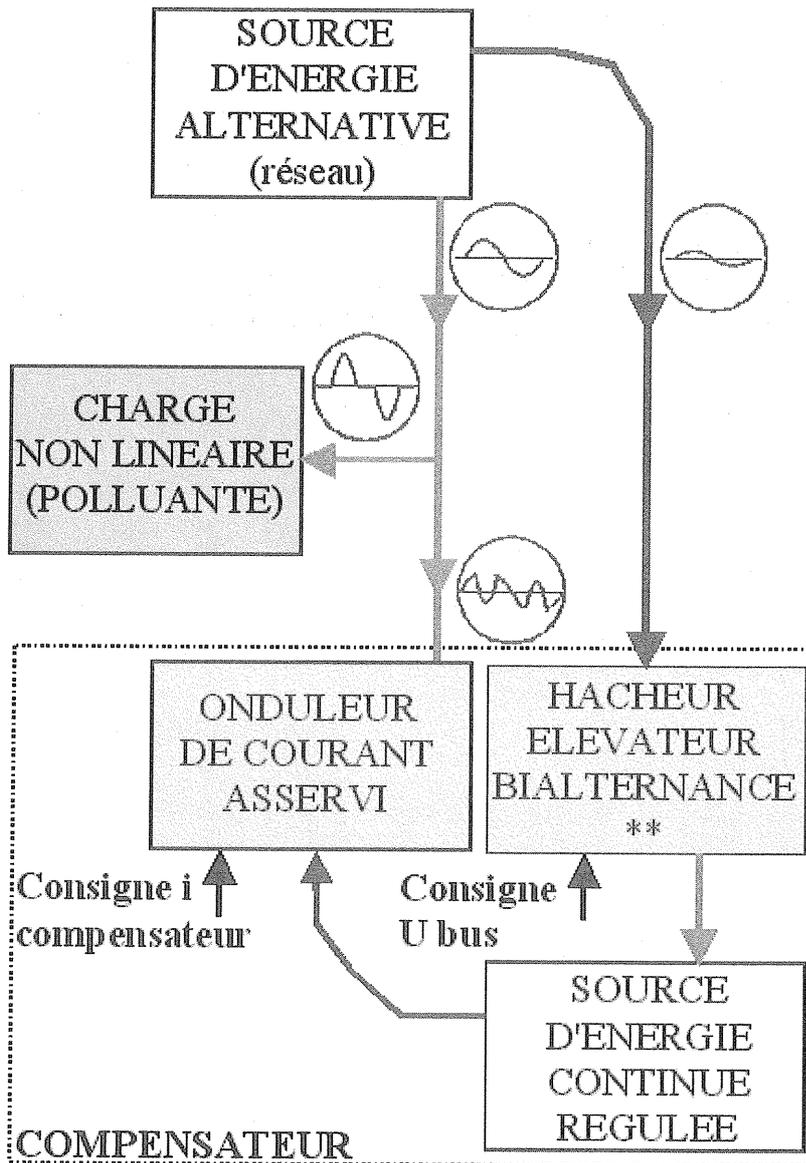


1.2. LES CONVERTISSEURS ASSOCIES

L'onduleur de courant asservi qui assure la fonction principale utilise une source continue d'énergie qui permet de maîtriser à chaque instant la pente du courant débité.

Cette source est elle-même obtenue par un hacheur élévateur bidirectionnel connecté sur le réseau.

Ce hacheur peut fonctionner en prélèvement sinusoïdal de courant, comme nous le verrons plus loin cette contrainte n'est pas critique dans notre cas.



** PMCF : Pont Monophasé à Commutation Forcée

fig 2

1.3. UNE SEULE STRUCTURE POUR LA SYNTHÈSE DES FONCTIONS DE CONVERSION :

1.3.1 Onduleur de courant monophasé :

L'onduleur MLI de courant est assuré par la classique structure 4Q : la dynamique en courant obtenue résulte de trois paramètres :

- Le gradient de potentiel applicable aux bornes de L .
- L'ondulation maximale de courant admissible.
- La fréquence maximum de pilotage.

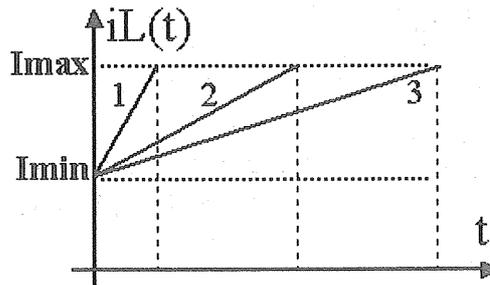
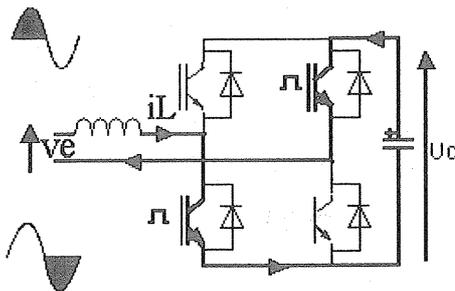
Les contraintes technologiques sont très imbriquées.

**ONDULEUR DE COURANT SUR
SOURCE ALTERNATIVE (UC > VEmax)**

$\Pi > 0$

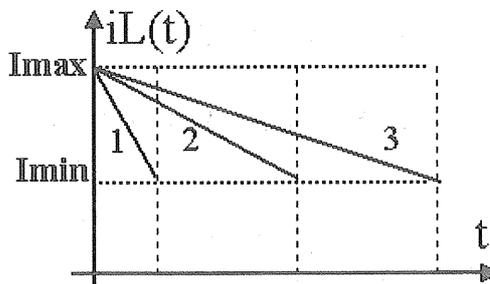
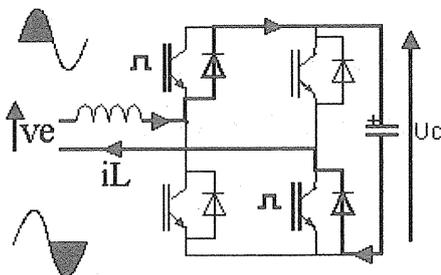
$$i_L(t) = \frac{v_e(t) + U_c}{L}t + I_{min}$$

- 1 $v_e(t) = +V_{Emax}$
- 2 $v_e(t) = 0$
- 3 $v_e(t) = -V_{Emax}$



MAÎTRISE DE I : $di/dt > 0$

MAÎTRISE DE I : $di/dt < 0$



- 1 $v_e(t) = -V_{Emax}$
- 2 $v_e(t) = 0$
- 3 $v_e(t) = +V_{Emax}$

$$i_L(t) = \frac{v_e(t) - U_c}{L}t + I_{max}$$

figure. 3

1.3.2 Hacheur élévateur bidirectionnel.

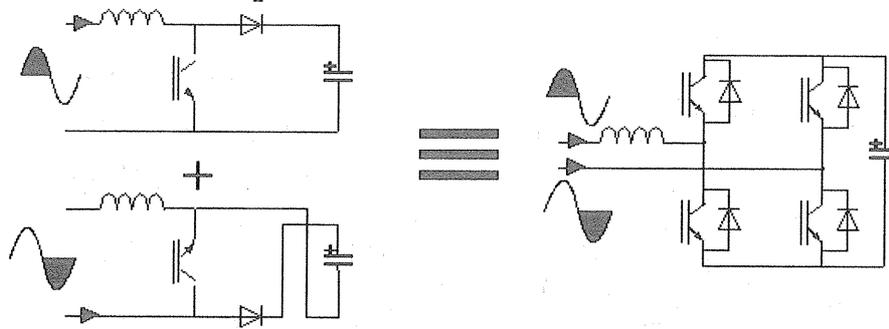
La structure de hacheur élévateur bidirectionnel (ou bi-alternance) est synthétisée par un pont IGBT relié au réseau par une inductance de stockage intermédiaire.

Le signe du réseau est utilisé dans l'élaboration de la commande de régulation pour choisir correctement les interrupteurs commandés dans la phase de stockage inductif.

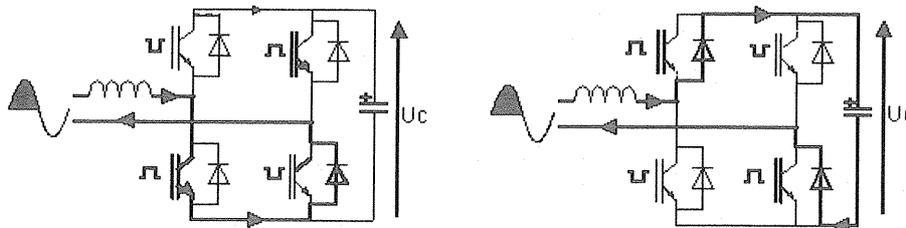
La régulation de la tension U_c est assurée par une forte inertie capacitive pour les variations rapides de courant harmonique débité.

La régulation de la valeur moyenne de la tension U_c est assurée par la commande mli (régulation lente) à laquelle on peut ajouter une consigne de prélèvement sinusoïdal de courant.

**Hacheur élévateur à stockage inductif :
équivalence des structures**

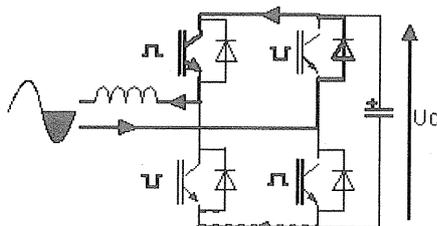


**HACHEUR ELEVATEUR SUR SOURCE
ALTERNATIVE ($U_c > V_{Emax}$)**

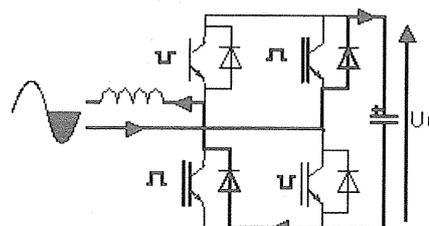


remarque : la structure supérieure fonctionne également

STOCKAGE INDUCTIF



**CHARGE DU
CONDENSATEUR**



remarque : le stockage d'énergie utilise la structure opposée lorsque le signe du réseau change

figure. 4

1.4. Synoptique fonctionnel complet :

Les deux convertisseurs sont réunis dans la même structure matérielle et la MLI de commande va donc porter deux informations modulantes indépendantes :

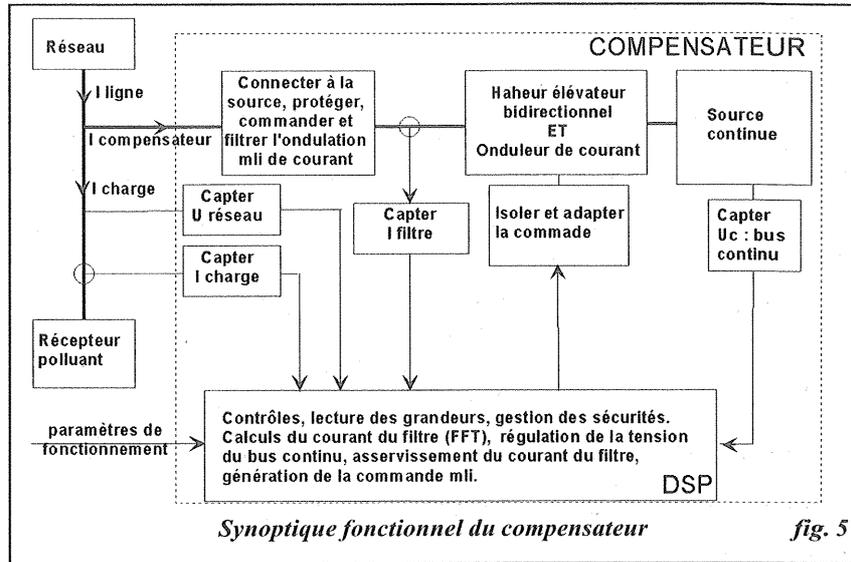
- Une information de régulation de la valeur moyenne du bus continu (lente).
- Une information de suivi de l'enveloppe du courant débité par l'onduleur (rapide)

Tout ceci n'est possible que par un découplage des constantes de temps de pilotage des deux structures.

La puissance moyenne échangée par la source continue avec le réseau est nulle puis que le courant polluant émis est de fréquence différente de celle du réseau (en supposant la tension réseau sans distorsion).

La source doit cependant fournir ou stocker de l'énergie de façon transitoire : la capacité du condensateur du bus continu est dimensionnée pour cette contrainte.

La source continue doit également fournir les pertes de commutation du convertisseur ainsi que les différentes pertes de conduction : la régulation assure le maintien de la valeur moyenne de la tension du bus.



Synoptique fonctionnel du compensateur

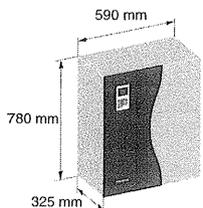
fig. 5

2. ANATOMIE SIMPLIFIÉE d'un compensateur actif d'harmoniques INDUSTRIEL

(Extraits de documentation constructeur MERLIN-GERIN MGE UPS SYSTEM SINEWAVE)

tableau de caractéristiques

modèle	SW20	SW30	SW45	SW60	SW90	SW120
capacité de compensation par phase	20 A eff	30 A eff	45 A eff	60 A eff	90 A eff	120 A eff
capacité de compensation dans le neutre (1)	60 A eff	90 A eff	135 A eff	180 A eff	270 A eff	360 A eff
entrée réseau	400 V - 20 + 15%					
tension nominale (2)	50Hz, 60 Hz, +/-8%					
fréquence nominale	3 phases avec ou sans neutre (fonctionnement possible sur charges monophasées ou déséquilibrées)					
nombre de phases	calibres de 300/1 à 4000/1					
capteurs de courant	rang 2 à 25, compensation globale ou rang par rang					
caractéristiques techniques	THDI charge /THDI réseau supérieur à 10, à capacité nominale du compensateur					
courants harmoniques compensés	jusqu'à 1.0					
taux d'atténuation harmonique	< 40 ms					
compensation du cos φ	limitation au courant nominal, fonctionnement permanent en limitation possible					
temps de réponse	< 2 fois courant nominal crête					
surcharge	1000 W 1300 W 2100 W 2600 W 4200 W 5200 W					
courant d'appel	< 55 dBA < 55 dBA < 60 dBA < 60 dBA < 65 dBA < 65 dBA					
pertes	couleur RAL 9002					
bruit acoustique (ISO 3746)	conditions d'environnement					
couleur	température de fonctionnement 0 à 30 °C permanent, < 25 °C recommandé					
conditions d'environnement	humidité relative 0 à 95% sans condensation					
température de fonctionnement	altitude de fonctionnement < 1000 m					
humidité relative	normes de référence					
altitude de fonctionnement	construction et sécurité EN 50091-1					
normes de référence	conception CEI 146					
construction et sécurité	protection IP 30 suivant CEI 529					
conception	compatibilité électromagnétique					
protection	émission conduite et rayonnée EN 55011 niveau A					
compatibilité électromagnétique	immunité aux décharges électrostatiques CEI 1000-4-2 niveau 3					
émission conduite et rayonnée	immunité aux champs rayonnés CEI 1000-4-3 niveau 3					
immunité aux décharges électrostatiques	immunité aux ondes de choc CEI 1000-4-4 et CEI 1000-4-5 niveaux 4					
immunité aux champs rayonnés						
immunité aux ondes de choc						



masse : 110 kg
SW 45, SW 60

(1) capacité maximum sur charge informatique de type PC, et sur réseau triphasé équilibré
(2) autres tensions 208 V, 220 V, 480 V disponibles sur demande

La source de courants harmoniques est constituée d'un onduleur de tension triphasé MLI (pont IGBT - 6 IGBT et 6 diodes antiparallèles -) associé à trois inductances de ligne ($L_1=L_2=L_3=L$).

La valeur de L est un compromis entre l'ondulation de courant maximale admise, le facteur économique de construction et la bande passante du filtre.

L'ondulation du courant (modulation) est supprimée par un filtre de tête (second ordre amorti type LCR).

L'asservissement, la régulation et le contrôle du système sont réalisés par un processeur de traitement du signal DSP.

La connaissance du contenu pollué est obtenu par FFT : cela permet de pondérer l'action harmonique du compensateur, voire de ne compenser que certaines harmoniques (en association avec des filtres passifs existant éventuellement)

Voici quelques caractéristiques concernant un compensateur SineWave (MGE UPS SYSTEM) de milieu de gamme type SW60 ($I_n=60A$) :

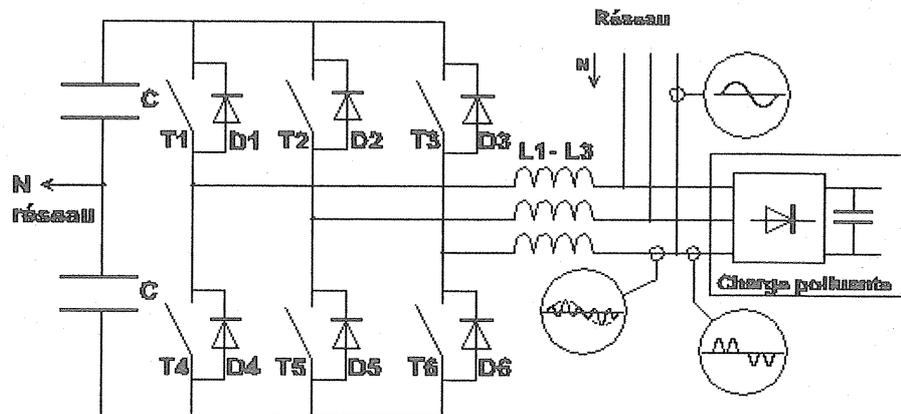
- ✓ Pont de tête modules IGBT 1200V /100 A (3 modules)
- ✓ Fréquence mli moyenne : 10 kHz (fréquence glissée « surveillée » 8-12 kHz)
- ✓ Inductances à poudre de fer agglomérée sur le bobinage (fabrication spéciale) valeur 1mH.
- ✓ Tension du bus continu 2 x 450V.
- ✓ Condensateur global 1000V/ 4700 μF obtenu par associations série/parallèle (4 unités de 4700 μF /500V).
- ✓ Filtre de courant (ondulation de modulation) accordé sur 10kHz en entrée.

2.1. Dimensionnement de l'inductance de ligne L1-L3 :

On utilisera pour ce dimensionnement les données constructeurs précédentes.

La valeur de l'inductance est liée aux caractéristiques du compensateur.

Le choix est également d'ordre économique (poids, coût, encombrement).



On procède à partir des caractéristiques suivantes :

- ✓ Le courant efficace nominal de compensation est 60A
- ✓ La technologie des composants du pont (IGBT) impose la fréquence max. (ici 12 kHz)
- ✓ L'ondulation maximale relative du courant est importante : environ 30% de I_n .
 - ce critère est très important puisqu'il conditionne de façon contradictoire le dimensionnement de L - bande passante du compensateur - et celui du filtre de tête de la modulation.
- ✓ La tension du bus continu est fixée à 2 x 450V.
 - on la veut la plus élevée possible en terme de bande passante mais des critères économiques interviennent pour limiter cette valeur : coût des condensateurs et gamme de tension des IGBT utilisés .
- ✓ La bande passante nominale est de 25 harmoniques compensés : un gabarit interne limite l'amplitude compensable de chaque harmonique, à l'intérieur de ce gabarit le dosage de chaque harmonique compensé est réglable.

Remarque : la bande passante traduit la capacité du compensateur à suivre un $di/dt_{(max)}$. Chaque harmonique n peut participer à ce $di/dt_{(max)}$ avec la valeur $K_n \cdot I_n \cdot \omega_n$ (K_n étant le coefficient affecté par le gabarit à l'harmonique de rang n).

Hypothèses :

La tension $v_c(t)-U_c$ (où $v_c(t)+U_c$) reste constante pendant une période MLI

La constante de temps globale L/r est grande devant une période MLI.

La valeur moyenne de $v_L(t)$ est nulle sur une période MLI.

Ondulation maximale :

La conduction se fait entre deux phases, et deux inductances interviennent.

$$\text{On a } iL(t) = \text{Im}_{in} + \frac{ve(t) + U_c}{2L} \cdot t \quad (0 < t < \alpha \cdot T) \quad (1)$$

$$\text{ou } iL(t) = \text{Im}_{ax} + \frac{ve(t) - U_c}{2L} \cdot t \quad (\alpha \cdot T < t < T)$$

$\text{Im}_{oy}(t) = \frac{\text{Im}_{in} + \text{Im}_{ax}}{2}$ est la modulation BF de $iL(t)$, elle évolue sur une période réseau en fonction de la forme

de l'onde de courant à compenser. Nous supposons pour la suite que $I_{moy}(t) = Cte$ sur une période de commande.

$$\frac{1}{T} \int_0^T vL(t) \cdot dt = 0 \quad \Rightarrow (ve(t) + U_c) \cdot \alpha T + (ve(t) - U_c) \cdot (1 - \alpha) T = 0$$

$$\Rightarrow \alpha = \frac{U_c - ve(t)}{2 \cdot U_c} \quad (2)$$

$$\text{En reportant (2) dans (1) on obtient } \Delta iL(t) = \frac{U_c^2 - ve(t)^2}{4 \cdot L \cdot U_c \cdot fh}$$

Si $\Delta iL(t) = cte$ alors fh varie, résultat classique d'un pilotage en « fourchette de courant » ou en « fréquence glissée ».

Pour $ve(t) = 0$ et $\alpha = 0.5$ l'ondulation est maximum ou, à ondulation fixe, la fréquence de commande est maximum :

$$\Delta iL_{\max} = \frac{U_c}{4 \cdot L \cdot fh} \Rightarrow L = \frac{U_c}{4 \cdot \Delta iL_{\max} \cdot fh}$$

$$\text{An : } \Delta iL_{\max} = 0.3 * I_n = 18A \Rightarrow L = \frac{900}{4 \cdot 18 \cdot 12000} = 1mH \text{ ce qui est la valeur installée.}$$

2.2. Dimensionnement des condensateurs du bus continu :

La tension du bus continu et la structure utilisée amènent à réaliser des associations série -parallèle de condensateurs.

Les contraintes de dimensionnement sont un compromis entre le facteur économique et la maîtrise de la bande passante du produit (§ 3.7).

L'ondulation maximale sur le bus continu est obtenue sur les courants transitoires de charge des systèmes redresseurs à capacité en tête (mono ou tri) : cette ondulation ne peut être limitée que par la capacité du condensateur et doit rester relativement faible (ondulation crête-crête $< 5\% U_c$).

Le prélèvement sinusoidal du courant de charge du bus continu génère une ondulation à 300 Hz (ou à 100 Hz en monophasé) : cette ondulation est négligeable (compensation des pertes de la structure de commutation).

Une première approche est de faire débiter au condensateur global le courant nominal du compensateur sur l'harmonique de rang 3 et sur une seule phase (cas extrême mais possible) :

$$C_{global} = \frac{I_n \times \sqrt{2}}{U_c \times 0.05 \times 0.5 \times 2\pi \times 3 \times 50} = 4000 \mu F$$

Cette valeur déjà maximisée reste en dessous de la valeur installée : le sur-dimensionnement de C a été décidé par le constructeur à partir de simulations et d'essais dans des conditions difficiles de fonctionnement.

3. REALISATION D'UN COMPENSATEUR ACTIF D'HARMONIQUES :

j'ai encadré la réalisation d'un compensateur actif d'harmoniques avec des étudiants de BTS électrotechnique dans le cadre de leur épreuve professionnelle de synthèse.

Je propose dans la suite de cet article une présentation des solutions mises en oeuvre dans la réalisation du compensateur actif monophasé d'harmoniques.

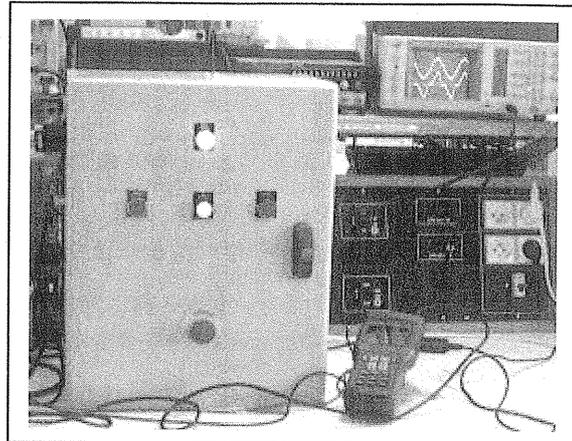
Ce thème a été mené à son terme en 98-99 et 99-2000 par des étudiants BTS du lycée Jacquard sous ma responsabilité.

Le cahier des charges impose au départ la compensation d'une charge type alimentation continue sur réseau monophasé, le courant efficace compensable est de 5A, le bus continu est à 450V.

En fait le fonctionnement a été assuré à mi-tension (120V~ BUS = 300V) et à intensité nominale.

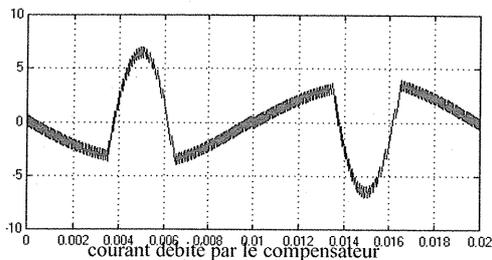
Il a été reconduit en 2000-2001 avec succès, les étudiants ont trouvé beaucoup d'intérêt dans ce travail.

L'étude monopolise les étudiants dans une plage assez large de leurs connaissances tant sur le plan scientifique que pratique.

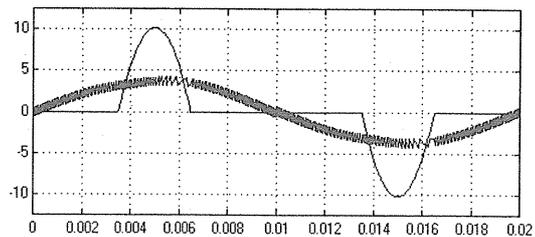


La réalisation fait appel à des activités variées de la palette de savoir-faire des BTS électrotechniciens :

- montage, perçage, implantation et câblage d'une armoire (disjoncteurs, sectionneurs, contacteurs) .
- prise en compte de certaines règles de câblage associées à la CEM.
- mise en oeuvre et câblage d'un automatisme de séquençement et de sécurité (micro-automate)
- dimensionnement et réalisation d'une inductance
- mise en oeuvre de composants de puissance et de commande spécialisés (pont IGBT avec commande et protections intégrées, circuit générateur de temps morts)
- mise en oeuvre de composants de mesure industriels



Importance de la simulation : la simulation est indispensable pour analyser le fonctionnement, dimensionner les condensateurs, justifier le calcul de L et déterminer le gain proportionnel de régulation de la tension du bus continu.



J'ai réalisé cette simulation en utilisant MATHLAB SIMULINK ® : elle est à disposition des étudiants.

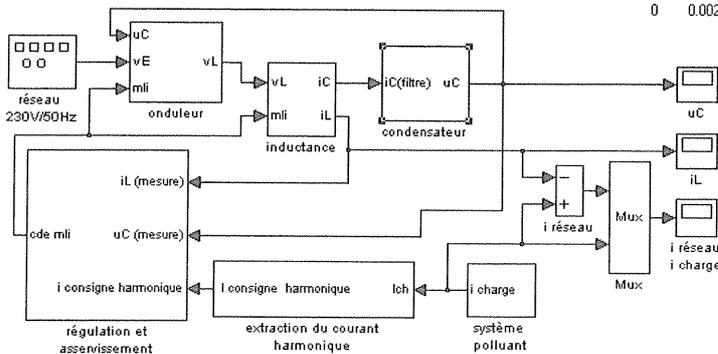


fig. 7

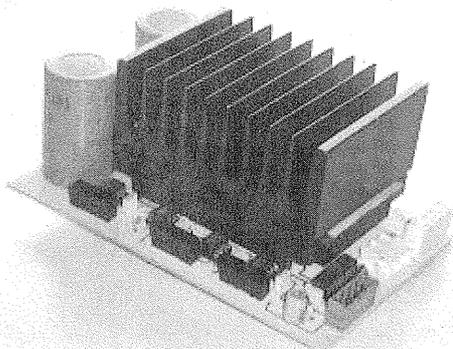
Schéma fonctionnel global de la simulation sous MATHLAB SIMULINK ®.

3.1 Structure de puissance :

La structure en demi-pont avec condensateur et neutre relié au point milieu impose une tension de 800-900V sur le bus continu ce qui peut rendre délicate l'utilisation de modules IGBT à 1200V. Dans ce cas elle permettrait de réduire à deux IGBT et deux diodes la structure de puissance.

Elle est la solution industrielle retenue en monophasé et en triphasé.

Personnellement je ne tiens pas à mettre en oeuvre des tensions aussi élevées sur un thème étudiant (et je ne sais pas faire !) : nous utilisons une structure en pont (4 IGBT et leur diodes antiparallèles).



Le pont utilisé est un pont 6 IGBT MITSUBISHI 25A 1200V avec commandes et protections intégrées (le pont est surdimensionné et deux des IGBT ne servent pas)

Les temps morts sont générés par un circuit spécialisé (IXYS IXDP630PI).

L'isolement galvanique est réalisé par opto-coupleurs avec alimentation isolée miniature.

3.2 Inductance de ligne :

On souhaite une fréquence MLI maximale de 20 kHz (maximum de fréquence admissible sur le pont IGBT utilisé).

La fourchette de courant est de **0,8A** (réglable de 0,5 à 1A soit 10 à 20% du courant nominal 5A).

La valeur calculée de L est d'environ 12 mH, elle a été réalisée en trois ou quatre pot ferrites en E.

3.3 Hacheur élévateur et courant prélevé :

Le courant de maintien de la charge des condensateurs reste faible (pertes < 50W) et le prélèvement sinusoïdal n'est pas utile.

3.4 Séparation des études des deux convertisseurs :

La difficulté majeure rencontrée dans l'approche des convertisseurs est liée à l'utilisation d'une même structure pour réaliser deux fonctions différentes.

L'approche fonctionnelle préalable conduit à dissocier les convertisseurs et à conduire leur étude séparément.

Chaque convertisseur est piloté par une consigne de courant qui lui est spécifique.

Chaque consigne détermine les conditions de commutations mli de la structure active.

Les actions de chaque boucle sont disjointes sur le plan fréquentiel - action statique pour la boucle tension et pour des fréquences de 150 à 550 Hz pour la boucle courant -.

L'utilisation d'une structure unique est une considération économique finale liée à trois constats :

- les deux convertisseurs peuvent être synthétisés par la même structure.
- les deux convertisseurs ont le même schéma de raccordement au réseau.
- les deux convertisseurs fonctionnent à des fréquences très différentes

La réalisation d'un opérateur somme de consignes de courant avant l'étage d'asservissement final par fourchette de courant permet cette approche (fig. 7).

Il est totalement inutile de demander aux étudiants de se poser des questions sur le fonctionnement de la structure réelle lorsque la synthèse des deux boucles est réalisée

Le hacheur élévateur bidirectionnel impose une commande synchronisée avec le signe du secteur (voir fig. 2), il est associé à la régulation de la tension du bus continu (§ 3.7).

Il est important de montrer que la maîtrise de la tension du bus continu est obtenue par le réglage du courant du convertisseur utilisé : la commande en sortie du régulateur est une consigne de courant et doit être traitée par la boucle courant (fourchette).

L'onduleur de courant est asservi en courant par la consigne de courant harmonique.

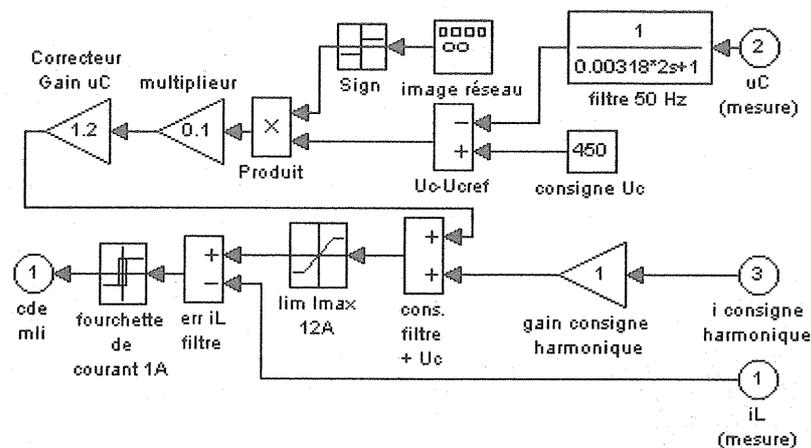


Schéma fonctionnel de la commande réalisé sous Matlab Simulink ® fig. 8

3.5 Asservissement de courant :

L'asservissement du courant par la commande en fourchette est bien adapté à ce type de convertisseur, de plus il permet de faire l'économie d'une modélisation un peu délicate pour nos étudiants !

Cette méthode reste homogène à la solution industrielle.

Les problèmes associés à la fréquence variable peuvent être préoccupants pour les fortes pentes de courant : la limitation de la bande passante du compensateur est un remède efficace.

La modélisation de la fourchette peut se réduire au retard pur de commande lié à la fréquence MLI minimum de fonctionnement du dispositif : cette dernière reste supérieure à 5000 Hz pour une fourchette de 0,8A et la commande en fourchette devient un opérateur identité !

3.6 Elaboration de la consigne harmonique : la solution industrielle basée sur un composant intégré numérique imposerait un surcoût non négligeable et un traitement numérique.

Les solutions envisagées et mises en oeuvre par les étudiants sont :

- Extraction du courant primaire actif et réactif. Ce principe doit également être associé à un filtrage pour limiter la bande passante du compensateur. Cette solution est intéressante car elle part d'une approche énergétique des composantes de courant.
- Filtres sélectifs accordés sur les harmoniques : ce principe se rapproche fonctionnellement des procédés industriels et permet le dosage des harmoniques compensés individuellement (prise en compte de filtres passif ou autres dispositifs anti-harmoniques amont) mais il se révèle trop lourd sur le plan réalisation . Cette solution est cependant pédagogiquement intéressante car elle applique l'analyse harmonique à la synthèse d'un signal.
- Filtre passe bande 150Hz-550Hz : basé sur deux filtres du quatrième ordre (MF10)
- **Filtre réjecteur (50 Hz) associé à un filtre passe bas du second ordre calé sur 1KHz.**
Cette solution simple fonctionne de façon satisfaisante et nous la mettons en oeuvre cette année.

3.7 Régulation lente de la tension du bus continu :

Le filtrage de la mesure de U_c (10-100 Hz) est indispensable pour assurer la non-réactivité de la régulation aux variations rapides de tension liées à la fourniture des pointes de courant harmonique. Sa valeur n'est pas critique, mais il 50 - 60 Hz est un réglage satisfaisant.

La régulation de tension se satisfait d'un correcteur P assez mou (faible charge sur le bus : comportement intégrateur) : le réglage peut-être fait avantageusement par la simulation.

En effet la modélisation qui peut-être assez simple (fig. 8) ne donne pas de bons résultats si on se fixe uniquement un critère de réglage par la marge de phase : on ne cherche ni rapidité ni dépassement à ce niveau et une bande passante

trop importante se traduira par des distorsions de courant et des risques d'instabilité lors du fonctionnement en compensateur (on n'assure plus le découplage des deux modulations MLI de commande de la structure).

La simulation montre qu'un critère de réglage pertinent est la limitation de la bande passante de la FTBO : on impose que moins de 1% de l'ondulation produite par la pulsation la plus basse compensée (150Hz) ne soit transmise.

Les valeurs suivantes sont utilisées :

R est homogène aux pertes (20- 60W) :
 $R = 5 \text{ k}\Omega$ (moy)
 $C = 1000 \mu\text{F}$
 $R.C = 5\text{s}$

$$t_{\text{ftr}} = 1/(2 \cdot \pi \cdot 50) = 0.0032\text{s}$$

Calcul de la FTBO :
$$FTBO(p) = \frac{R \cdot \frac{1}{50}}{(1 + R.C.p) \cdot (1 + t_{\text{ftr}}.p)}$$

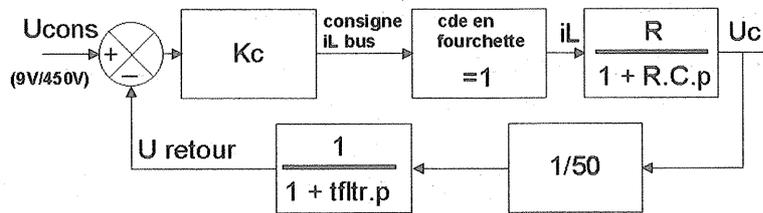


fig. 9

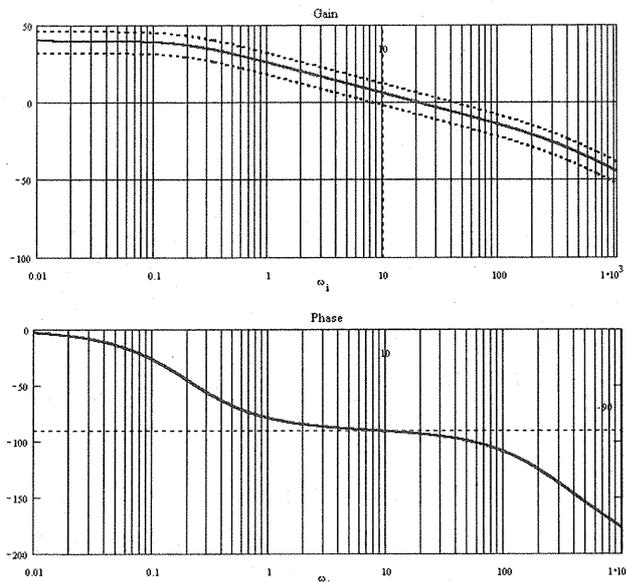


Diagramme de BODE FTBO et FTBO corrigée:

L'ondulation de tension associée aux harmoniques de courant de rang trois (environ 900rd.s^{-1}) doit-être atténuée de 40dB.

Les atténuations prévues sont -36 à -50 dB pour 900rd.s^{-1} soit une amplification de 0.4 à 2 pour la FTBO.

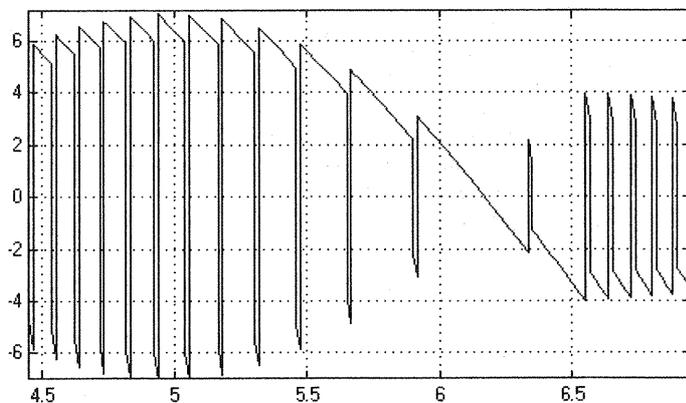
La marge de phase est d'environ 90° dans cette plage de fonctionnement !

figure. 10

3.8 Régulation rapide de la tension du bus continu :

Cette régulation est obtenue en ajustant par la simulation la valeur des condensateurs de filtrage : une valeur de $940 \mu\text{F}$ a été retenue (2 associations série de deux condensateur en parallèle de $470 \mu\text{f}$).

L'association de condensateurs en série impose des résistances d'équilibrage qui servent également de résistances de décharge. L'utilisation en impulsions de courant impose la mise en oeuvre d'une technologie adaptée et un soin tout particulier du câblage (minimisation des inductances de câblage).



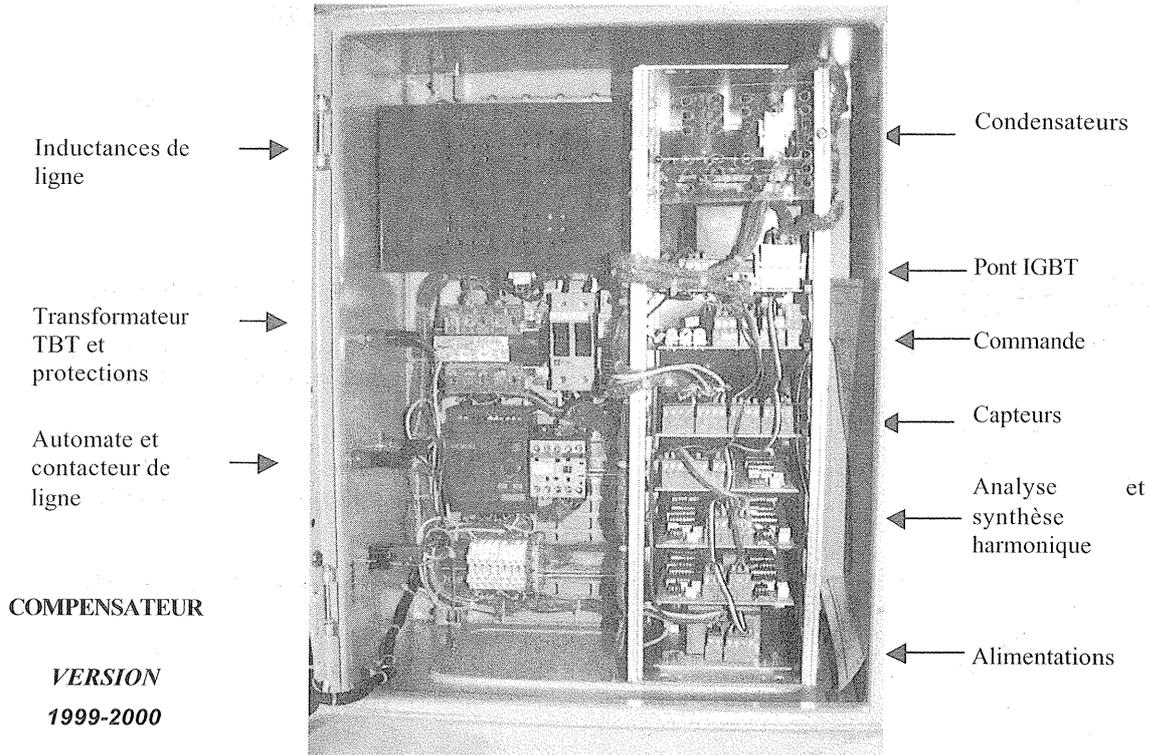
Courant dans le condensateur de filtrage (simulation)

3.9 Séquencement de mise sous tension : le séquencement de mise sous tension et la gestion de certaines sécurités sont réalisés par un micro-automate (LOGO SIEMENS)

On assure successivement :

1. la mise sous tension de l'électronique
2. la mise en tension du bus continu à 450V
3. la connexion de l'entrée de mesure du courant à compenser.

3.10 Capteur externe : le courant dans la charge non linéaire est capté par une sonde de courant industrielle raccordée par BNC sur la face avant du compensateur.



4. ASPECT PEDAGOGIQUE : COURS, TRAVAUX DIRIGES et ESSAIS DE SYSTEME

Ce thème a donné lieu à la mise en place d'une stratégie pédagogique qui associe les collègues physiciens et électrotechniciens dans leur démarche.

- La pollution harmonique des réseaux industriels et les solutions.
- Le traitement de la pollution harmonique par des compensateurs actifs.
- Hacheur élévateur : structure réversible.
- Onduleur de courant.
- Choix d'un compensateur actif parallèle.
- Essais de système : compensateur actif parallèle.

Je donnerai deux exemples du travail pédagogique réalisé à partir de ce thème.

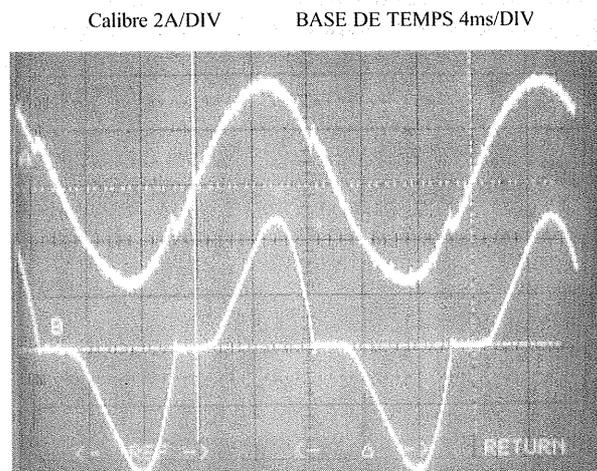
4.1. ESSAI DE SYSTEME : (Texte partiel)

L'objectif de cet essai de système est de montrer le besoin d'installer un dispositif anti-harmonique pour alimenter une charge qui appelle une puissance déformante trop importante en regard des normes.

On s'intéresse à une solution basée sur un compensateur actif de courants harmoniques (celui qui a été fabriqué par les étudiants de l'année précédente).

La connaissance du produit lui-même n'est pas utile.

L'essai de système est constitué d'une préparation (non fournie ici mais inspirée du TD qui suit), de deux parties pratiques (suggérées) et d'une synthèse.



Courant réseau et courant dans la charge

06/2001

1 Etude de la charge seule : on se propose de caractériser sur le plan énergétique le comportement de la charge seule.

1.1 Réaliser le câblage :

Installer les appareils de mesures permettant la mesure de la tension source et de la tension aux bornes de la résistance de charge.

Installer l'analyseur de puissance FLUKE : on s'intéresse aux grandeurs réseau.

1.2 Caractériser la charge : (dispositif à redresseur et capacité en tête)

Analyse énergétique - on demande :

- Réaliser un bilan de puissance (absorbée, réactive, déformante).
- Tracer l'allure de la puissance instantanée : justifier les résultats précédents.
- Mesurer le facteur de puissance, le facteur de déplacement de puissance (DPF).

Analyse du courant appelé par la charge ou fourni par le réseau - on demande :

- Visualiser le courant appelé par la charge et son spectre harmonique : noter la valeur des harmoniques de 1 à 11.
- Déterminer :
 - la valeur efficace rms
 - la valeur crête
 - la valeur efficace du fondamental
 - le taux de distorsion harmonique total : justifier la valeur trouvée.
 - le taux de distorsion harmonique relatif au fondamental : justifier la valeur trouvée.

Analyse de la tension source - on demande :

- Visualiser la tension réseau : expliquer sa déformation.
- Déterminer :
 - la valeur efficace rms
 - la valeur efficace du fondamental
 - le taux de distorsion harmonique .

Etude de la solution retenue : on se propose de caractériser sur le plan énergétique et normatif le comportement de la charge associée à un compensateur actif d'harmoniques.

2.1 Câblage du compensateur :

- Réaliser le câblage du compensateur en conformité avec la documentation fournie :
- le compensateur se branche en parallèle sur la charge, au plus près de celle-ci.
- le capteur externe mesure le courant dans la charge, Maintenir les appareils de mesures permettant la mesure de la tension source et de la tension aux bornes de la résistance de charge.

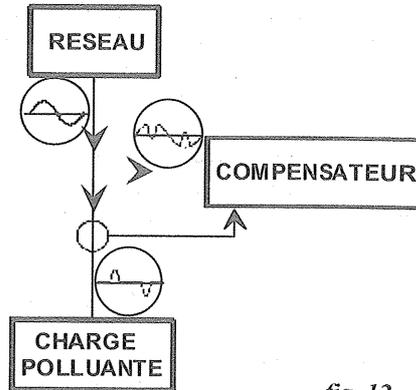


fig. 12

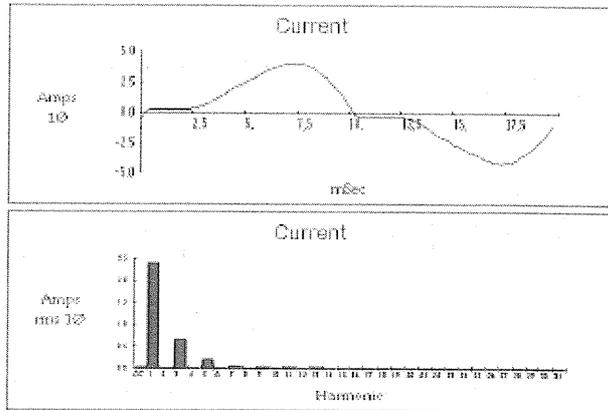
2.2 Mise en marche du compensateur

Installer l'analyseur de puissance FLUKE : on s'intéresse aux grandeurs réseau.

Visualiser le courant débité par le réseau.
Visualiser l'analyse harmonique de ce courant.

Connecter le capteur sur l'entrée de compensation : qu'observez-vous ?

Déplacer le capteur de courant de l'analyseur sur la charge : le spectre de courant de la charge a-t-il changé par rapport à la question ?



2.3 Caractériser l'association charge-compensateur : reprendre les mesures du 1.2 du point de vue du réseau.

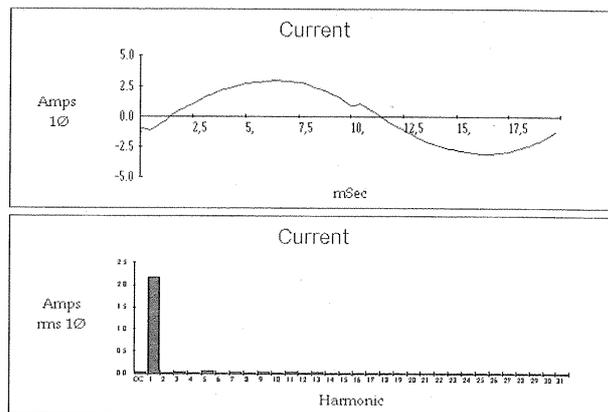
2.4 Courant dans le compensateur :

Visualiser le courant dans le compensateur, réaliser l'analyse harmonique de ce courant et la comparer à l'analyse harmonique du courant appelé par la charge.
Conclure.

2.5 Caractériser l'action du compensateur sur la tension réseau :

Visualiser la tension réseau : commenter la diminution de sa déformation.
Déterminer la nouvelle valeur efficace rms

Courant avant et après compensation par analyseur de puissance FLUKE



4.2. Travaux Dirigés : CHOIX D'UN COMPENSATEUR.

Le but de ce TD est de retrouver la référence du compensateur d'harmoniques installé dans le cas décrit ci-dessous.

On dispose d'un extrait de documentation constructeur (MERLIN GERIN MGE UPS SYSTEM).

Constat : échauffement anormal des câbles et de certains organes de l'alimentation de secours (ASI) qui alimente tout le parc.

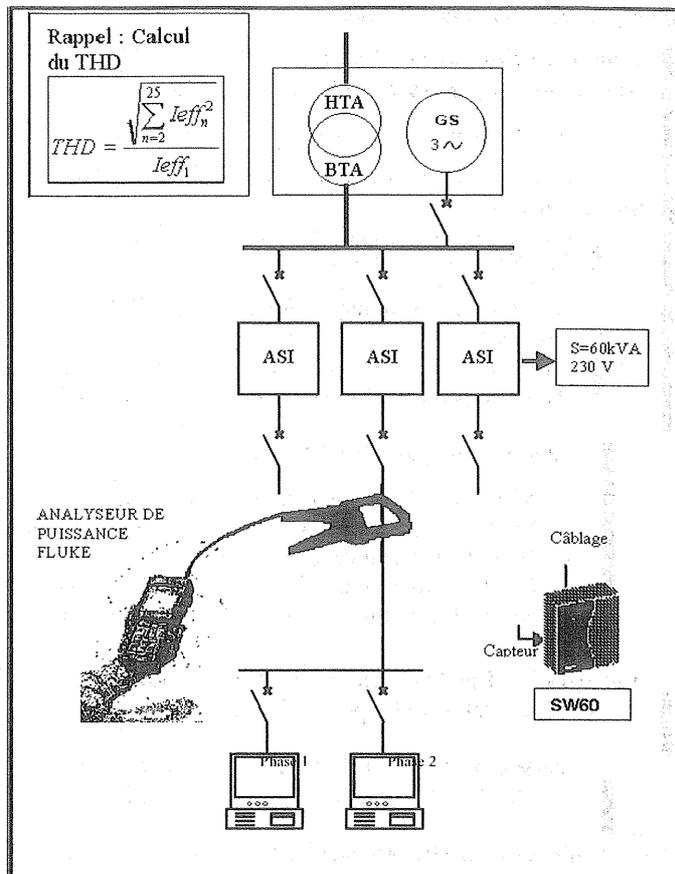
Il s'agit d'un parc informatique de 180 micro-ordinateurs et périphériques informatiques de puissance unitaire 250W (écrans, unités centrales, disques durs ...) répartis de façon équilibrée sur chaque phase.

Un audit a été commandé à la société MGE. Une solution par compensateur parallèle a été proposée et installée.

Des mesures ont été réalisées et donnent les résultats présentés dans le tableau qui suit.

On demande :

1. Calculer P et S par phase et pour les 3 phases avant compensation.
2. Conclure sur l'utilisation de l'ASI et sur le constat fait



Courants et tensions harmoniques sur le réseau aval, à pleine charge de l'ASI

	Avant installation du filtre		Après installation du filtre	
	Val efficace	THD (%)	Val efficace	THD (%)
Tension phase-n	223V	12,5	225V	3,2
Courant phase	106A	105	87A	64,8
Courant neutre	141A		55A	

3. Montrer que : $I_{eff_i} = \frac{I_{eff}}{\sqrt{1 + THD^2}}$, calculer I_{eff1} .

4. Calculer, par phase, la valeur efficace du courant à compenser si l'on compense la totalité des harmoniques. Quel compensateur doit-on choisir.

on admettra que, avec le filtre :

$$I_{comp} = \sqrt{I_{eff \text{ avant}}^2 - I_{eff \text{ après}}^2}$$

5. En fait la compensation est partielle, retrouver le choix du compensateur.

6. Après compensation, calculer la puissance apparente fournie par l'ASI : conclure sur le choix qui a été fait.

7. Sur le schéma ci dessus précisez l'emplacement pour le branchement du compensateur et indiquez également la position du capteur : justifiez vos propositions.

Bibliographie

Liste de quelques ouvrages traitant de ce sujet :

Cahiers de l'ingénierie : EDF INDUSTRIE

Revue diffusée par le Centre Français de l'Electricité.

- ☞ Compensation d'énergie réactive : Mode d'emploi
- ☞ Guide de désensibilisation aux perturbations sur les réseaux publics et privés.
(deux volumes)
 - ▮ Première partie : Principes généraux.
 - ▮ Deuxième partie : Etudes de cas.
- ☞ La maîtrise des harmoniques sur les réseaux industriels et tertiaires
(deux volumes)
 - ▮ Première partie : origine, propagation et effets des harmoniques
 - ▮ Deuxième partie : solutions, mise en oeuvre et étude de cas.

Cahiers techniques MERLIN-GERIN

- ☞ N° 149 La CEM : compatibilité électromagnétique
- ☞ N° 152 Les perturbations harmoniques dans les réseaux et leur traitement
- ☞ N° 159 Onduleurs et harmoniques
- ☞ N° 160 Harmoniques en amont des redresseurs des ASI
- ☞ N° 183 Harmoniques convertisseurs propres et compensateurs actifs

Journées de l'Enseignement de l'Electrotechnique et de l'Electronique Industrielle :

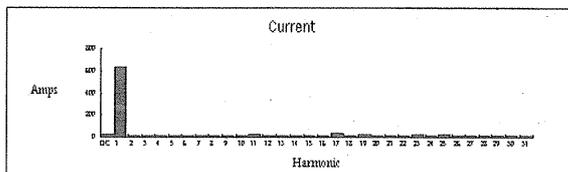
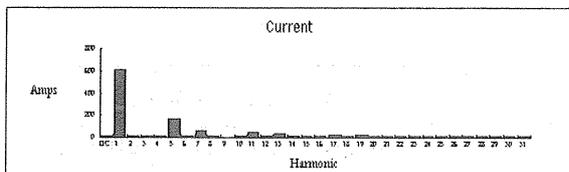
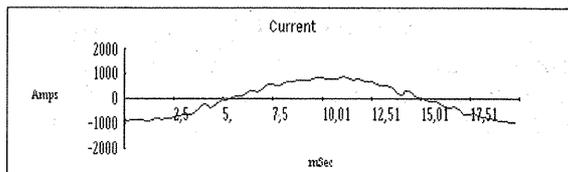
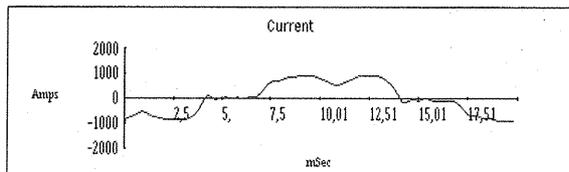
☞ EDITION DE LA SEE pour les journées 3EI'97

Article de G. FELD et E. HOANG : FILTRAGE ACTIF

☞ Modélisation , Dimensionnement et mise en oeuvre d'une maquette pédagogique

Relevés réalisés sur un site industriel : Usine des eaux de Méry Sur Oise,

« Les nourricières » : la puissance de pompage est de 900kW répartie sur 6 groupes (4x230kW + 2x144kW), les variateurs sont fournis par CEGELEC et les compensateurs actifs sont fournis par MGE UPS SYSTEM (la capacité maximum de compensation est de 120 A efficaces par unité avec possibilité de mise en parallèle de 4 compensateurs).



SANS SW

MESURES 1

avec pompe N1N4N6 à 740 TR/Mn

AVEC DEUX COMPENSATEURS

MESURES avec pompe à 740 TR/Mn

UNE APPROCHE DU DIMENSIONNEMENT DES INDUCTANCES DE FILTRAGE

Pascal DUHALDE

Lycée Jean Rostand 78200 Mantes la Jolie

En électrotechnique, on retient généralement des inductances réalisées avec un entrefer car elles permettent de limiter le coût et l'encombrement par rapport à une bobine à air ou réalisées sans entrefer. On se heurte cependant souvent à l'imprécision des calculs et à des comportements fortement non linéaires. Le but de cet article est de présenter les principales causes d'imprécision et une méthode de dimensionnement applicable à l'ensemble des inductances de filtrage, quel que soit le matériau magnétique retenu.

1. Contraintes sur l'entrefer

La fonction d'une inductance étant de stocker l'énergie et de la restituer, on peut s'intéresser au volume d'entrefer nécessaire à ce stockage, en quelque sorte à la "cylindrée" de cet entrefer. Son choix est cependant un compromis entre des contraintes de volumes, de pertes, de non-linéarité sur le comportement et amène souvent une imprécision sur les résultats.

1.1 Les pertes et leurs conséquences

- En alternatif

Le matériau magnétique subit un cycle comparable au cycle d'hystérésis, qu'on appelle cycle de pertes (sa surface est proportionnelle à l'ensemble des pertes fer: pertes par hystérésis et courants de Foucault).

La saturation magnétique du matériau entraîne une diminution de l'*inductance apparente*¹ aux champs magnétiques élevés. Les inductances dimensionnées pour une utilisation en alternatif ne sont pas l'objet de cet article.

- Cas d'une composante de courant continu superposée à une ondulation faible de courant

On peut considérer les pertes fer négligeables car elles dépendent d'abord² de l'induction crête à crête supportée par le matériau magnétique qui est généralement faible. Les pertes joules seront donc les plus contraignantes pour le dimensionnement

- La température

Pour un même volume global, et donc sensiblement les mêmes propriétés thermiques, une augmentation des pertes se traduit par une augmentation de température. Celle-ci est limitée par l'ensemble des constituants de l'inductance :

- La carcasse supportant le bobinage (généralement en nylon ou en kapton)
- Le fil émaillé (et donc la température que peut supporter l'isolant sans une dégradation rapide de ses propriétés)
- Les isolants d'enrobage de la bobine
- Enfin les limites dues au circuit magnétique lui-même

La carcasse ne supporte généralement pas des températures supérieures à 100°C ; on peut diminuer la température par un refroidissement forcé.

- La consommation énergétique

Les pertes sont évidemment fournies par le réseau et entraînent une consommation qui peut s'avérer importante sur le long terme, dépassant l'investissement engagé pour la réalisation de l'inductance³.

- Conséquences du choix de l'épaisseur d'entrefer sur les pertes

On peut considérer que l'énergie est stockée essentiellement dans l'entrefer, une augmentation d'un facteur 2 de l'épaisseur d'entrefer (notée "e") amène les variations de l'inductance, des pertes Joule et du volume de l'inductance :

¹ Disons celle qui nous intéresse et qui serait l'équivalent linéaire

² Très peu de la forme d'onde et de la composante continue

³ très approximativement, des pertes de l'ordre de 100 W correspondent à un coût énergétique de 100 F/an pour 8 H par jour et une utilisation sur 240 jours

Pour 2.e (coef. mult.)	inductance	Volume	pertes Joule
Même bobine	1/2		1
Même inductance	1	1/2	2
Même B _{max}	2	1	4

On note que doubler l'épaisseur d'entrefer double les pertes à inductance constante, mais permet une diminution d'un facteur 2 du volume de l'inductance

1.2 Comportement magnétique

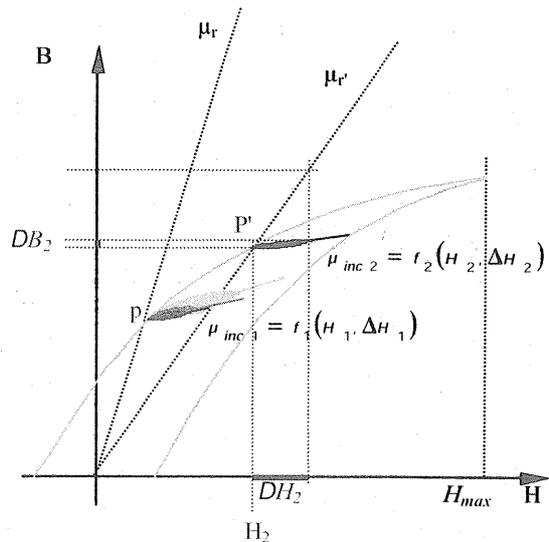
- perméabilité incrémentale, perméabilité réversible.

Lorsqu'on soumet un matériau magnétique à un champ variable de faible amplitude autour d'un point "P" du plan, celui-ci parcourt un cycle qui a sensiblement l'allure d'une feuille et dont la pente est nettement plus faible que la pente du cycle d'hystérésis⁴ au point considéré.

On définit la perméabilité incrémentale par : $\mu_{inc} = \frac{1}{\mu_0} \left(\frac{\Delta B}{\Delta H} \right)_p$

On définit la perméabilité réversible comme la limite de la perméabilité incrémentale lorsque $\Delta H \rightarrow 0$

$$\mu_{rev} = \lim_{\Delta H \rightarrow 0} \frac{1}{\mu_0} \left(\frac{\Delta B}{\Delta H} \right)_p$$



- La perméabilité incrémentale est toujours plus petite que μ_i (perméabilité initiale). μ_{inc} est une fonction de B_{moy} et (composante continue de polarisation au point considéré) et de DB (variation de B en ce point)
- La perméabilité réversible est une fonction de B_{moy}

Le théorème d'ampère appliqué au circuit magnétique en considérant un champ uniforme dans l'entrefer⁵ donne

$$2 \Delta H_e e + \Delta H_f l_{moy} = N \Delta I \quad \Rightarrow \quad 2 \frac{\Delta B}{\mu_0} e + \frac{\Delta B}{\mu_0 \mu_{inc}} l_{moy} = N \Delta I$$

L'inductance peut alors se définir par : $L = \frac{N \Delta \Phi_t}{\Delta I} = \mu_0 \frac{N^2 S_{fer}}{\left(2e + \frac{l_{moy}}{\mu_{inc}} \right)}$

avec $\Delta \Phi_t$: variation du flux total

- L : valeur de l'inductance
- N : nombre de spires
- H_e : champ dans l'entrefer
- H_f : champ dans le fer

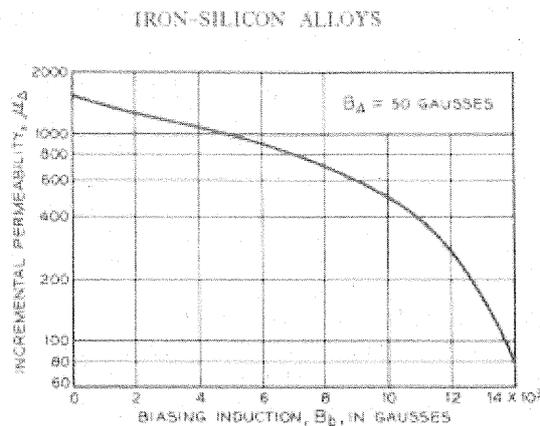
$$\Rightarrow L = \underbrace{\frac{\mu_0 N^2 S_{fer}}{2e}}_{\text{Valeur théorique}} \times \frac{1}{\left(1 + \frac{l_{moy}}{\mu_{inc} 2e} \right)}$$

Correction due à la perméabilité incrémentale

⁴ Le cycle d'hystérésis n'a pas de signification dans le cas d'une inductance de lissage car il n'est pas parcouru dans cette application et qu'il dépend du champ H_{max} fixé (le cycle d'hystérésis figurant ici pour des raisons de comparaison ne montre qu'une seule chose, c'est que la perméabilité incrémentale au point p est toujours plus faible que la pente locale du cycle d'hystérésis passant par ce même point).

⁵ On suppose qu'il n'y a pas d'épanouissement des lignes de champ, la correction sera apportée ultérieurement.

Si on recherche un comportement linéaire de l'inductance, il faudra assurer $\frac{l_{moy}}{\mu_{inc} 2e} \ll 1$, en pratique, le problème est que la fonction $\mu_{inc}(B_{moy}, \Delta B)$ n'est pas connue, et qu'il est donc difficile d'en évaluer le minimum. A titre indicatif voici cependant la caractéristique d'une tôle à 4 % de Silicium⁶



Dependence of incremental permeability ($B_A = 50$) on induction for 4% Si-Fe (38 grade).

1.3 Des contraintes opposées

Par ailleurs, le concepteur ne peut augmenter indéfiniment l'épaisseur d'entrefer car les pertes Joules augmentent comme nous l'avons vu précédemment.

Nous devons donc arbitrer entre des éléments opposés, augmenter l'épaisseur d'entrefer correspond à :

- Améliorer la linéarité de l'inductance
- Diminuer la taille de l'inductance
- Augmenter les pertes Joules.

Nous retiendrons l'entrefer maximum permis par des considérations thermiques sur le refroidissement du bobinage. Celui-ci est assez difficilement évaluable mais fait heureusement l'objet d'un article dans la revue 3EI⁷.

Pour rester bref, en considérant une température limite de 100°C ($T_{amb} = 25^\circ\text{C}$), une densité de courant de l'ordre de 2,5 A/mm² ne doit pas être dépassée pour une inductance réalisée à partir de tôles EI240.

Remarquons à ce sujet que remplir complètement la carcasse du bobinage semble a priori souhaitable de façon à augmenter la section de cuivre apparente, mais est opposée à la circulation de l'air entre le bobinage et le circuit magnétique et se traduit nécessairement par la présence de points chauds. Pour ma part, faute d'étude plus approfondie, je ne remplis la fenêtre de cuivre qu'au 2/3 de l'espace disponible.

2 Evaluer les dimensions du Circuit magnétique

Donner une première dimension au circuit magnétique suppose de se fixer le champ B_{max} puisque l'énergie est stockée dans l'entrefer. Nous pourrions alors estimer le volume d'entrefer nécessaire, et évaluer la taille du circuit magnétique à retenir (sachant que le choix n'est pas infini !).

Notations :	L : Valeur de l'inductance	B : Champ d'induction maximum
	I : courant maximum dans la bobine	L_{cm} : Longueur d'une ligne de champ moyenne dans le fer
	e : épaisseur de l'entrefer	L_{sp} : Longueur d'une spire moyenne
	V_e : Volume d'entrefer	S_{cu} : Surface de la fenêtre de cuivre
	α : densité de courant	S_{fer} : Section du noyau de la bobine
	K_c : coefficient de bobine (remplissage carcasse)	
	K_f : coefficient de foisonnement des tôles (0,95)	

⁶ FERROMAGNETISM / Richard M. Bozorth / IEEE Press / ISBN 0-7803-1032-2

⁷ Dimensionnement des composants magnétiques : sensibilisation à la thermique et à l'optimisation / Y.PATIN C. COILLOT F.FOREST La Revue 3EI n°9 juin 1997.

Un premier calcul correspondant à l'énergie supposée stockée uniquement dans l'entrefer permet d'estimer rapidement le volume d'entrefer :

$$W_e \approx V_e \frac{B^2}{2\mu_0} \Rightarrow V_e \approx \frac{2\mu_0 W_e}{B^2} = \frac{\mu_0 L I^2}{B^2}$$

En considérant les A.t magnétisant négligeables : $B = \mu_0 \frac{N I}{2e} \Rightarrow \frac{N}{2e} = \frac{B}{\mu_0 I}$ et $L = \frac{\mu_0 N^2 S_{fer}}{2e}$

$$L = \mu_0 S_{fer} N \frac{B}{\mu_0 I} = \frac{S_{fer} N B}{I} \Rightarrow S_{fer} = \left(\frac{L I}{N B} \right)$$

Enfin, les proportions des tôles étant constantes, en se basant sur le fait que pour une même section de fer, la bobine possédant la résistance minimum correspond à des spires carrées, on peut évaluer les dimensions des tôles permettant de réaliser cette inductance si on se fixe une densité de courant

$$S_{fer} = 4a^2 \text{ pour une bobine de base carrée de côté } 2a$$

$$S_{cu} = 3a^2 \text{ pour une tôle EI}$$

la densité de courant est donnée par $\delta = \frac{N I}{K_c S_{cu}}$

$$S_{fer} \times S_{cu} = \frac{L I^2}{K_c \delta B}$$

$$\Rightarrow a^4 = \frac{1}{12} \left(\frac{L I^2}{K_c \delta B} \right) \Rightarrow a = \left(\frac{L I^2}{12 K_c \delta B} \right)^{1/4}$$

Nous pouvons alors choisir une tôle EI normalisée, une carcasse pour le bobinage et déterminer l'ensemble des éléments de l'inductance

$$N = \frac{K_c S_{cu}}{S_{fil}} \quad e = \frac{\mu_0 S_{fer} N^2}{2L} \quad B = \frac{\mu_0 N I}{2e} \quad R = \frac{\rho L_{sp} N}{S_{fil}} \quad P_j = R I^2$$

Exemple : pour une inductance de 250 mH, 10 A

En prenant $K_c=0,5$ et $\delta=2 \text{ A/mm}^2$, on obtient $a = 38 \text{ mm}$

On retient une tôle EI240 et une carcasse de section 80x80 $\Rightarrow N = 480 ; e = 3,7 \text{ mm} ; B = 0,8 \text{ T} ; P_j = 83 \text{ W}$

On retient une tôle EI240 et une carcasse de section 80x120 $\Rightarrow N = 480 ; e = 5,5 \text{ mm} ; B = 0,5 \text{ T} ; P_j = 97 \text{ W}$

Il reste cependant deux problèmes consécutifs à cette démarche :

1. Le choix de l'entrefer le plus épais compatible avec le refroidissement ne nous garantit pas la linéarité de l'inductance (il n'est pas certain que le terme correcteur dû à la perméabilité incrémentale sera négligeable)
2. Les paramètres K_c et δ sont liés au refroidissement et ont été choisis de façon arbitraire, il faut donc s'intéresser aux conséquences de ces choix sur la dimensionnement de l'inductance. Un calcul sur "tableur" permet d'évaluer l'impact du choix de la densité de courant sur les autres grandeurs de l'inductance :

α	Kc	Sfil	φfil	a calculé	a retenu	EI 240 Sfer=80 x 80						
						N	e	B	Lsp moy	Lsp total	R	Pj
2	0,5	5,0 mm ²	2,5 mm	38 mm	40 mm	480	3,7	0,81	480 mm	230 m	0,83	83 W
2,5	0,5	4,0 mm ²	2,3 mm	36 mm	40 mm	600	5,8	0,65	480 mm	288 m	1,30	130 W
3	0,5	3,3 mm ²	2,1 mm	34 mm	40 mm	720	8,3	0,54	480 mm	346 m	1,87	187 W
3,5	0,5	2,9 mm ²	1,9 mm	33 mm	40 mm	840	11,3	0,47	480 mm	403 m	2,54	254 W
4	0,5	2,5 mm ²	1,8 mm	32 mm	40 mm	960	14,8	0,41	480 mm	461 m	3,32	332 W
4,5	0,5	2,2 mm ²	1,7 mm	31 mm	40 mm	1080	18,8	0,36	480 mm	518 m	4,20	420 W
5	0,5	2,0 mm ²	1,6 mm	30 mm	40 mm	1200	23,2	0,33	480 mm	576 m	5,18	518 W

On note le nécessaire compromis entre pertes joules et linéarité (épaisseur d'entrefer). Un second article sera donc consacré aux mesures de température et d'inductance en fonction de la densité de courant et de l'épaisseur d'entrefer.

EQUIPEMENT DE COMMANDE D'AXE

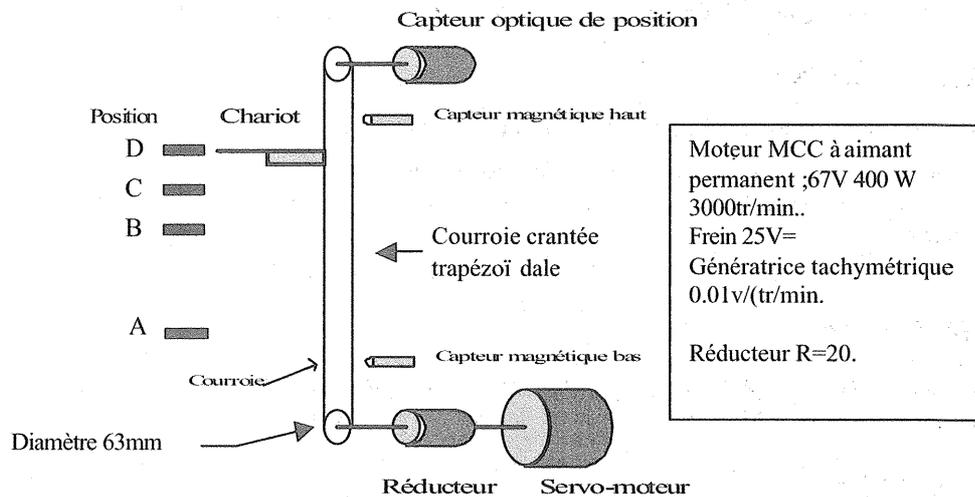
Michel THION

Professeur génie électrique

Lycée technique DIDEROT

21, rue David D'Angers 75019 Paris

Dans le cadre de l'épreuve professionnelle de synthèse en section BTS ET, les étudiants ont travaillé sur l'équipement d'un axe vertical. L'article propose une solution matérielle au positionnement en boucle fermée et précise la démarche suivie par les étudiants pour mener à bien leur projet. Quelques relevés oscillographiques sur l'équipement final illustrent l'article.



Résumé du cahier des charges

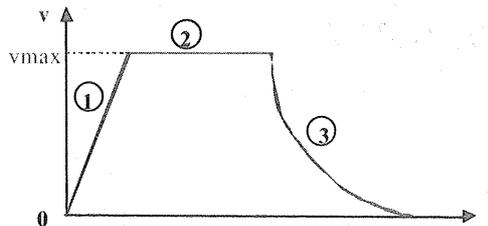
Réaliser la commande d'un axe vertical permettant de positionner précisément des pièces vers des postes B,C ou D suivant leur type. Le chargement (poste A) et le déchargement (poste B,C ou D) se faisant manuellement. L'opérateur dispose à cet effet de deux boutons poussoirs de fin de chargement et déchargement.

Mode manuel :

L'axe devra se déplacer en petite vitesse. La sélection du sens de marche se fera par boutons poussoirs. Le mouvement sera limité par des fins de course extrêmes.

Mode semi-automatique :

Après une phase d'initialisation (position basse) en petite vitesse permettant de définir la cote référence zéro, l'axe se dirige vers le poste de chargement (A). Après chargement des pièces et sélection de la position souhaitée de déchargement, l'axe devra se positionner sans oscillation et avec la meilleure précision possible (suivant codeur et mécanique). Pour ce qui est de la rapidité de positionnement, on s'imposera la loi de vitesse définie ci-après imposant une approche de la position à très faible vitesse.



Arrêt normal :

La partie opérative et le circuit de commande de l'axe sont mis hors tension. Lors d'une remise en marche, l'axe reprendra la position qu'il avait au moment de l'arrêt.

Arrêt d'urgence :

La partie opérative et le circuit de commande de l'axe sont mis hors tension. Après intervention de l'opérateur et réinitialisation du grafcet de conduite par déverrouillage de l'arrêt d'urgence, l'appui sur le bouton marche permet de réinitialiser le grafcet d'arrêt d'urgence et de se retrouver dans la situation initiale.

Mesurage et visualisation :

Une carte de mesure devra rassembler les signaux utiles permettant d'être visualisés sur oscilloscope :

-vitesse moteur, position consigne, position réelle, tension ,courant.

Enfin les positions A,B,C,D, et fins de courses pourront être visualisées à l'aide de voyants sur l'armoire de l'équipement.

Démarche suivie

Après avoir étudié le cahier des charges, les élèves ont opté pour une commande de l'axe par automate programmable CEGELEC série 8035 disponible au lycée . Ils l'ont équipé des modules suivants :

- Unité centrale CPU 311
- Alimentation 240V~ ; 30W
- Entrées logiques
- Comptage rapide (fréquence maximale de 80KHz)
- Sorties relais
- Sorties analogiques -10v ;+10v

Pour traiter les divers modes de marche et d'arrêt, un document type GEMMA a été complété. De ce document, découlait automatiquement la structure des grafcet de conduite (commande) et d'arrêt (voir documents 1 et 2)

Un variateur de chez INFRANOR type MSM compatible avec le moteur a été utilisé.

Le positionnement a été réalisé par l'intermédiaire d'un capteur optique type incrémental 360pts ; il en résulte une résolution de 0,6mm sur l'axe. Les sorties des voies A,B,Z de type " collecteur ouvert " imposaient de placer des résistances de tirage.

A vitesse nominale du moteur, compte tenu du rayon de la poulie crantée de diamètre 63mm, la vitesse de déplacement d'axe est de 0,57m/s.

Il est à noter que la transmission du mouvement -rotation translation- par courroie crantée présente un très bon rendement (de l'ordre de 95%) et permet des déplacements très rapides (faible inertie). La charge transportée reste cependant faible !

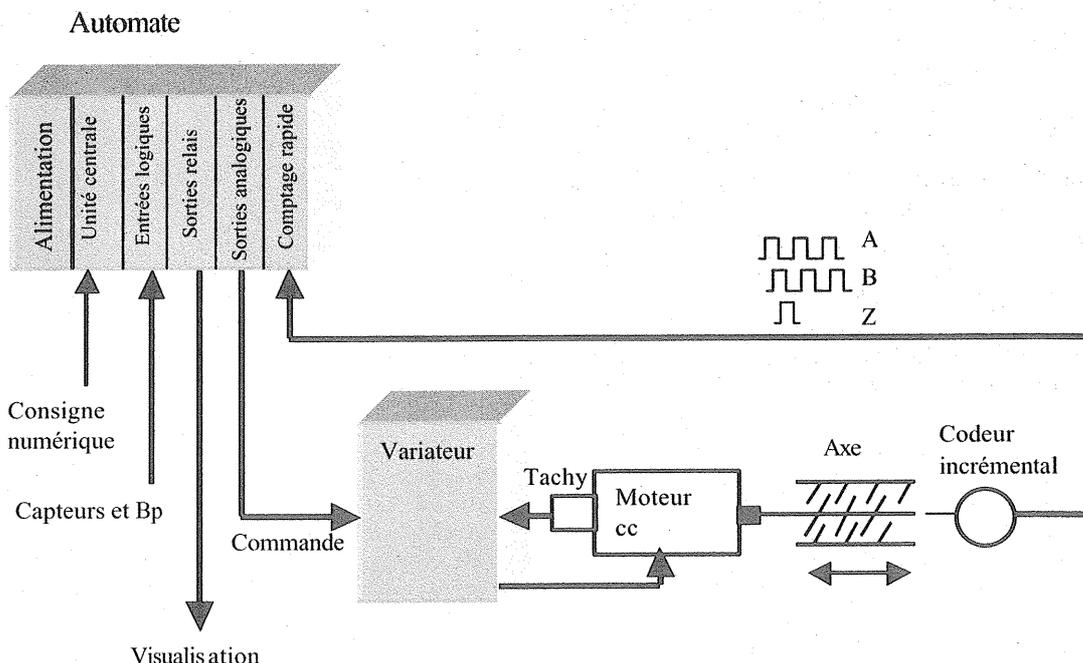
Le frein mécanique de l'axe a nécessité une alimentation annexe (25v=). Celui-ci sera décollé dès la validation du variateur.

L'organisation matérielle de l'ensemble de la commande d'axe en boucle fermée était alors constituée (voir organisation matérielle)

Pour des raisons de clarté et afin d'avoir un programme structuré, le programme principal de l'automate a été réalisé sous forme de divers sous programmes :

INITGAT :	Permet d'initialiser le grafcet de sécurité.
INITGP :	Permet d'initialiser le grafcet de conduite.
GRAFATU :	Permet de construire la structure du grafcet de sécurité.
GRAFP :	Permet de construire la structure du grafcet de conduite.
INITAXE :	Permet de lancer l'opération d'initialisation de l'axe (référence zéro sur capteur bas).
MANUEL :	Permet d'autoriser le positionnement de l'axe en manuel.
PAPHSC :	Permet le paramétrage du compteur rapide et du correcteur PID. Echange de données avec l'unité centrale.
CORRECP :	Autorise le fonctionnement de l'asservissement de position (Correcteur en service).
SORANA :	Permet d'autoriser les sorties analogiques (commande variateur, sorties mesures).
SELCONS :	Sélectionne la consigne en fonction des positions choisies par l'opérateur.

Organisation matérielle



Principe de la commande:

La mesure de position est faite par la carte de comptage rapide qui accumule les impulsions issues du codeur incrémental.

La consigne numérique transmise est comparée à la valeur numérique correspondant à la position de l'axe.

L'écart traité par le correcteur (ici bloc PID utilisé en proportionnel) permet après conversion numérique/analogique de commander le variateur en tension bipolaire (tension -10v à $+10\text{v}$).

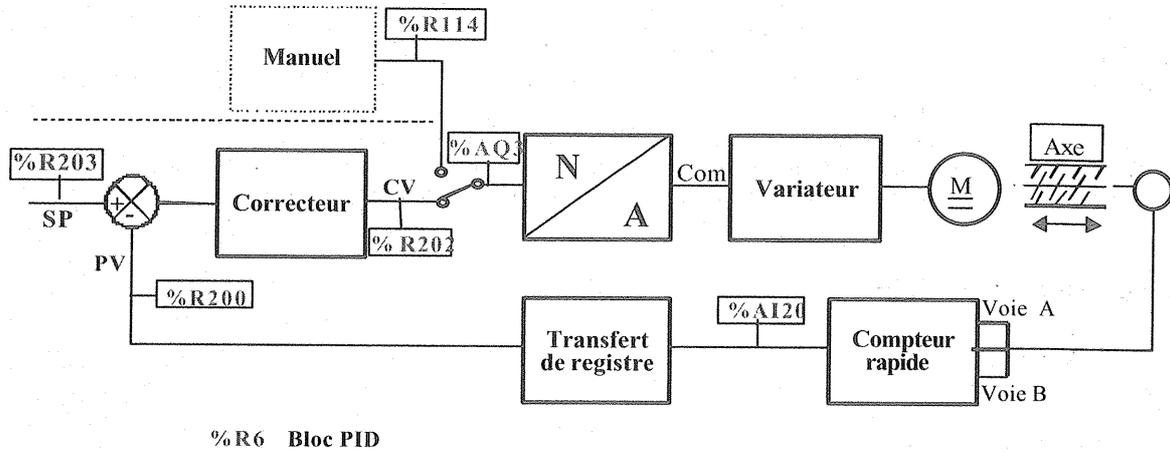
Lorsque l'erreur de position est nulle, cela se traduit par une commande 0v au niveau du variateur donc arrêt de l'axe.

A propos du compteur rapide:

La carte de comptage a été configurée en compteur de type B en mode codeur avec prise en compte des fronts montants de la voie A. La relation entre A et B détermine le sens de comptage. L'exploitation des fronts seuls de A nous conduit à travailler en mode de résolution simple. Le module de comptage échange, à chaque scrutation des E/S, des informations avec l'unité centrale.

Examinons à présent le schéma fonctionnel de la boucle de position.

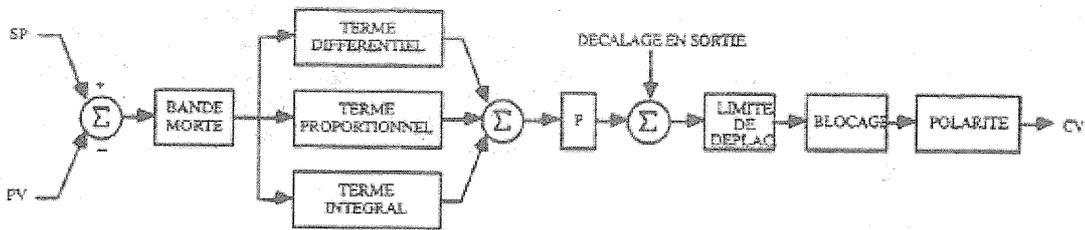
SCHEMA FONCTIONNEL DE L'ASSERVISSEMENT NUMERIQUE DE POSITION



SP : point de consigne
 PV : variable de procédé
 CV : sortie

A propos du correcteur numérique :

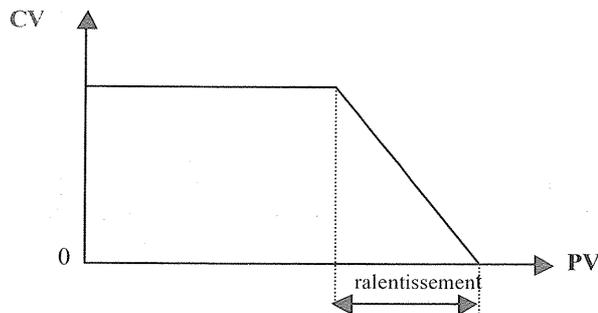
Le bloc fonctionnel PID est exécuté suivant une période d'échantillonnage que l'on peut configurer. Il comprend de nombreux paramètres de réglage.



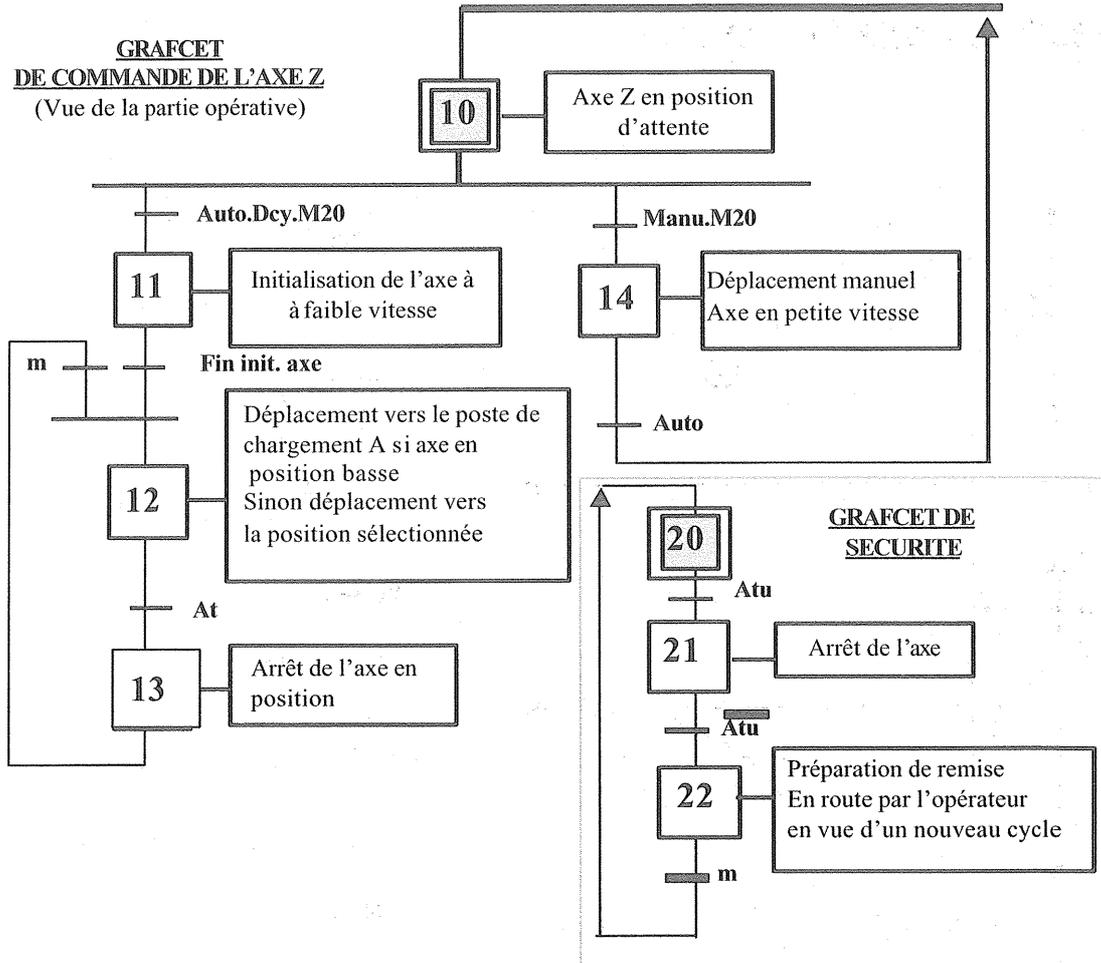
Si P est le terme proportionnel, alors la vitesse sera une fonction linéaire décroissante de la position. En effet, on peut écrire tant que la sortie du correcteur n'est pas saturée :

$$CV = P.(SP - PV) \text{ or } CV \text{ n'est autre que le mot numérique de commande du variateur.}$$

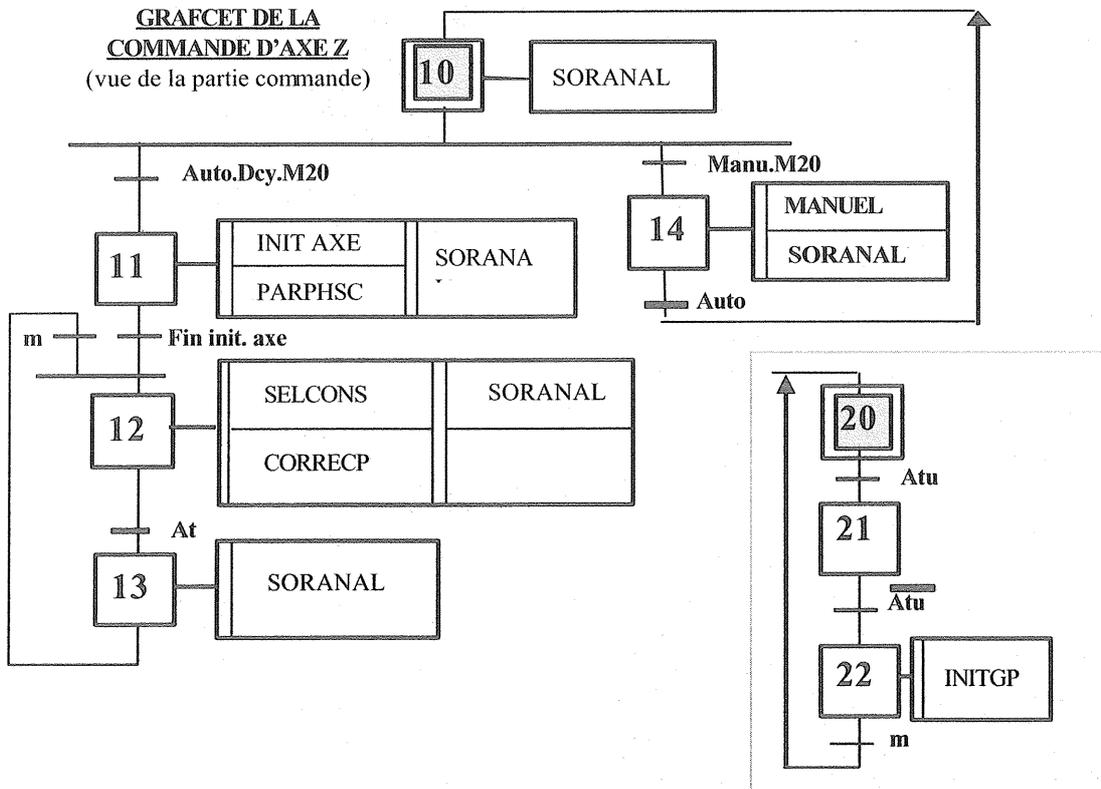
On pourra donc agir sur le terme P pour gagner en précision mais aussi pour définir la distance de ralentissement !. Celle ci sera d'autant plus réduite que le coefficient P sera grand.



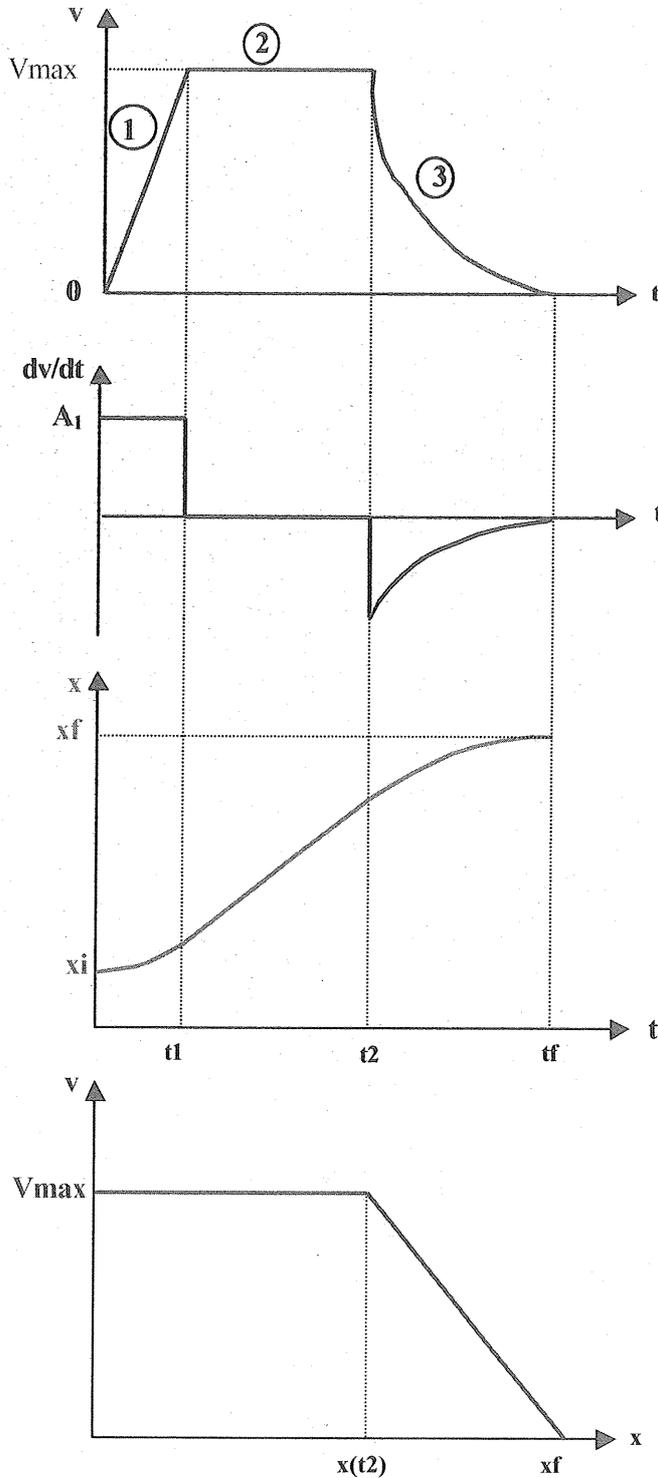
GRAFCET DE COMMANDE DE L'AXE Z
(Vue de la partie opérative)



GRAFCET DE LA COMMANDE D'AXE Z
(vue de la partie commande)



LOIS DE CONDUITE DE L'AXE Z



Phase 1 :

$$v(t) = A_1 \cdot t$$

$$\left(\frac{dv}{dt}\right) = A_1$$

$$x(t) = \frac{1}{2} A_1 t^2 + x_i(t=0)$$

Phase 2 :

$$v(t) = V \text{ max}$$

$$\left(\frac{dv}{dt}\right) = 0$$

$$x(t) = x(t = t1) + V \text{ max}(t - t1)$$

Phase 3 :

A partir de t2, la commande entre dans la bande proportionnelle. Il y a donc relation linéaire entre l'écart et la commande du variateur. De ce fait, on peut affirmer qu'il existe une relation linéaire décroissante entre vitesse et position !.

$$v(x) = V \text{ max} \left(1 - \frac{x(t) - x(t2)}{x_f - x(t2)} \right)$$

$$v = \frac{dx}{dt}$$

$$\frac{dv}{dx} = - \frac{V \text{ max}}{x_f - x(t2)}$$

La distance de ralentissement $x_f - x(t2)$ est fonction de l'amplification au niveau du correcteur de la boucle de position !.

En résolvant l'équation différentielle du 1^{er} ordre en x, il vient : $x(t) = x_f - (x_f - x(t2)) e^{-\frac{V \text{ max}(t-t2)}{x_f - x(t2)}}$

Quelques relevés sur l'équipement réalisé

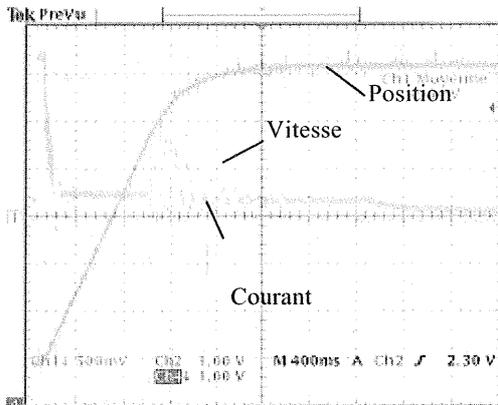


Fig 1:

L'enregistrement est fait pour un déplacement lors d'une montée de la charge avec limitation du courant crête à 12A.

La période d'échantillonnage pour le correcteur est ici longue! (100ms) d'où l'effet d'escaliers sur le signal vitesse.

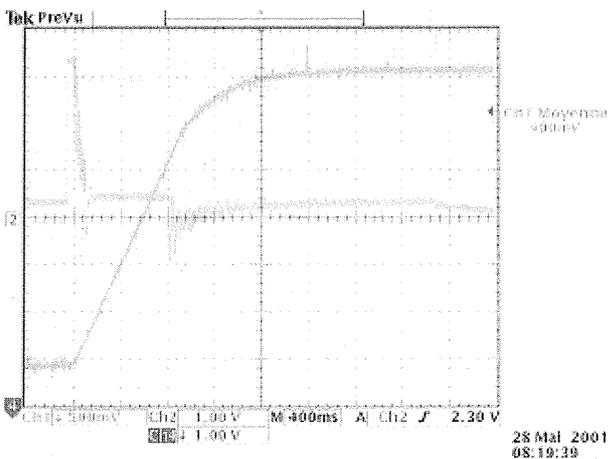


Fig 2

Même relevé mais avec une période d'échantillonnage de 10ms!.

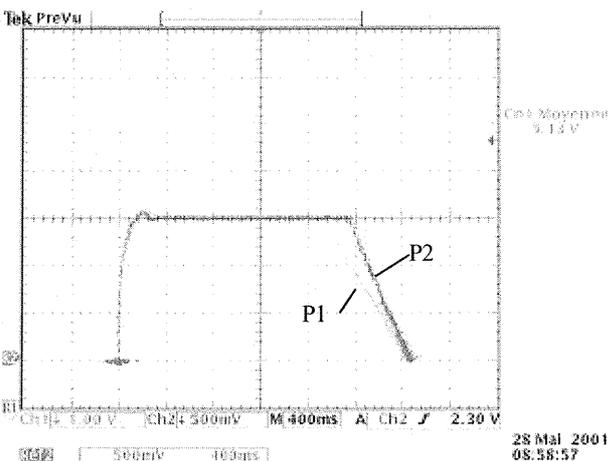


Fig 3

Le graphe représente l'évolution de la vitesse en fonction de la position pour deux valeurs d'amplification du correcteur. ($P2 > P1$)

On constate bien que la vitesse commence à décroître pour une position de l'axe plus proche de la position finale (cas de P2).

EXPERIMENTATIONS SUR LE PRINCIPE DE L'ALIMENTATION A DECOUPAGE DE TYPE FLY-BACK.

Pascal LOOS

Laboratoire GREEN-UHP

Faculté des sciences, BP 239

54506 VANDOEUVRE CEDEX

e-mail : Pascal.Loos@green.uhp-nancy.fr

L'étude de l'alimentation à découpage Fly-Back fait partie du programme officiel des classes de Terminales STI génie électrotechnique. L'article présente une progression possible à ce niveau : en partant des échanges énergétiques et du souci légitime d'être efficace on cherchera à justifier certains des choix technologiques mis en oeuvre pour la réalisation de ce type d'alimentation à découpage.

I. INTRODUCTION

Les élèves de Terminale découvrant l'électronique de puissance au cours de l'année ne peuvent pas avoir une grande expérience des systèmes ayant un fonctionnement séquentiel. C'est pourquoi on peut faire le choix didactique de dissocier la fonction "accumulation d'énergie magnétique" de la fonction "hacheur" en présentant en premier lieu des expériences avec un interrupteur "à main".

D'autre part, j'ai constaté que beaucoup d'étudiants percevaient à tort l'alimentation fly-back comme l'association d'un hacheur et d'un transformateur, c'est pourquoi je débute mon étude par un montage de type hacheur à accumulation inductive non isolé.

II. ACCUMULATION ET TRANSFERT D'ENERGIE MAGNETIQUE.

II.1. Mise en évidence.

On réalise le montage de la **figure 1**. L'alimentation est réalisée avec un générateur de tension continue possédant une limitation ajustable du courant de sortie (METRIX AX 332). Lorsque K est fermé, elle débite un courant d'intensité $I_1 = 0,5$ A.

L'inductance utilisée est une inductance de lissage ($L = 0,2$ H ; $r = 1,4$ Ω). Le condensateur est du type électrochimique ($C = 220$ μ F ; $U_{cmax} = 100$ V)

On visualise le courant i_1 à l'aide d'une sonde à effet Hall et la tension u_C à l'aide d'une sonde différentielle atténuatrice (rapport 1/50 ; impédance d'entrée 8 M Ω).

L'oscilloscope est en mode défilement (mode "ROLL" ou défilement) avec une vitesse de défilement réglée à 2s/div. Ceci permet à l'expérimentateur de manoeuvrer l'interrupteur avec une période d'environ 4 secondes : on obtient l'oscillogramme n°1.

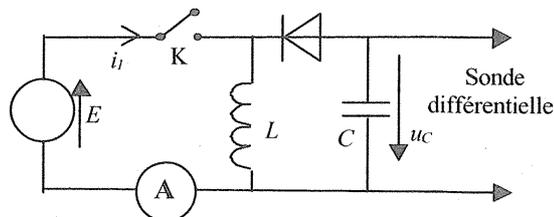
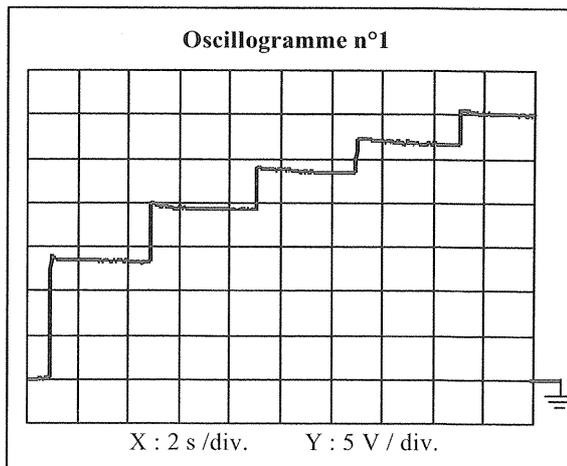


Figure 1

La décharge du condensateur à travers la sonde différentielle se fait avec une constante de temps proche de 30 minutes ($\tau = R \cdot C = 220 \Omega \cdot 8 \text{ M}\Omega = 1760$ s).

On peut donc négliger la chute de tension due à cette décharge au cours des 20 secondes de l'enregistrement.

Nous transférons la courbe obtenue sur un ordinateur et nous traçons la courbe de $(u_C)^2$ au cours du temps (courbe 1).



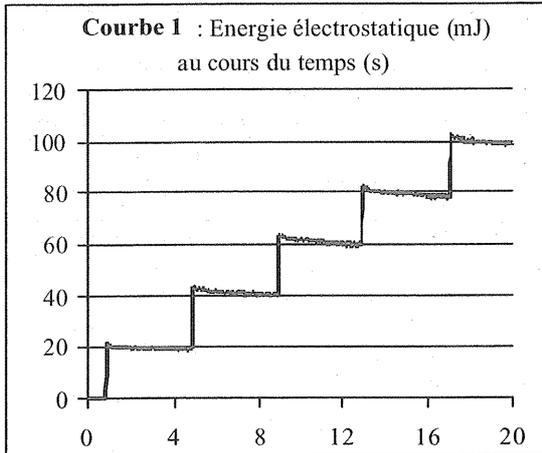
L'observation de cette courbe permet de vérifier que l'on fait varier l'énergie stockée dans le condensateur par saut de valeur constante :

$$\Delta W_{es} = \frac{1}{2} C(U_f^2 - U_i^2) \approx 20 \text{ mJ} \quad (1)$$

Cette énergie doit être comparée à l'énergie magnétique initialement stockée :

$$\Delta W_{em} = \frac{1}{2} LI_i^2 = 25 \text{ mJ} \quad (2)$$

La différence est égale aux pertes joules dans la résistance de la bobine, aux pertes dans la diode ainsi qu'aux pertes magnétiques (Cf. § V.1, annexe 1).



II.2. Rôle de la charge sur la valeur de la tension de sortie

En l'absence de charge la tension aux bornes du condensateur ne peut que croître. Il est donc absolument nécessaire qu'une alimentation Fly-Back ne fonctionne pas à vide. Nous allons maintenant montrer que c'est la charge qui fixe le niveau de la tension de sortie dans le cas du fonctionnement que nous imposons (celui de la démagnétisation complète du circuit magnétique).

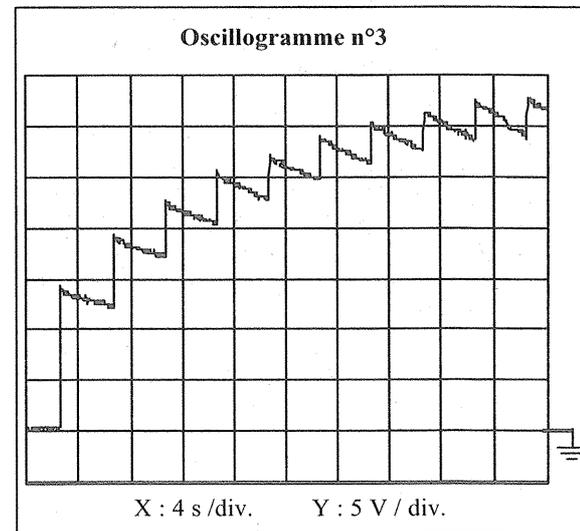
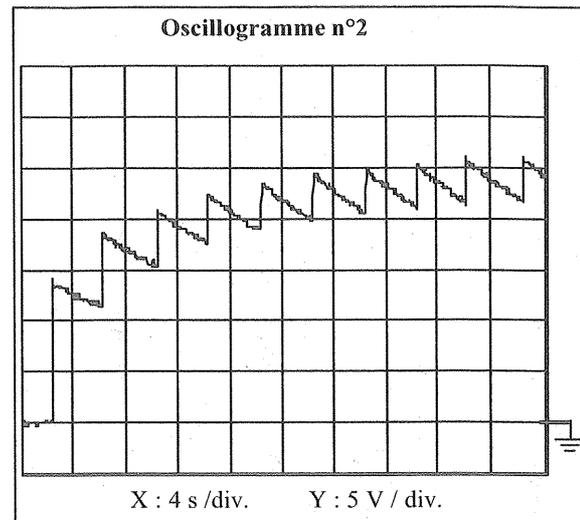
Pour que la tension aux bornes du condensateur soit périodique ($U_C = U_C$), il faut que l'énergie consommée pendant la période soit égale à l'énergie que nous apportons. La fréquence valant 1/4 de Hertz, la puissance consommée par la charge doit être égale à :

$$P = \frac{1}{2} LI_i^2 \cdot f = 6,25 \text{ mW} = \frac{U_{Ceff}^2}{R} \quad (3)$$

Nous choisissons de placer une résistance de charge égale à 100 kΩ ce qui doit nous conduire à une valeur efficace proche de 25 V. Le condensateur étant déchargé, nous relevons la tension u_C obtenue après 9 basculements (oscillogramme n°2).

Nous constatons qu'à la fin de l'oscillogramme, nous sommes proches d'un régime établi et que la tension aux bornes du condensateur se stabilise comme prévu à une valeur proche de 25 V.

En reprenant l'expérience avec une résistance de charge de 200 kΩ, la tension de sortie tend vers 35 V conformément à la relation (3) (oscillogramme 3).



III. PRINCIPE DE LA FLY-BACK ISOLEE.

Nous savons que le transformateur possède une inductance propre magnétisante. L'idée est d'utiliser à la fois le transformateur pour stocker l'énergie et pour isoler la sortie de l'entrée (et/ou adapter l'impédance).

III.1. Etude comparative.

Comparons les performances des trois montages représentés à la figure 2. Le transformateur utilisé est un transformateur Legrand 230 V 2x24 V ; 63 VA. Le nombre de spires de l'enroulement haute tension est exactement égal à 9 fois celui d'un des enroulements basse tension. L'alimentation continue délivre toujours un courant limité à 0,5 A et alimente l'un des deux enroulements basse tension. Le condensateur est initialement déchargé.

Le montage de la figure 2a est identique à celui de la figure 1, l'inductance L étant remplacée par l'un des enroulements basse tension du transformateur.

Pour les deux essais suivants, le condensateur est relié, soit à l'autre enroulement basse tension (figure 2b), soit à l'enroulement haute tension (figure 2c).

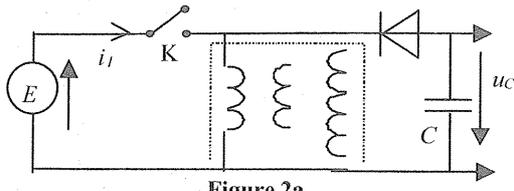


Figure 2a

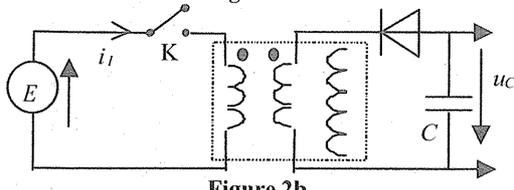


Figure 2b

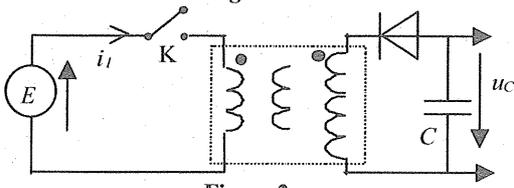


Figure 2c

En réalisant plusieurs fois l'essai pour chacun des montages on constate que la tension qui s'établit aux bornes du condensateur vaut $6,5 \pm 0,5$ V, ceci indépendamment du couplage utilisé. En revanche le courant qui apparaît dans le condensateur est 9 fois plus faible mais existe pendant 9 fois plus longtemps lorsqu'on réalise le couplage du montage de la figure 2c (Oscillogrammes 4b et 4c).

Ceci nous conduit à considérer le transformateur comme l'association d'une inductance $L\mu$ et d'un transformateur parfait : Le schéma (sans fuite et sans perte) de cette association est représenté figure 3.

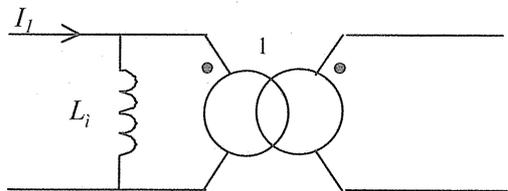
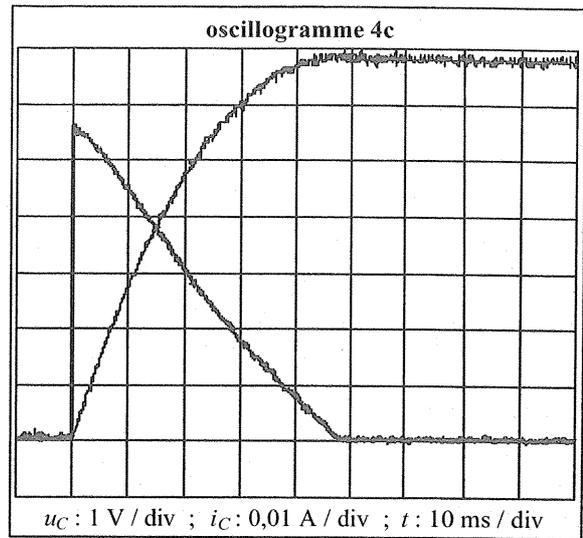
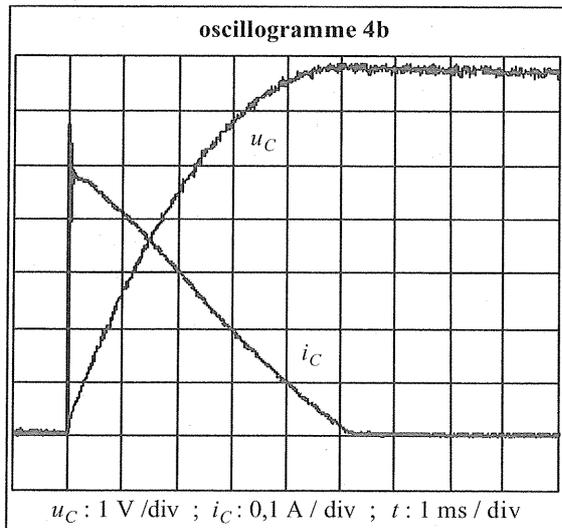
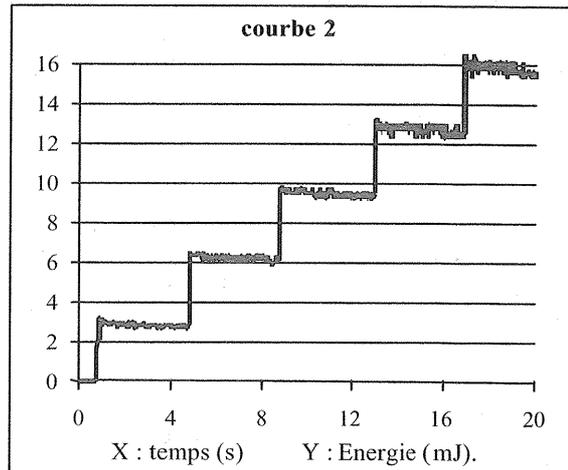


Figure 3



La courbe n°2 représente l'énergie stockée dans le condensateur de sortie lors d'une succession de 5 "fermeture-ouverture" de l'interrupteur K dans l'un des montages de la figure 2. On constate qu'à chaque manœuvre de l'interrupteur elle augmente d'une valeur proche de 3,2 mJ.



III.2. Mesure des pertes, détermination de $L\mu$.

L'allure quasi "triangulaire" du courant au cours du temps (oscillogramme 4b) est suffisamment simple pour pouvoir faire une estimation correcte des pertes au niveau Terminale.

Les pertes par effet Joule dans le transformateur sont calculées à l'aide de :

$$W_{\text{joule}} = \int_0^{T_f} R \cdot i^2 dt \quad (4)$$

avec approximativement de 0 à T_f (5 ms) :

$$i = \hat{I} \frac{\hat{I}}{T_f} \cdot t \quad (5), \text{ d'où } W_{\text{joule}} = \frac{1}{3} \cdot R \hat{I}^2 \cdot T_f \quad (6)$$

La résistance de l'enroulement valant $0,5 \Omega$, les pertes par effet Joule sont proches de 0,2 mJ.

Les pertes dans la diode sont calculées à l'aide de :

$$W_{diode} = \int_0^T u_S \cdot i \, dt \quad (7)$$

u_S étant la tension de seuil de la diode. Si l'on suppose constante cette tension de seuil, l'expression devient alors :

$$W_{diode} = \frac{1}{2} \cdot U_S \cdot \hat{I} \cdot T \quad (8)$$

Le résultat numérique obtenu est de l'ordre de 1 mJ. L'énergie totale absorbée par le montage est donc proche de 4,5 mJ.

De $\Delta W_{em} = \frac{1}{2} L_\mu I_1^2 = 4,5 \text{ mJ}$, on tire $L_\mu = 36 \text{ mH}$.

Remarque : cette valeur est très inférieure à celle déterminée lors de la modélisation en régime sinusoïdal (Cf. § V.2. annexe 2).

IV. CRITERES DE CHOIX DU CIRCUIT

COUPLE.

IV.1. Le couplage doit être le meilleur possible

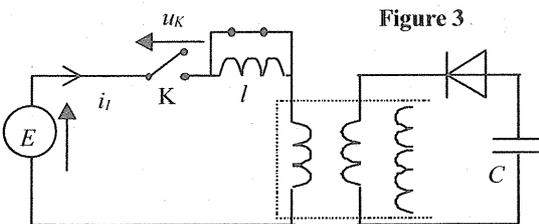
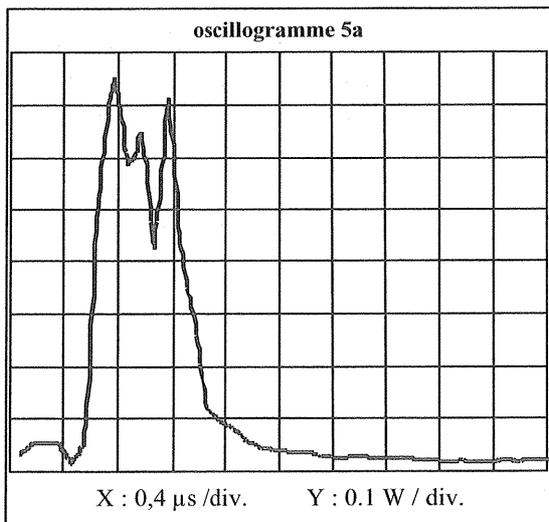
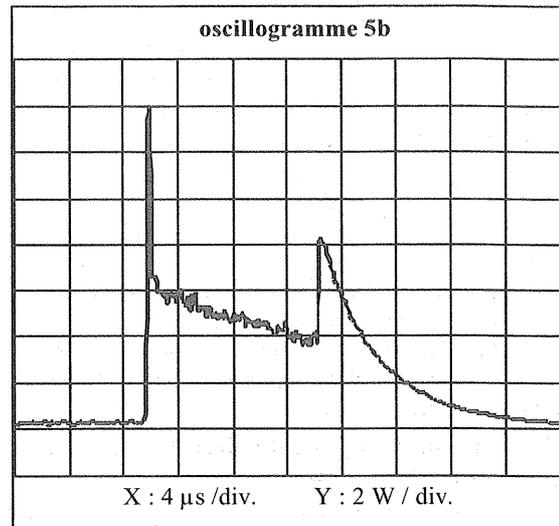


Figure 3.

L'acquisition du produit $u_K \cdot i_K$ permet de visualiser les pertes dans l'interrupteur (oscillogramme n°5a).



L'introduction d'une très faible inductance l (quelques centaines de μH) dans la maille du primaire provoque une augmentation importante de la puissance dissipée par l'interrupteur (oscillogramme 5b)



IV.2. Un paradoxe apparent : L_μ doit être faible.

Considérons le cas où l'alimentation du montage est une source de tension égale à 10 V. Est-il plus judicieux de relier cette source de tension à l'enroulement "24 V" comportant 50 spires dont l'inductance est de l'ordre de 30 mH ou bien à l'enroulement "230 V" qui comporte 450 spires soit 9 fois plus et dont l'inductance, par conséquent, est 81 fois plus grande.

Nous devons d'abord rappeler que l'énergie stockée dans un circuit magnétique vaut :

$$W = \frac{1}{2} \mathfrak{R} \cdot \varphi^2 = \frac{1}{2} \mathfrak{R} \cdot (B \cdot S)^2 \quad (9)$$

\mathfrak{R} étant la réluctance et S la section du circuit magnétique, B le champ magnétique que nous imposons dans le circuit.

Pour des raisons d'économie, il n'est pas intéressant de chercher à dépasser B_{sat} , le champ magnétique de saturation qui vaut, dans le cas de notre transformateur, environ 1,5 T. L'énergie qu'il est possible de stocker est donc limitée à

$$W_{max} = \frac{1}{2} \mathfrak{R} \cdot \varphi_{sat}^2 = \frac{1}{2} \mathfrak{R} \cdot (B_{sat} \cdot S)^2 \quad (10)$$

Ces trois grandeurs sont indépendantes du nombre de spires. Dans le cas où nous relierions l'enroulement comportant 50 spires, nous constatons qu'un courant de 0,5 A ne sature pas le transformateur et que nous stockons 7,5 mJ. Si nous utilisons l'enroulement de 450 spires et que nous voulons atteindre le même état magnétique, nous devons nous limiter à 1/9 de cette intensité soit 55,6 mA. L'énergie stockée reste bien égale à 7,5 mJ :

on ne stocke pas plus d'énergie avec l'enroulement comportant le plus grand nombre de spires.

Calculons ensuite la puissance que pourrait délivrer notre alimentation. Dans le premier cas, pour atteindre l'intensité de 0,5 A il nous faut une durée ΔT_1 avec :

$$\Delta T_1 = \frac{L_1 \cdot \Delta I_1}{E} = \frac{36 \text{ mH} \cdot 0,5 \text{ A}}{10 \text{ V}} = 1,8 \text{ ms} \quad (11)$$

La phase de restitution de cette énergie n'étant pas instantanée, nous ne pourrions donc pas dépasser une puissance transmise égale à

$$P_{\text{max}} = \frac{\Delta W}{\Delta T_1} = \frac{4,5 \text{ mJ}}{1,8 \text{ ms}} = 2,5 \text{ W} \quad (12)$$

Dans le deuxième cas il nous faut une durée ΔT_2 qui est 9 fois plus grande que ΔT_1 pour stocker la même énergie, ce qui conduit à une puissance maximale 9 fois plus faible. **On stocke la même énergie plus lentement avec l'enroulement comportant le plus grand nombre de spires.**

IV.3. La perméabilité du circuit magnétique doit être faible.

Reprenons l'expression de l'énergie magnétique (9) stockée en explicitant la réluctance :

$$W = \frac{1}{2} \left(\frac{l}{\mu S} \right) \cdot B^2 \cdot S^2 = \frac{1}{2\mu} \cdot B^2 \cdot (lS) \quad (13)$$

L'énergie maximum stockée à la saturation correspond au produit de trois termes :

lS : Volume du circuit magnétique,

B_{sat}^2 : carré du champ magnétique de saturation du matériau utilisé pour réaliser ce circuit.

$\frac{1}{2\mu}$ où μ est la perméabilité du matériau utilisé.

L'énergie stockée sera d'autant plus grande que le matériau sera difficilement saturable et que sa perméabilité sera faible.

A la suite de ces deux paragraphes nous sommes amenées à dire que, pour réaliser une alimentation fly-back, il faut utiliser un circuit magnétique constitué de vide et comportant le nombre minimum de spires (une seule pour l'un des deux enroulements). Or ce n'est jamais le cas, nous allons expliquer pourquoi.

IV.4. Du rêve à la réalité.

Réaliser un circuit couplé sans fuites dans le vide n'est possible que si les spires des deux circuits couplés sont bobinées au même endroit.

D'autre part, si l'énergie magnétique est localisée dans tout l'espace, il faut qu'aucun autre circuit ne soit traversé par le champ créé : ce qui revient à dire qu'il nous faut l'espace pour nous tout seul, ce qui n'est pas le cas. D'autres circuits prélèveront donc une partie de l'énergie : pertes par rayonnements. L'énergie doit être "localisée" dans un circuit magnétique.

Enfin, les raisonnements du § IV. 3 ne sont valables que si la source de tension est réellement idéale i.e. pouvant débiter un courant qui tend vers l'infini en un temps qui tend vers zéro, ce qui n'est jamais le cas.

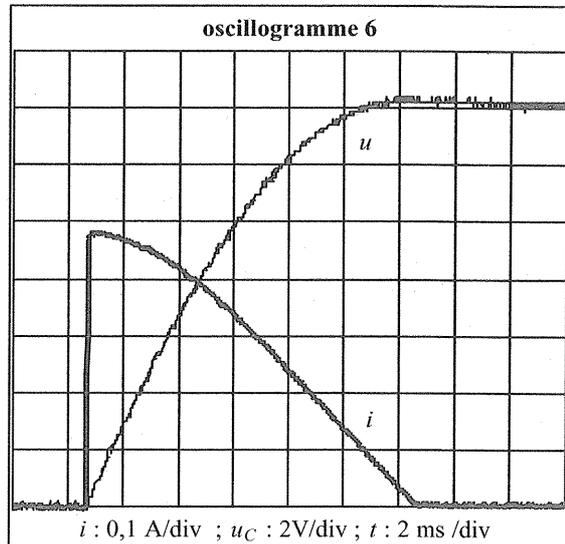
C'est pourquoi le circuit magnétique des alimentations à découpage de type fly-back est réalisé avec un maté-

riau ferromagnétique (en ferrite pour limiter les pertes par courants de Foucault), mais comporte un entrefer localisé ou réparti (poudre amagnétique mélangée avec le matériau ferromagnétique) afin que sa réluctance soit élevée et qu'il soit difficilement saturable.

V. ANNEXES.

V.1. Annexe 1 : calcul des pertes.

Le courant i_C et la tension u_C aux bornes du condensateur correspondant à l'essai du § III sont représentés ci dessous (oscillogramme 6). En admettant qu'ils correspondent à des quarts de sinusoides il est facile de calculer la valeur efficace du courant i ainsi que sa valeur moyenne. On peut donc de la même manière qu'au § III-2 calculer les pertes par effet Joule et les pertes dans la diode.



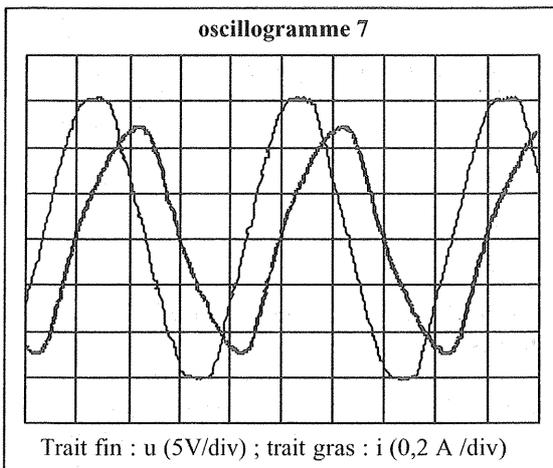
En considérant que la résistance totale du circuit est de l'ordre de $1,5 \Omega$, les pertes par effet Joule, calculées à l'aide de (4) en supposant que le courant à une allure sinusoidale, sont légèrement inférieures à 2 mJ :

$$\text{de } 0 \text{ à } T_f \text{ on a } I_{\text{eff}} \approx \frac{0,5}{\sqrt{2}} \text{ et } W_J = RI_{\text{eff}}^2 \cdot T_f$$

Les pertes dans la diodes calculées à l'aide de (7) sont de l'ordre de 2,5 mJ. Les pertes magnétiques dans le fer ne peuvent pas être calculées mais doivent être de l'ordre du mJ pour que le principe de conservation de l'énergie soit vérifié.

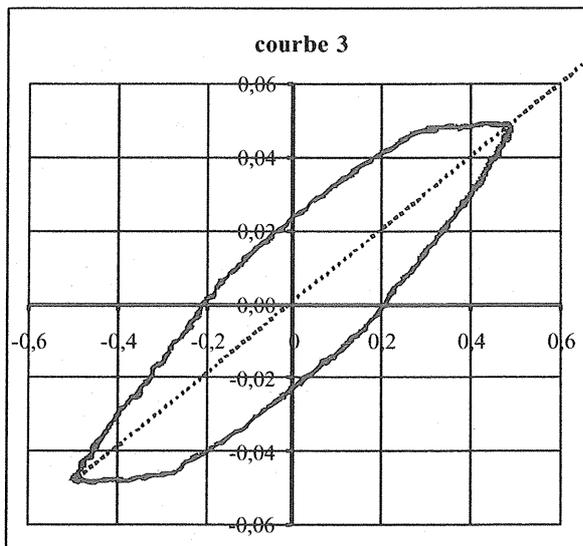
V.2. Annexe 2 : comparaison du modèle en régime impulsionnel et du modèle en régime sinusoidal.

La mesure de l'inductance propre de l'enroulement est effectuée à l'aide d'un essai en régime sinusoidal à 50 Hz. On impose une tension suffisante pour obtenir un courant d'amplitude 0,5 A (oscillogramme n°7



Nous en déduisons que, pour des courants de l'ordre de 0,5 A, L_μ vaut environ 100 mH.

En effet : $Z = \frac{U}{I} \approx 31 \Omega$ et comme la résistance est de l'ordre de $0,5 \Omega$, on a $Z \approx L\omega$.



En effet : $Z = \frac{U}{I} \approx 31 \Omega$ et comme la résistance est de l'ordre de $0,5 \Omega$, on a $Z \approx L\omega$.

Sur la **courbe 3** représentant le flux total dans le circuit en fonction du courant on retrouve cette valeur de 0,1 H : coefficient directeur de la droite en pointillée. Mais le fonctionnement que nous imposons au circuit magnétique n'a rien à voir avec un fonctionnement en sinusoïdal : le courant ne change pas de sens. Au niveau des énergies transmises au condensateur, nous devons tenir compte de l'hystérésis et de l'existence du champ rémanent.

V.3. Annexe 3 : une fausse bonne idée.

On réalise le montage représenté à la **figure 4** Par rapport au montage de la **figure 2b**, nous tentons d'augmenter l'énergie magnétique stockée en plaçant une inductance de forte valeur en parallèle avec le

primaire du transformateur. La diode au primaire a pour but d'aiguiller la totalité du courant primaire (toujours maintenu égal à 0,5 A) à travers l'inductance L . Nous savons déjà (§ IV-2) que l'augmentation de L diminue la puissance que l'on peut transmettre en régime établi. Mais nous allons montrer que nous n'augmentons pas non plus l'énergie transmise du côté du condensateur lors d'un fonctionnement en monocoup.

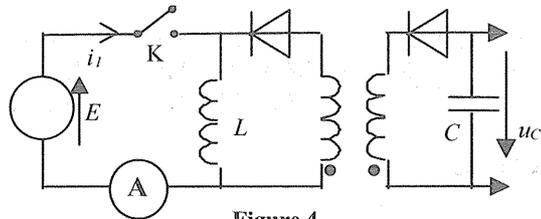


Figure 4

Avec le même mode opératoire que précédemment nous relevons la **courbe n°4** où est représentée l'énergie stockée dans le condensateur. Nous en déduisons que nous imposons des sauts d'énergie d'environ 3,1 mJ, c'est à dire moins important que ceux que l'on transfère lorsque l'on retire l'inductance L . L'étude détaillée de ce montage montre que l'on peut l'assimiler à celui représenté à la **figure 5**

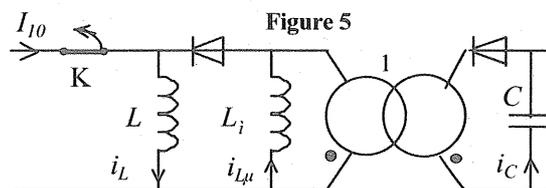
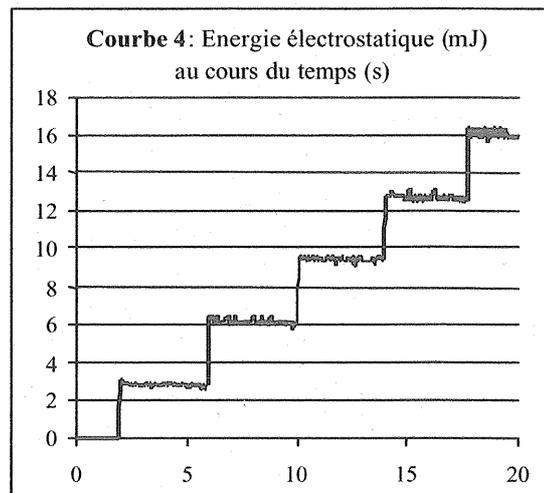


Figure 5

Les calculs (envisageable en STS) conduisent à un transfert d'énergie correspondant à :

$$\Delta W = \frac{1}{2} \cdot \frac{L_\mu \cdot L}{L_\mu + L} \cdot I_{10}^2 \quad (14)$$

donc forcément moins que ce que l'on transmet avec L_μ seule. Le courant i_C s'annule dès que $i_L = i_{L_\mu}$, la plus grande partie de l'énergie stockée reste du côté primaire et se dissipe lentement dans les résistances de l'inductance et du primaire du transformateur.

L'EVOLUTION DE L'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE EN TRACTION FERROVIAIRE

Christian LECLERC

Ingenieur d'études honoraire à la Direction du matériel et de la traction de la SNCF

2ème partie : L'utilisation des diodes sur les matériels de traction

- Revue 3EI n° 26 : Les cellules au silicium, les diodes, les redresseurs à diodes

- Revue 3EI n° 27 : Les matériels moteurs à diodes

Introduction

Avant d'aborder la description des redresseurs de traction à semi-conducteurs qui ont progressivement remplacé les équipements à ignitrons et à excitrons, que nous avons vus en 1ère partie, nous allons commencer par décrire, dans cette 2ème partie, leurs cellules constitutives et débiter par les plus simples d'entre-elles, les diodes.

Sans vouloir entrer trop dans les détails du fonctionnement interne de ces composants de puissance et de leur élaboration, nous allons indiquer leurs principales caractéristiques électriques, mécaniques et thermiques qui conditionnent au premier chef les possibilités en puissance, la complexité et le dimensionnement des équipements qui les utilisent.

Les semi-conducteurs de puissance sont tous élaborés à partir d'un mono-cristal de silicium dans lequel on crée, par des moyens physico-chimiques

appropriés, des zones "dopées" (zones dopées "N" et "P", électroniquement parlant) bien définies dont les frontières constituent une jonction.

Bien que des jonctions semi-conductrices puissent être réalisées à partir d'autres matériaux (le plus connu étant le germanium) seul le silicium, maintenant d'emploi courant, a des caractéristiques électriques et thermiques suffisantes pour obtenir des cellules semi-conductrices utilisables dans des équipements de traction ferroviaire, qu'il s'agisse de fortes puissances ou d'auxiliaires.

Pour illustrer ce propos, le tableau de la *figure 21*¹ compare les ordres de grandeur de quelques caractéristiques fondamentales des différents matériaux semi-conducteurs ; ils sont indiqués selon leur ordre chronologique d'utilisation.

¹ La numérotation des figures de cette 2ème partie prend la suite de celle utilisée en 1ère partie (3EI n° 25)

Matériau utilisé	oxyde de Cu	Sélénium	Germanium	Silicium
Densité de courant : - en refroidissement naturel - en refroidissement forcé	40 mA/cm ² 140 mA/cm ²	70 mA/cm ² 240 mA/cm ²	40 A/cm ² 100 A/cm ²	80 A/cm ² 200 A/cm ²
Tension de blocage en valeur de crête (V)	35	60	300	jusqu'à 5000 (diodes)
Tension de seuil (V)	0,2 - 0,5	0,5	0,5	1
Température maximale d'emploi de l'élément actif (°C)	70	70	80	150 (diode : max 175)
Rendement (%)	85 - 90	90 - 92	98,5	99,6
Encombrement relatif pour une même puissance	30	10	3	1
Tension de seuil approximative (V)	0,2 à 0,5	10	3	1
Utilisation	redresseurs à couche d'arrêt		redresseurs ou dispositifs plus complexes à jonctions	
Observations	n'est plus utilisé	a été utilisé à la SNCF en redresseurs auxiliaires de faible puissance	n'a pas été utilisé en traction à la SNCF	utilisation universelle

Fig. 21 (tableau issu du "cours de traction électrique" SNCF / DETE - F.Nouvion)

B - Les diodes de puissance au silicium, les redresseurs de traction les utilisant

Comme déjà vu en 1ère partie, les premiers redresseurs au silicium sont apparus à la SNCF en 1958 en remplacement expérimental d'ignitrons sur l'automotrice de Savoie Z 9055 (1ère partie - figure 1), puis, nous les verrons installés en 1958 aussi sur l'automotrice Z9057 et, en 1959, sur la locomotive BB 20103. Tous ces équipements avaient été étudiés par Le Matériel Electrique SW à Champagne s/ Seine.

C'était le début de l'utilisation du silicium, matériau semi-conducteur dont les propriétés ont permis l'obtention de jonctions semi-conductrices capables de conduire des courants moyens de l'ordre de 150 A et de tenir des tensions inverses de 700 V.

Il était indispensable d'atteindre ces niveaux de performances électriques pour envisager la réalisation de redresseurs de traction susceptibles de rivaliser, tout d'abord, avec les redresseurs à vapeur de mercure (ignitrons, puis excitrons comme vu plus haut), puis de rapidement les supplanter.

Ces premiers composants, des diodes, qui n'ayant qu'une seule jonction, sont les plus simples des composants de la très grande famille des semi-conducteurs de puissance au silicium, se présentaient sous la forme de "cellules" élémentaires qu'il fallait associer électriquement, tant en série qu'en parallèle, en assez grand nombre, pour constituer les ensembles redresseurs de traction nécessaires aux locomotives et automotrices monophasées.

Il n'y avait donc qu'en redressement du courant alternatif à 50 Hz que l'on voyait apparaître ces semi-conducteurs ; la nécessité d'appliquer une tension inverse entre anode et cathode pour bloquer la jonction, ce qui se produit "naturellement" dans les redresseurs utilisés en traction, interdisait leur emploi dans les schémas propres à la traction en courant continu. Ce n'est qu'à l'arrivée des thyristors que l'on imaginera des schémas à "commutation forcée des semi-conducteurs" spécifiques aux engins "continus", voir "bi-courants".

Avant de développer les diverses applications des semi-conducteurs (en traction mais aussi dans les équipements auxiliaires) sur les nombreuses séries, ou sous-séries, de locomotives et automotrices "monophasées" pures ou "bi-courants" (la partie 1500 V continu restant classique) et en passant par les applications expérimentales, nous allons faire un tour d'horizon de l'évolution des caractéristiques électriques, mécaniques et thermiques des cellules depuis leurs débuts (1958 environ).

B.1 - Les diodes, évolutions des cellules

On définit une cellule comme étant un boîtier étanche qui contient l'élément semi-conducteur élémentaire et qui permet de le raccorder électriquement, de le fixer mécaniquement et de le refroidir.

L'élément semi-conducteur, ou partie active de la diode, est un disque (pastille) de silicium dopé, de faible épaisseur, dont la séparation entre la zone "N" et la zone "P" constitue la "jonction". L'une des faces constitue l'anode, l'autre la cathode.

Indépendamment des apparitions successives des types fondamentaux de semi-conducteurs (diode, thyristors etc.), c'est surtout à travers le diamètre de la pastille de silicium et la conception du boîtier qu'apparaîtront les évolutions successives des cellules.

On y attachera de nombreuses caractéristiques qui permettront aussi de quantifier cette évolution.

Les principales sont les suivantes :

B.1.1 - Caractéristiques électriques

Une cellule est, en première approche, caractérisée électriquement par son calibre en courant (ou intensité nominale) dans le sens passant et par la tension inverse qu'elle est capable de tenir à l'état bloqué. D'autres caractéristiques, qui, bien que sous-jacentes, soient aussi importantes car elles conditionnent en grande mesure le dimensionnement des équipements redresseurs, leur rendement et leur tenue aux surcharges de courant. Les caractéristiques résumées ci-dessous pour les diodes pourront s'appliquer, pour la plupart d'entre elles, aux semi-conducteurs plus complexes que nous verrons par la suite (Thyristors, GTO) et, dans une moindre mesure cependant, aux IGBT.

B.1.1.1 - Caractéristiques à l'état passant

- Courant moyen (I_o), ou intensité nominale :

Habituellement défini comme étant la valeur moyenne du courant (en redressement monoalternance d'un courant alternatif sinusoïdal à 50 Hz avec débit sur résistances du redresseur) que le semi-conducteur peut supporter en permanence, sous réserve d'un refroidissement suffisant.

- Chute de tension directe (V_T) :

Il s'agit de la somme d'une tension de seuil (V_{to}), de l'ordre de 0,8 V, qui correspond au déblocage de la diode et d'une tension sensiblement proportionnelle au courant qui s'apparente à une "résistance dynamique" (r_T) de l'ordre de 0,5 mΩ. La tension V_T s'exprime alors par : $V_T = V_{to} + r_T \cdot I_T$ (I_T étant le courant direct).

La tension V_T diminue légèrement lorsque la température de la jonction augmente. En cas de couplage de cellules en parallèle (très fréquent dans les redresseurs de forte puissance), la répartition équilibrée des courants dans les différentes cellules exigera un refroidissement identique et un choix de cellules ayant, à une température donnée, des tensions V_T proches les unes des autres, d'où la

nécessité d'un tri en VT (ou classement) des cellules utilisées.

- Capacité de surcharge en courant (IFSM) :

S'exprime comme étant la valeur crête que le courant peut atteindre durant 1 seule alternance sinusoïdale (10 ms), durant un nombre limité d'alternances en redressement monoalternance ou en fonctionnement relativement prolongé selon ce régime. On peut représenter cette capacité de surcharge par une courbe $I_{crête} = f(t)$, ce qui permet de déterminer les circuits de protection convenables.

B.1.1.2 - caractéristiques à l'état bloqué

- Tension inverse de pointe répétitive (VRRM) :

Il s'agit de la tension inverse de définition de la diode, si cette tension est dépassée, le courant inverse augmentera rapidement, selon un phénomène d'emballement thermique conduisant à la destruction de la cellule.

- Courant inverse de pointe répétitif (IRRM) :

Courant correspondant à VRRM, il est de l'ordre de qq. dizaines de mA.

On trouvera aussi d'autres définitions des tensions de caractérisation inverse des diodes, telles que :

- Tension inverse de crête (VRWM) :

C'est la tension inverse rencontrée en service normal, excluant les tensions transitoires répétitives. Elle est donc inférieure à VRRM.

- Tension inverse de pointe non répétitive (VRSM) :

Ne doit être atteinte qu'exceptionnellement et de façon très brève si l'on ne veut pas déclencher le phénomène d'emballement thermique destructeur cité plus haut.

La *figure 22*, montre les caractéristiques $i = f(v)$, à l'état passant et à l'état bloqué, d'une diode classique.

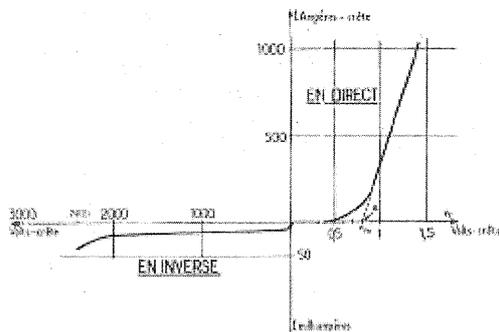


Fig. 22 caractéristiques $i = f(v)$ directe et inverse d'une diode ALSTHOM du type AS24N, 250 A, 2400 V (valeurs données à 150 ° à la jonction). La tension repérée V_{to} (point S) est la tension dite de "seuil" ; pour une jonction au silicium elle se situe aux environs de 0,8 V ; V_{to} décroît légèrement si la température de la jonction augmente. La pente de la caractéristique "directe" est la "résistance différentielle ou dynamique r_T " ; elle a une valeur de 0,5 m environ.

B.1.1.3 - Caractéristiques dynamiques au blocage

Au moment où, sous l'influence de la tension alternative d'alimentation du redresseur, le courant direct d'une diode s'annule, celle-ci ne se bloquera pas instantanément, pour ne laisser passer que son faible courant inverse (qq. dizaines de mA), car il y aura un bref instant où le courant qui traverse la diode aura une valeur inverse assez importante (pouvant aller de qq. A à qq. dizaines d'A).

Cette pointe de courant inverse de blocage apparaît bien à la *figure 23*, elle a presque l'allure d'un triangle dont la pente de croissance négative est égale à la vitesse de variation du courant dans la charge du redresseur (di/dt), donc liée aux réactances du circuit ; l'amplitude du sommet et la pente de décroissance (retour au petit courant inverse à l'état bloqué) sont imposées par la caractéristique dite de "recouvrement" de la diode qui lui est propre. La diode ne sera capable de tenir sa tension inverse qu'après le retour du courant de blocage à sa faible valeur (IRRM).

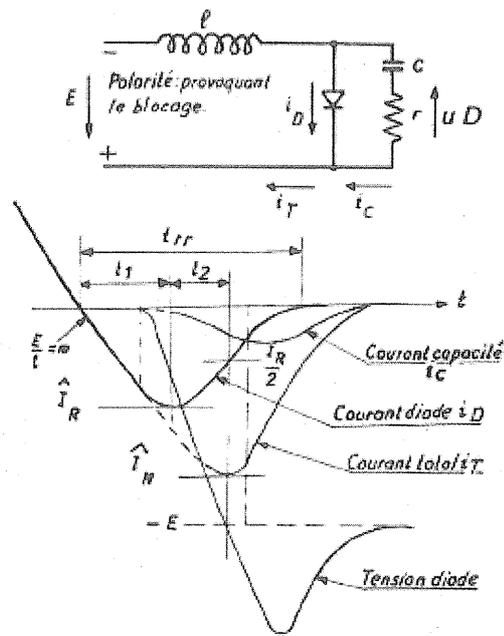


Fig. 23 Le schéma et le chronogramme ci-dessus montrent ce qui se passe au moment où l'on applique une tension inverse à une diode placée dans un circuit selfique. On voit qu'une pointe de courant inverse la traverse pendant un bref temps t_{rr} (dit temps de recouvrement). On remarquera la présence, aux bornes de la diode, du circuit "RC" de limitation de la surtension de commutation.

On trouve donc les 2 caractéristiques dynamiques suivantes (voir aussi les compléments sur [site 3EI]²) :

- Charge de recouvrement inverse (Orr) :

Il s'agit de la quantité d'électricité nécessaire au "recouvrement" du semi-conducteur à son état bloqué, cette charge ($\sum idt$) correspond à la surface du triangle évoqué ci-dessus, elle s'exprime en μC

² lesite3EI.com

(de l'ordre de qq. dizaines à qq. centaines de μC , pour les diodes).

- Temps de recouvrement inverse (trr) :

Il correspond au temps nécessaire au blocage effectif de la diode, donc au temps représenté par la base du triangle évoqué ci-dessus, sur l'axe des temps ; il est de l'ordre de quelques dizaines de μs .

La pente (di/dt) de décroissance du courant inverse (côté droit du triangle) produira, dans les diverses réactances du circuit déjà évoquées, des fém induites qui, venant s'ajouter à la tension de la source d'alimentation, augmenteront le niveau des tensions inverses devant être supportées par la cellule ; elles seront appelées "surtensions de commutation".

Ces surtensions seront en partie absorbées par un condensateur, mis en série avec une résistance de limitation, constituant ainsi un circuit de protection (dit circuit "RC", abréviation de résistance-condensateur).

Comme il sera vu par la suite, dans tout montage utilisant des semi-conducteurs de puissance, un circuit RC (dit RC individuel) sera monté systématiquement entre anode et cathode de chaque cellule.

Lorsque les redresseurs ou autres équipements, utilisant des couplages série de plusieurs cellules, une résistance d'équilibrage statique des tensions, entre les cellules composant la file, sera ajoutée en parallèle avec le circuit RC classique (dit alors RC dynamique) ; le circuit complet sera donc un circuit RRC.

Il existe de très nombreux schémas de circuits de protection ; certains sont parfois assez complexes, pouvant même faire appel à des diodes de faible puissance, on les rencontrera en particulier sur des équipements utilisant des GTO où ils seront appelés "snubbers".

Toujours dans le cas des associations de cellules en série, on tiendra compte du fait que c'est le semi-conducteur qui présente le plus faible Q_{rr} qui se bloque le premier et qui, de ce fait, supportera transitoirement presque la pleine tension inverse appliquée à la file. Il y aura donc lieu d'utiliser des cellules ayant un Q_{rr} différent au maximum de 15% environ d'où, en plus de la présence des circuits RRC individuels, la nécessité d'un tri en Q_{rr} des cellules.

B.1.2 - Caractéristiques thermiques

Toute cellule semi-conductrice est le siège de deux catégories de pertes électriques bien distinctes :

- Les pertes en conduction :

Elles sont définies par le \sum du produit $V_F \times i$ lorsque la cellule est à l'état passant. On atteint, pour une diode de 1,3 V de V_F et avec un courant de charge de 500 A, quelques 650 W de pertes de conduction.

- Les pertes de commutation :

Comme vu plus haut, à propos du recouvrement, le courant qui traverse la cellule ne disparaît pas brutalement lors de la commutation mais prend fugitivement, en inverse, une valeur qui peut être importante tandis que la tension inverse s'établit

entre anode et cathode. Cette brève coexistence de la tension et du courant est la cause de pertes dites de "commutation" qui, en fait, sont réduites par la présence du circuit RC dont le condensateur freine la montée de la tension (ce qui est l'effet recherché).

En conséquence, les pertes de commutation dans la cellule même sont négligeables par rapport aux pertes de conduction ; en fait, on peut considérer qu'une partie de ces pertes sont transférées dans le circuit RC de protection. Les pertes internes à la cellule, dites pertes de blocage, dues au courant inverse de fuite s'y ajoutent mais elles sont aussi très faibles.

Cependant, si le circuit RC comporte une résistance parallèle d'équilibrage statique (cas lorsque plusieurs cellules sont connectées en série), celle-ci sera soumise à la tension inverse pendant toute la durée de blocage du semi-conducteur, il y aura donc des pertes supplémentaires dont il faudra tenir compte.

L'ensemble des pertes dans la cellule devront être évacuées via le boîtier par un système de refroidissement efficace. Il s'agit d'un dispositif extérieur dont on reparlera par la suite.

B.1.3 - Caractéristiques et montage mécaniques

Il s'agit de la présentation extérieure des cellules, on parlera, à cet égard, de leur "interfaçage" mécanique et électrique car c'est par lui que les cellules seront fixées mécaniquement sur leur dispositif de refroidissement et connectées électriquement aux circuits utilisateurs et de protection individuelle (RC).

S'agissant de la technologie d'encapsulation de l'élément semi-conducteur proprement dit, ce qui va suivre s'applique aussi bien aux diodes qu'aux thyristors classiques et aux GTO qui, munis d'une électrode de commande, nécessiteront toutefois l'adjonction d'une interface électrique "petit courant" supplémentaire.

La pastille semi-conductrice est, dans tous les cas, encapsulée dans un boîtier étanche qui constitue à la fois l'interface mécanique de fixation et de refroidissement et l'interface électrique de connexion aux éléments extérieurs.

Les caractéristiques thermiques, propres au dispositif pastille-boîtier, sont les résistances thermiques (qui sont exprimées en $^{\circ}\text{W}$) :

- $R(\text{th})_{\text{JC}}$: jonction / boîtier ("case")

- $R(\text{th})_{\text{CS}}$: boîtier / refroidisseur ("sink")

- boîtier vissé à tresse :

Il s'agit du premier type de boîtier utilisé, dès les années 1960, pour les redresseurs de traction.

La partie principale est une embase cylindrique en cuivre sur une face de laquelle est brasée la pastille semi-conductrice (assemblage du disque de silicium sur une rondelle en molybdène qui lui donne la résistance mécanique nécessaire). Les cellules plus récentes ont utilisé un dispositif de pression de la

pastille sur l'embase du boîtier par rondelles élastiques qui, pour les calibres en courant supérieurs, présente une meilleure tenue vis à vis des contraintes thermiques que le système brasé.

L'embase constitue donc l'une des électrodes (anode ou cathode), elle est filetée directement sur son grand Ø (cas des premières cellules "SW") ou se termine par un goujon de plus petit Ø plus facilement adaptable sur le refroidisseur.

L'embase du boîtier reçoit un "chapeau" en céramique traversé, de façon étanche, par une tresse cylindrique en cuivre qui pénètre jusqu'à la pastille sur laquelle elle est brasée. Cette tresse, d'une dizaine de cm de longueur, constitue la 2^{ème} électrode, elle se termine généralement par une cosse qui permet la connexion aux circuits extérieurs.

Le refroidissement de ce type de cellule s'effectue donc uniquement par la face de la pastille en contact avec l'embase du boîtier, le côté tresse n'intervenant pratiquement pas.

Le contact mécanique du boîtier et du refroidisseur sur lequel il est vissé doit être très intime (recherche de la résistance thermique boîtier / refroidisseur la plus faible possible).

Ordre de grandeur des résistances thermiques propres aux boîtiers vissés :

Ø de la pastille (mm)	16	23	33
R(th) JC jonction / boîtier (°/w)	0,30	0,13	0,10
R(th) CS boîtier / refroidisseur (°/w)	0,07	0,04	0,03

Electriquement, les diodes montées en boîtier vissé à tresse ont des caractéristiques en courant relativement limitées, d'une part, parce que le Ø de la pastille de silicium est au maximum de l'ordre de 33 mm, mais surtout parce que le refroidissement ne se fait que sur une seule face. Le refroidisseur est toujours un "radiateur" à ailettes qui est placé en situation de "ventilation forcée".

On précisera ici que les valeurs des calibres en courants moyens de tous les semi-conducteurs qui seront mentionnés par la suite sont tous donnés dans ce mode de refroidissement.

Les diodes des types 12B120 et 12C120, fabriquées par SW, qui ont équipé les premières locomotives à redresseurs de la SNCF au début des années 1960 avaient déjà un calibre en courant de l'ordre de 200 A moyens et de 1200 V en tension inverse, le Ø de leur pastille était d'environ 16 mm (dit de "taille 5").

Vers 1968, ALSTHOM proposait des diodes des types ASN d'un calibre de 250 A moyens (l'une est représentée à la figure 24), puis AST, toujours en boîtier vissé, capables de 350 A pour des tensions inverses pouvant aller jusqu'à 2500 V, la pastille avait un Ø de 23 mm ("taille 6").

Enfin, on trouve au catalogue WESTINGHOUSE de 1980, les diodes de la famille R700 qui possèdent une pastille de Ø 33 mm ("taille 7") et sont capables d'un courant moyen allant

jusqu'à 500 A pour des tensions inverses susceptibles d'atteindre 4000 V.

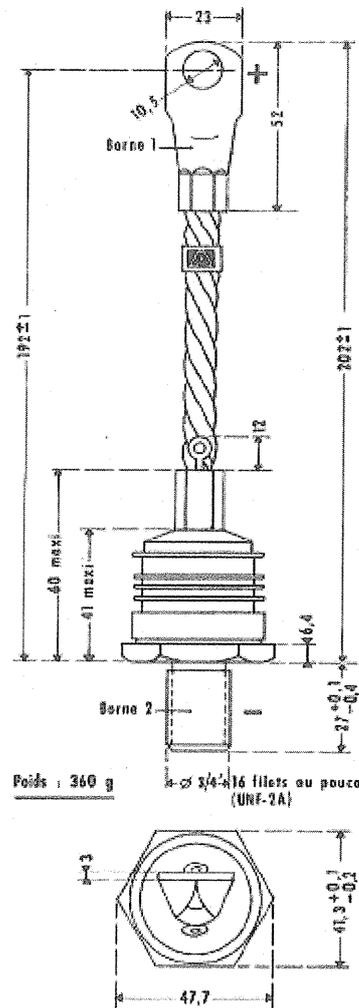


Fig. 24 dessin d'une diode en boîtier vissé à tresse
diode ALSTHOM ASN de 250 A - 2400 V
(Les diodes AST de 350 A ont le même boîtier)

(extrait d'une fiche technique ALSTHOM)

Le petit tableau suivant résume assez bien l'évolution des caractéristiques électriques des diodes en boîtier vissé à tresse :

Années	1960	1968	1980
Ø pastille (mm)	16	23	33
I moyen (A)	200	350	500
U inverse (V)	1200	2600	4000
Exemples et fabricants	12B120, 12C120 - SW	AS26T ALSTHOM	R7004050 CDSW

- boîtier pressé double face :

Nous venons de voir ci-dessus que les limites en courant des cellules en boîtier vissé se situent vers les 400-500 A, la pastille de silicium d'un Ø de 33 mm est la plus grande que l'on puisse utiliser dans ce

type de boîtier qui, s'il est facile à monter mécaniquement, a le grand inconvénient de n'extraire les calories de la jonction que d'un seul côté. Vers 1968 sont apparues les cellules en boîtier pressé lequel est constitué principalement de 2 plots de cuivre reliés par un anneau de céramique au moyen de soudures cuivre/céramique étanches ; ces 2 plots constituent donc l'anode et la cathode de la cellule. La pastille semi-conductrice est prisonnière entre les 2 plots de cuivre. Elle est, pour les premières générations de cellules pressées, brasée sur l'un des plots puis, par la suite, tout simplement laissée "flottante" entre eux avec bague de centrage isolante. Ce type de boîtier ne peut, en aucun cas, être utilisé tel quel car aucun contact franc, tant électrique que thermique, n'est assuré entre la pastille et les plots anode-cathode. Un contact ne peut être obtenu que par une mise en forte compression du boîtier (environ 1000 daN pour une pastille de 33 mm) au moyen d'un dispositif mécanique qui, enserrant l'anode et la cathode, devra être parfaitement isolé électriquement.

Le système de compression est, en général, intégré aux 2 refroidisseurs entre lesquels sera montée la cellule (dans certains cas, favorables thermiquement, où le refroidissement sur une seule face est suffisant, un système de "clamping" du boîtier sur l'unique refroidisseur sera utilisé).

Afin de faciliter l'assemblage en atelier du sous-ensemble constitué par une cellule, les refroidisseurs et le dispositif de compression à effort spécifié, ce dernier utilise, le plus souvent, un empilage de rondelles élastiques (du type "Belleville") qui constitue un système "pré taré" évitant d'avoir recours à des moyens spéciaux de contrôle de l'effort de compression.

Possibilités électriques des cellules en boîtier pressé

Un catalogue ALSTHOM datant de 1968 proposait déjà une diode en boîtier pressé, à pastille de 23 mm, capable de 600 A moyens (type AS..V). A titre de comparaison, la même pastille montée en boîtier vissé était limitée à 350 A (type AS..T).

La *figure 25* met bien en évidence l'augmentation de calibre en courant apportée par les boîtiers pressés, à encombrement à peu près identique, le refroidissement des 2 faces de la pastille faisait toute la différence.

Par la suite, on est monté en puissance avec des boîtiers pressés qui augmentaient en diamètre mais conservaient une forme et une épaisseur à peu près "standard" de 26 mm, telles les diodes ALSTHOM : ASY, à pastille de 33 mm, de calibre 950 A moyens (définis en redressement monophasé de 180 ° de conduction) et admettant des tensions inverses allant jusqu'à 4500 V, puis ASZ, à pastille de 50 mm, de 1800 A mais "seulement ..." capable de 3400 V en tension inverse.

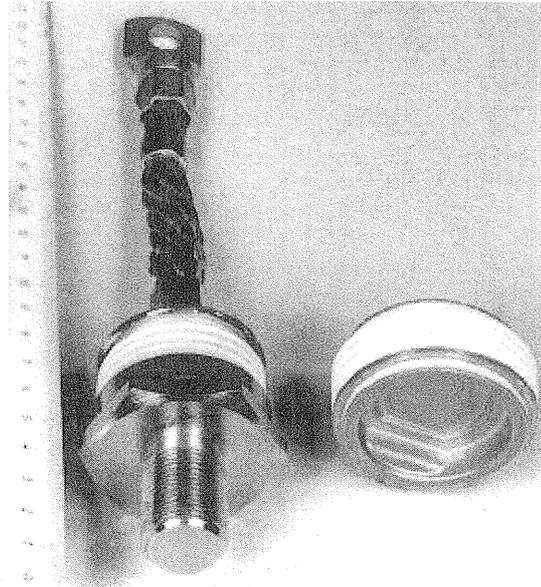


Fig. 25 Vues comparatives de diodes en boîtiers à vis et pressé

- à gauche : diode ASN de 250 A - 2400 V
- à droite : diode ASV de 600 A - 3500 V

Le boîtier pressé de la diode ASV, boîtier ALSTHOM de 1ère génération, était assez particulier puisque la pastille semi-conductrice était emprisonnée entre 2 coupelles reliées par un manchon isolant en céramique.

(la *figure 26* est une vue en coupe de ce boîtier)

(photos SNCF - DETE)

Le dessin du boîtier de la diode ASY est représenté à la *figure 26* ; ses faces planes et unies facilitaient le montage entre des refroidisseurs, également plans, contrairement au premier boîtier (*figures 25*), lequel nécessitait des refroidisseurs munis de plots qui s'emboîtaient dans les empreintes du boîtier.

Le doublement de la surface d'échange thermique entre la pastille et le système refroidisseur explique tout simplement ce saut de performance en courant apporté par le boîtier pressé (équipé d'un refroidisseur de chaque côté bien entendu). Cette augmentation du calibre en courant des cellules sera grandement mise à profit dans les équipements de traction.

On notera toutefois et cela est indépendant du type de boîtier que, vis à vis du couple des calibres en courant et en tension inverse, il y a un certain antagonisme. En effet, les jonctions capables d'une tension inverse élevée sont légèrement plus épaisses (ou sont constituées d'un silicium de plus grande résistivité) que celles de tension plus faible, elles auront une chute directe également plus élevée ce qui, à refroidissement égal, réduira leur calibre en courant. Pour donner un exemple de cet aspect, on peut dire qu'une jonction de 50 mm permettra 2600 A pour 1200 V alors qu'elle "tombera" à 1000 A si elle est conçue pour 4500 V.

La plus grande complexité des dispositifs de montage des cellules, un système de compression intégré aux refroidisseurs est plus difficile et coûteux à mettre en œuvre que le simple vissage d'un boîtier à

trasse, est largement compensée par la réduction du nombre de cellules couplées en parallèle.

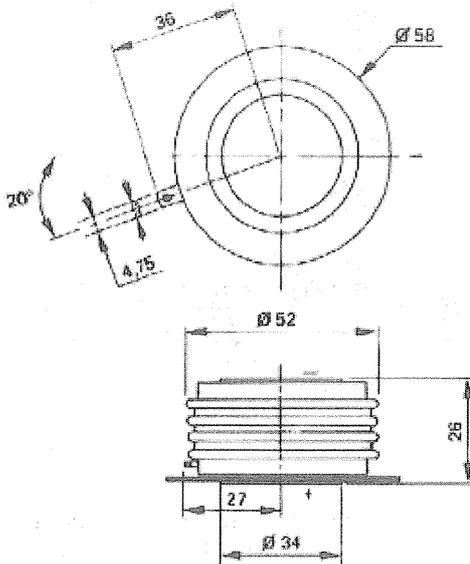


Fig. 26 Diode ASY de 950 A (moyens, 1 alternance) 4500 V max ; la diode ASZ permet 1800 A, son \varnothing ext. est de 67 mm.

(dessin extrait d'une fiche technique ALSTHOM)

Corrélativement, l'augmentation des possibilités de refroidissement de la pastille a permis l'utilisation d'un plus grand \varnothing , c'est ainsi que des diodes et thyristors à pastille de 67 mm ont été développés vers 1978 chez CDSW³, il s'agit des diodes et thyristors du type RA20...

Actuellement, on trouve aux catalogues de certains fabricants de semi-conducteurs, des cellules en boîtiers d'un \varnothing extérieur de 150 mm contenant des pastilles avoisinant les 100 mm de \varnothing , les capacités en courant de telles cellules dépassent les 8000 A pour les diodes ; les pertes en conduction de ces composants sont donc très importantes et les systèmes de refroidissement doivent être conçus en conséquence, leur emploi est réservé aux applications industrielles. La figure 27 représente des cellules ALSTHOM, en boîtier pressé, montées entre leurs refroidisseurs à air.

Le tableau suivant indique l'ordre de grandeur des différentes caractéristiques mécaniques et thermiques de diodes en boîtier pressé avec refroidissement double face :

\varnothing pastille (mm)	23	33	50	67	75	100
\varnothing ext. boîtier (mm)	36	53	68	90	/	150
R(th) JC ($^{\circ}$ /w)	0,07	0,05	0,018	0,013	/	0,007
R(th) CS ($^{\circ}$ /w)	0,02	0,015	0,008	0,007	/	0,001
compression (daN)	550	1000	2000	4800	/	8300
I max. (A moy.)	600	800	2600	4800	5500	8000

³ CDSW : fabricant des semi-conducteurs de technologie Westinghouse établi au Mans (successeur, en ce domaine, de SW à Champagne/Seine).

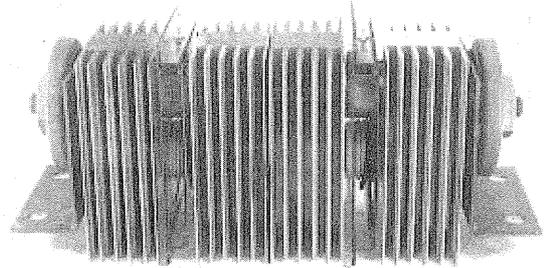


Fig. 27 Cellules ALSTHOM en boîtier pressé

Cellules à refroidissement "double face" montées entre leurs refroidisseurs en aluminium extrudé. Il s'agit, en l'occurrence, de thyristors ATS18H (400A - 1800V) dont les petits connecteurs coaxiaux de gâchettes apparaissent en partie haute des montages. Les boîtiers sont comprimés entre les refroidisseurs par un tirant en acier qui les traverse par un canon isolant ; les écrous de serrage, situés à chaque extrémité, sont isolés électriquement des pattes de connexion (servant aussi de fixations du sous-ensemble) par des coupelles en matériau isolant de grande résistance mécanique. Ces sous-ensembles compacts à 1 ou 2 cellules (thyristors ou diodes) permettent la réalisation de redresseurs en panneaux puissants tels qu'il sera vu plus loin pour les CC 21000 par exemple.

(photographies d'origine ALSTHOM)

B.2 - Applications des semi-conducteurs aux équipements de traction

Le moyen le plus simple d'exposer ce sujet est de le faire de manière chronologique, c'est d'ailleurs la chronologie qui a déjà présidé dans les pages précédentes.

En effet, nous avons évoqué plus haut l'apparition expérimentale des cellules au silicium sur les automotrices Z 9055 et Z 9057 en 1957 1958 puis leur application plus étendue sur la locomotive BB 20103 et les dernières locomotives BB 12000 sorties en 1961. C'est donc à partir de ces matériels successifs que nous allons reprendre plus en détail la "saga", si l'on peut s'exprimer ainsi, des semi-conducteurs de puissance.

B.2.1 - Les redresseurs à diodes seules, les schémas utilisés

Sur ces matériels moteurs, on trouve 2 principaux schémas de redresseurs :

- Le schéma "push-pull", à 2 diodes * (figure 28), que l'on a déjà rencontré, avant l'arrivée des diodes ; on a vu que ce schéma avait été choisi initialement pour les BB 12000 et 16000 à ignitrons, puis pour les BB 16500 à ignitrons et à excitrons, car il facilitait l'installation et le refroidissement à eau de ces tubes à vapeur de mercure. Lorsque les redresseurs à vapeur de mercure ont été remplacés par des redresseurs à diodes, leur schéma n'a pas été modifié.
- Le schéma à 4 diodes *, dit "en pont de Graetz" ou, plus simplement, "en pont" (figure 29). Ce schéma a été utilisé dès l'utilisation courante des cellules au

silicium, donc pour des séries nouvelles de locomotives (BB 17000 et 25500 par ex.) ou d'automotrices qui n'avaient pas d'antériorité en redresseurs à vapeur de mercure car le fait qu'il y ait 4 diodes au lieu de 2 réclame une certaine dispersion des éléments redresseurs qui n'était pas envisageable avec des tubes à vapeur de mercure.

Ce schéma a l'avantage de mieux utiliser le transformateur car il fait travailler l'ensemble de l'enroulement secondaire à chaque alternance, contrairement au montage "push-pull", ci-dessus, où chaque $\frac{1}{2}$ secondaire débite 1 alternance sur 2.

* : En réalité, chacune des diodes de l'un ou l'autre des schémas sera très souvent constituée physiquement de plusieurs cellules mises en série, on constituera ainsi une "file" de diodes. Puis, lorsqu'il faudra redresser un courant important, plusieurs "files" en parallèle seront nécessaires ; l'ensemble des diodes montées en combinaisons séries-parallèles constituera un "bras".

Dans tous les cas, un groupe de cellules, couplées en série-parallèles, ne sera représenté sur les schémas que par le symbole de l'une d'entre elles. Contrairement à ce que pourraient laisser croire la comparaison des schémas de ces 2 redresseurs, le nombre global des diodes réelles est le même (à calibres en tension et en courant égaux). En effet, un seul des 2 bras du montage "push-pull" supporte en inverse le double de la tension qui est appliquée à un seul des 4 bras du montage en pont (puisque la tension totale du secondaire à point milieu du schéma "push-pull" est le double de celle du secondaire unique alimentant le pont). En ce qui concerne le calibre en courant, tous les bras sont dimensionnés pour le même courant moteur dans les 2 types de montage.

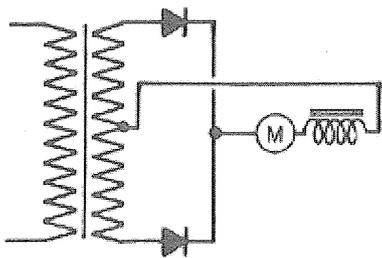


Fig. 28 Schéma d'un redresseur "push-pull"

Une variante du schéma en pont est celle du montage en pont à point milieu (figure 30), utilisable pour des engins à 2 ou 4 moteurs de traction. Comme le montage en pont normal précédent, il fait travailler la totalité du secondaire du transformateur à chaque alternance, chaque demi-secondaire débitant dans l'un des 2 moteurs.

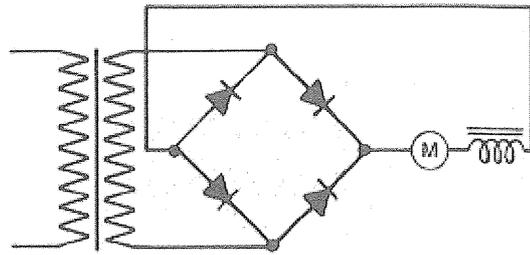


Fig. 29 Schéma d'un redresseur en "pont de Graetz"

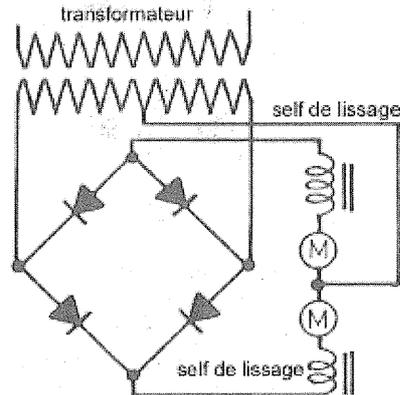


Fig. 30 Schéma d'un redresseur en pont à point milieu. Il est équivalent à 2 montages en "push-pull" mais, comme le schéma en pont normal, il fait mieux "travailler" le transformateur.

B.2.1.2 - Formes des courants et tensions obtenus avec les 2 schémas de redresseurs

Il s'agit, dans les 2, cas d'un redressement des 2 alternances de la tension d'alimentation.

La réactance du circuit secondaire qui alimente le redresseur empêchant l'inversion très rapide du courant aux changements d'alternance de la tension secondaire d'alimentation du pont, il y aura à ces instants transition progressive du courant des diodes encore "passantes" vers celles qui vont commencer à l'être. Cette transition est la commutation qui va être détaillée et expliquée ci-après. La commutation d'un redresseur sera dite "naturelle" car c'est seulement l'inversion de polarité de la tension qui la provoque et non, comme cela sera vu par la suite l'intervention de circuits de puissance annexes destinés à "forcer" cette commutation (pour les "hacheurs" à courant continu par exemple).

Commutation dite "naturelle" des diodes :

La commutation, avec amorçage naturel des semi-conducteurs, est bien représentée par le petit schéma en pont et les chronogrammes de la figure 31.

En ce qui concerne la détermination de la loi de variation du courant secondaire i_2 , débité par le transformateur, pendant son inversion de I à $-I$, qui constitue la commutation proprement dite, des explications et calculs relativement détaillés sont disponibles sur [site 3EI].

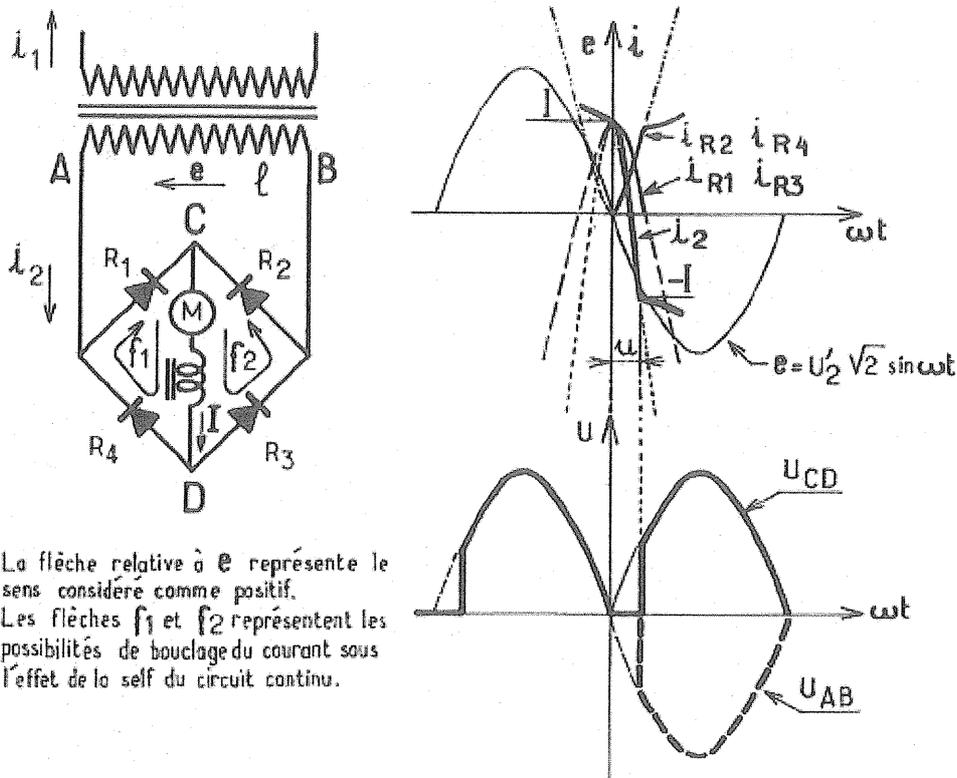


Fig. 31 Chronogrammes représentatifs du phénomène de commutation "naturelle" des bras de diodes d'un schéma en pont (figures extraites du "cours de traction électrique" de F.Nouvion SNCF - DETE)

Représentation des tensions et courants :

La figure 32 montre les formes des tension (U_{CD}) et courant I redressés qui tiennent compte de la commutation qui vient d'être explicitée. On a fait apparaître la différence entre un schéma de redresseur en pont et celui du type "push-pull" ; elle réside dans le courant secondaire i_2 qui, dans le schéma "push-pull", circule dans un seul des 2 demi-secondaires à la fois, selon la polarité de l'alternance (courants i_2 , et i_2').

Le courant primaire est, naturellement, l'image du courant i_2 dans l'un ou l'autre des types de redresseurs. Pour le calcul de la valeur moyenne de la tension redressée U_{CD} , on intégrera une alternance de u à δ (et non plus de 0 à δ) ce qui tient compte du fait que la tension redressée est nulle pendant toute la durée de la

commutation, cette valeur nulle est souvent appelée "palier de commutation".

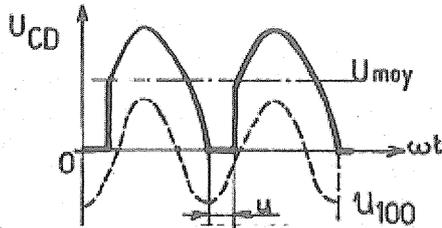
Dans l'expression de la tension $U_2 \sin \omega t$, on remplace ωt par x , ce qui donne pour la tension

$$\text{moyenne : } U_{\text{moy}} = \frac{1}{\pi} \int_u^\pi U_2 \sin x dx \text{ d'où :}$$

$U_{\text{moy}} = \frac{U_2 \sqrt{2}}{\pi} (1 + \cos u)$ et en reprenant l'expression de $\cos u$, établie à propos de la commutation (voir [site 3EI]) :

$$U_{\text{moy}} = 0,9 U_2 - \frac{2X_1}{\pi m^2} I_{\text{moy}}$$

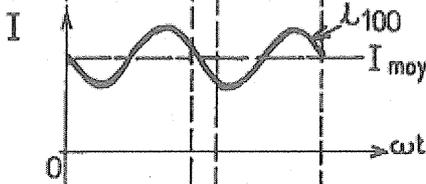
a) tension redressée et ses composantes U_{moy} et U_{100}



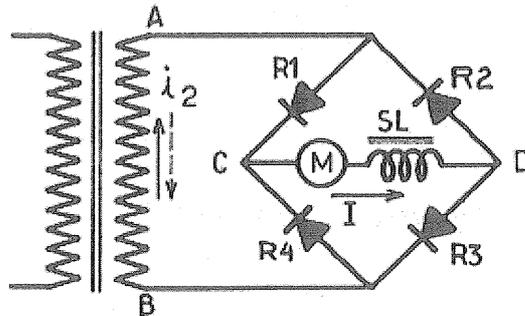
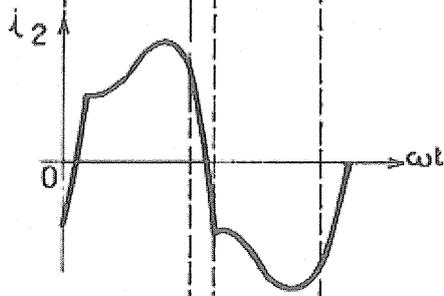
$$U_{moy} = \frac{2U_2\sqrt{2}}{\pi} - \frac{2X'_1}{\pi m^2} I$$

nota : Courant primaire semblable au courant secondaire i_2 de la figure C, que le montage soit en pont ou en push-pull.

b) courant redressé



c) courant secondaire du transformateur dans le cas du montage en pont



d) courant dans chaque demi-secondaire dans le cas du montage en push-pull

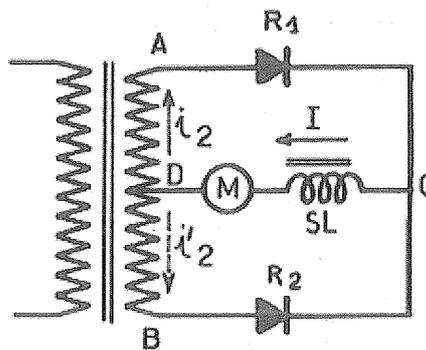
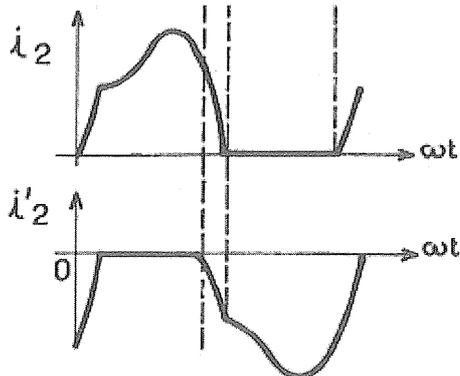


Fig. 32 Représentation des tension et courants redressés tenant compte de la commutation (angle u)

(figures extraites du "cours de traction électrique" de F.Nouvion SNCF - DETE)

Bibliographie :

Les sources bibliographiques utilisées pour cette 2ème partie ont été des documents techniques (feuilles de caractéristiques, diagrammes, photographies) définissant les semi-conducteurs produits par divers

fournisseurs (SW, ALSTHOM, CDSW), des documents de travail internes à la SNCF (DETE) et en particulier le "cours de traction électrique" de F.Nouvion (noté [5] en 1ère partie, La Revue 3EI n°25).

LETTRES
SUR
L'ÉLECTRICITÉ.

Dans lesquelles on examine les dernières
Découvertes qui ont été faites sur cette
Matière, & les conséquences que
l'on en peut tirer.

Par M. l'Abbé NOLLET, de l'Académie Royale
des Sciences, et la Société Royale de Londres, de
l'Institut de Bologne, & Maître de Physique de
M. LE DAUPHIN.



A PARIS,

Chez HIPPOLYTE-LOUIS GUÉRIN, &
LOUIS-FRANÇOIS DELATOUR, rue
S. Jacques, vis-à-vis les Mathurins,
à S. Thomas d'Aquin.

M. DCC. LIII.

Avec Approbation & Privilège du Roi.

CINQUIÈME LETTRE

Sur différents faits concernant l'expérience de Leyde.

A M. FRANKLIN

IL paroît, Monsieur, que dans vos expériences sur l'Electricité, ce que vous avez eu principalement en vûe a été d'examiner à fond ce Phénomène surprenant, dont M. Muschenbroek nous fit part au commencement de l'année 1746 & que je nommai dès-lors, *l'expérience de Leyde*, non pas pour éviter d'en faire honneur au célèbre Professeur que je viens de nommer, comme l'a insinué dernièrement un Auteur mal avisé, (a) & qui connoît bien peu ma façon de penser, mais par la crainte d'enlever injustement à d'autres personnes la part qu'elles prétendoient y avoir & que M. Muschenbroek ne leur dispute pas. (b) Je ne suis point surpris que vous soyez attaché par préférence, à ce merveilleux fait, ni qu'il ait piqué plus que tout autre votre curiosité ; il fit le même effet sur nous lorsque nous l'apprîmes, & encore plus quand nous l'eûmes éprouvé : je l'ai répété le premier en France, & après l'avoir étudié de toutes les manières que j'ai pû imaginer, j'en ai dit mon sentiment il y a six ans pour la première fois ; (c) tout ce que j'ai pû découvrir depuis par rapport à ce même objet, bien loin de me faire changer d'opinion, n'a fait que me confirmer dans mes premières idées, qui se réduisent à ceci. 1°. Dans l'expérience de Leyde tout consiste à électriser fortement un corps de telle nature qu'on puisse le toucher & le manier pendant quelque temps, sans lui faire perdre sa vertu. 2°. Le verre, la porcelaine, & quelques autres matieres ont cette

propriété. 3°. Mais comme on ne peut les électriser que difficilement par communication, attendu que le fluide électrique a peine à les pénétrer ; il faut aider cette opération par quelque moyen. 4°. C'en est un fort bon que de mettre de l'eau dans la bouteille, comme l'enseigne M. Muschenbroek ; & l'on peut dire en général que tout ce qui s'applique exactement à la surface du verre, tout ce qui peut ménager un mouvement libre aux rayons de matiere électrique, est très-propre à cet effet. 5°. On peut même électriser le verre avec succès en ôtant seulement l'air qui est entre lui & le conducteur, & qui empêche que la matiere électrique n'arrive avec assez de force & d'abondance à sa surface. 6°. La commotion qu'on ressent, vient de ce que la matiere électrique du corps non électrisé qui fait l'expérience, est vivement & en même temps choquée, d'un côté par celle qui sort du conducteur, & de l'autre par celle qui s'élançe de la bouteille : cet effet ne diffère point essentiellement des piquures qu'on éprouve en tirant de simples étincelles ; il n'y a de différence que du plus au moins. (d)

Un pareil examen vous a conduit à des assertions tout-à-fait différentes des miennes. Dans l'expérience de Leyde, selon vous, toute la vertu électrique, le pouvoir de donner un choc, réside uniquement dans le verre, & non dans l'eau, ou le corps non électrique qu'on applique à sa surface. Autant la bouteille acquiert de feu électrique par dedans, autant, dites-vous, & précisément autant elle en perd par dehors, de sorte que quand elle est chargée, ses deux surfaces ou demie-épaisseurs sont prêtes l'une à perdre ce qu'elle a de trop, l'autre à reprendre ce qui lui manque pour rentrer dans leur état naturel. Mais vous nous assurez encore que cela ne peut se faire par la voie la plus courte, c'est-à-dire que le feu électrique surabondant ne peut aller d'une surface à l'autre, en traversant l'épaisseur du verre, qu'il faut absolument pour cela une communication extérieure formée par des corps non électriques ; & comme on peut charger la bouteille par dedans ou par dehors, vous prétendez de plus que le feu électrique, en allant de la surface chargée à celle qui est dépouillée, sort toujours par où il est entré, par le crochet de fil de fer, si c'est par là que la bouteille a été électrisée, & jamais autrement ; en pareil cas, par exemple, si l'on achève l'expérience de Leyde, vous regardez comme une chose certaine, que la matiere électrique ne sauroit prendre son essort par la panse de la bouteille touchée extérieurement, soit que le verre soit nud, soit qu'on l'ait revêtu d'une lame de métal à la maniere de M. Watson.

Toutes ces propositions, que j'ai extraites de votre Ouvrage, contiennent, touchant l'expérience de Leyde, une doctrine bien différente de celle qu'on a suivie jusqu'à présent en Europe ; & quant à cette partie l'on ne peut disconvenir que l'Electricité n'ait pris, comme on le dit, *une nouvelle face entre vos mains* : mais cette nouveauté gît-elle en faits ou en opinions ? Si ce sont des faits que vous nous offrez, ils doivent se montrer à ceux qui essaient de les vérifier ; si ce sont des opinions, elles ne peuvent effacer celles des autres Physiciens, qu'autant qu'elles seront plus probables, & mieux

appuyées que les leurs : c'est en suivant ces deux règles que je vais discuter ce que vous nous dites touchant l'expérience de Leyde.

Vous nous assurez premièrement que toute la vertu électrique, *le pouvoir de donner un choc*, reside uniquement dans le verre de la bouteille ; que l'eau, ou plus généralement le corps non électrique qu'elle contient en est totalement privé, & ne sert que comme les armures d'un aimant à unir les particules de matière électrique, & à les tenir rassemblées sur la surface qu'on a dessein d'électriser. J'ai peine à comprendre ce qui a pu vous déterminer à penser ainsi ; cette eau, ces grains de plomb, cette limaille de fer, &c. que vous mettez dans la bouteille, ne sont-ce pas autant de corps électrisables qui touchent au conducteur & qui en font partie ; par quelle singularité ne s'électriseroient-ils pas comme lui ? Est-ce parce que la matière électrique qui s'y porte a peine à entrer dans l'épaisseur du verre ? Ce seroit une raison pour croire qu'il leur en reste davantage, & que ce fluide s'y accumule & s'y concentre, pour ainsi dire, à proportion de la difficulté qu'il trouve à passer outre : mais ne nous arrêtons pas plus long-temps à ce qui doit ou ne doit pas être ; venons à l'expérience que vous avez faite à dessein de prouver votre opinion.

Vous électrisez une bouteille en partie pleine d'eau ; vous versez cette eau dans une autre bouteille, qui n'a point été électrisée ; vous observez que celle-ci, ni l'eau qu'elle contient, ne donnent aucun signe d'Electricité, & vous concluez tout de suite de cette manière : *Nous jugeâmes donc qu'il falloit ou que la force se fût perdue en transvasant, ou qu'elle fût restée dans la première bouteille.* C'est conclure on ne peut pas mieux ; vous ajoutez aussi-tôt : *Nous trouvâmes que notre dernière conjecture étoit juste ; car cette bouteille mise à l'épreuve donna un coup, quoique remplie avec de nouvelle eau qui n'avoit point été électrisée.* Vous avez raison : cela prouve très-bien que votre dernière conjecture étoit juste ; mais la première pourroit l'être aussi, sans préjudice à celle-ci : l'eau transvasée ne peut-elle pas avoir emporté avec elle son Electricité, qui se sera dissipée avant que vous ayez pu en avoir des marques sensibles, sans ôter au verre celle qu'il avoit ? Si cela est, vous n'avez rien prouvé, sinon que le verre retient mieux & plus long-temps son Electricité, que l'eau & les autres corps qu'on lui associe dans l'expérience de Leyde, vérité connue depuis long-temps, & que personne ne conteste.

Or si vous voulez répéter cette expérience de bonne foi & sans prévention, je vous dirai en quoi vous avez manqué ; & je vous promets qu'en procédant, comme il convient, vous trouverez des signes très-marqués de la vertu électrique dans votre eau transvasée ; vous y trouverez *le pouvoir de donner un choc*, c'est-à-dire, que la nouvelle bouteille l'aura reçu d'elle ; ce qui ne pourroit se faire, si l'eau n'étoit pas électrique elle-même : car comment donneroit-elle ce quelle n'auroit pas ? Si vous étiez à portée de vous instruire de ce fait par témoins, je vous en citerois un grand nombre à qui je l'ai montré, sans compter M. de Lor, le plus zélé de

vos partisans, à qui je le fis essayer devant moi, & qui m'en marqua sa surprise par un mouvement involontaire des bras que la commotion lui fit faire. Je vous avertis donc qu'il faut faire cette expérience avec une Electricité passablement forte, éviter les longueurs & tout ce qui peut ralentir ou éteindre la vertu que l'eau emporte avec elle ; que le nouveau vase qui reçoit l'eau ne soit pas d'un verre fort épais, & qu'au lieu d'être posé dur du verre, comme vous le faites, il le soit au contraire sur la main d'un homme, ou sur quelque autre corps non électrique. Si vous procédez ainsi, je vous réponds du succès ; & le fait une fois bien vérifié, doit, ce me semble, vis-à-vis des gens qui raisonnent, fermer la bouche à quiconque s'obstineroit à le nier, sous prétexte qu'il ne lui réussit pas car comme cela dépend de quelques circonstances, il ne faut que de l'ignorance, ou un peu de malice pour le faire manquer ; en bonne règle, quand on dispute de la réalité d'un fait, celui qui le montre a raison de l'affirmer, & celui qui le nie après l'avoir vû, ne mérite pas qu'on fasse de nouveaux efforts pour le convaincre.

Vous ne sçauriez m'objecter que les circonstances dont je fais dépendre le succès de l'expérience, changent l'espèce ; car de quoi s'agit-il entre nous ? n'est-ce pas de sçavoir si l'eau de la bouteille de Leyde est électrique ? Eh bien, si j'entreprends de faire voir qu'elle l'est en effet, ne m'est-il pas permis de faire tout ce que je croirai convenable pour lui conserver la vertu que je prétens qu'elle a ? Je puis donc très-légitimement exiger tout ce que je vous ai prescrit ci-dessus ; ou bien si vous voulez que les circonstances dans lesquelles vous vous êtes renfermé, subsistent, vous ne sçauriez conclure, comme vous l'avez fait, que toute la vertu électrique reside uniquement dans le verre, & non dans l'eau : il faudra vous restreindre à dire que cette eau n'en laisse point appercevoir de marques sensibles, quand elle est traitée à votre manière : mais quiconque sçaura qu'une bouteille de verre posée sur un support de même matière, perd promptement son électricité, si elle en a, ou n'en acquiert que très-difficilement, (e) n'aura pas de peine à comprendre pourquoi en pareil cas, l'eau transvasée ne montre pas d'électricité ; car puisqu'il faut que de son propre fond elle électrise le vaisseau qui la reçoit, plus elle y trouve d'obstacle, moins il lui reste de vertu à manifester, & par-là cette vertu peut être réduite au point de n'être plus sensible.

J'ai oui dire, que touchant le fait de l'eau qui est électrique, après avoir été versée d'un vase dans un autre, on répondoit pour vous, que cette eau dans le temps de sa transvasation formant un corps continu d'une bouteille à l'autre, n'étoit que le véhicule, & non pas le sujet de l'Electricité ; & que cette vertu dans le second vaisseau comme dans le premier, appartenoit uniquement au verre. Mais qu'on me dise donc pourquoi & comment un conducteur d'Electricité n'est point un sujet électrique : n'en pourroit-on pas dire autant & avec aussi peu de vraisemblance, de la barre ou de la chaîne de fer dont on se sert pour transmettre cette vertu au loin ? J'ai trop bonne opinion de vous, pour croire que vous adoptiez jamais une telle réponse ;

mais, si par hasard cette continuité de l'eau dont on prétend tirer avantage contre moi, vous paroïssoit de quelque poids, interrompez la, si vous voulez, & l'expérience n'en réussira pas moins; je le sçavois avant que de l'éprouver, parce qu'un habile Physicien d'Allemagne (f) me mandoit, il y a plusieurs années, qu'il avoit électrisé des personnes convenablement isolées, en leur jettant de fort loin l'eau qu'il avoit préparée pour l'expérience de Leyde.

Quoique je sois bien persuadé & même certain que l'Electricité reside dans l'eau, aussi-bien que dans le verre de la bouteille; cependant j'ai toujours regardé, & je regarde encore ces deux matieres électrisées, comme étant à cet égard bien différentes l'une de l'autre; ce qu'il y a de mystérieux dans l'expérience de Leyde vient, selon moi, de la façon singulière dont le fluide électrique reside & se meut dans le verre, soit que la difficulté qu'il trouve à se cribler à travers, lui donne lieu d'acquérir de nouvelles forces, étant pressé par celui qui continue à venir du conducteur, soit qu'il acquiere dans les pores, & par la réaction des parties propres de cette matiere, quelque modification qui augmente son énergie; il est bien sûr, comme je l'ai remarqué dès les commencemens, (g) que « l'Electricité communiquée à un vase de verre en partie plein d'eau, differe considérablement de celle que les autres corps reçoivent par la même voie: cette vertu y est, pour ainsi dire, concentrée; elle y tient bien autrement que dans une égale masse de toute autre matiere, & ses effets annoncent une force qui n'est pas commune. »

En second lieu, vous nous dites, Monsieur, que la bouteille (& en général le verre qu'on électrise) perd autant de feu par l'une de ses surfaces qu'elle en reçoit par l'autre; vous nous annoncez même cet effet sous une idée si précise, qu'on seroit tenté de croire que les degrés de décroissement répondent à ceux de l'accroissement dans une proportion susceptible de calcul; cette maniere de dogmatiser suppose que l'on s'est bien assuré de ce qu'on avance, & qu'on en a des preuves bien décisives & bien évidentes: j'ai examiné avec soin toutes celles que vous rapportez dans votre Ouvrage; d'autres que moi (h) les ont examinées aussi, & je vous dirai franchement, 1°. que nous n'en trouvons aucune qui établisse *à priori* ce que vous nous enseignez touchant les augmentations & diminutions respectives du feu électrique dans les deux surfaces du verre; 2°. que plusieurs de vos expériences nous montrent des resultats casuels, que le plus ou le moins d'électricité fait paroître ou disparoître; 3°. que les faits qui se trouvent réels & constans, ne prouvent rien pour vous, & je puis les expliquer sans aucune violence par le principe des effluences & affluences simultanées, qui n'est point un système, mais un fait bien prouvé; 4°. quand bien même tous ces faits que vous rapportez en preuves, s'expliqueroient aussi naturellement dans vos principes, que dans les miens, je puis vous en citer d'autres qui combattent directement votre opinion, & qui ne font rien contre moi.

Vous conviendrez sans doute de ces quatre articles; car vous n'avez ni vû ni fait voir par aucune expérience

directe, ni par aucune raison solide prise de la nature des corps, que le verre singulièrement se dépouille ou doive se dépouiller du feu électrique, contenu dans l'une de ses surfaces, tandis que l'autre en reçoit plus qu'elle a coutume d'en avoir: vous nous avez encore moins démontré *à priori* la juste proportion avec laquelle vous voulez que se fassent ces *charges & décharges* du feu électrique, ni la quantité constante & inalterable de ce fluide dans le verre; tout cela est un système que vous avez d'abord ingénieusement imaginé, & auquel vous avez cherché à joindre des preuves par la voie de l'expérience: mais les faits qui viennent ainsi après coup, & dont on tire des conséquences en faveur du principe qu'on a en vû, ne sont pas les preuves dont il s'agit ici: il semble pourtant que vous supposez les avoir par devers vous, ou les avoir données ailleurs; car les expériences que vous rapportez immédiatement après l'exposition de votre système, ne doivent servir que de *confirmation*, si on en juge par le titre.

A l'égard de ces expériences, j'ai à vous demander d'abord pourquoi, lorsque vous voulez faire connoître la différence que l'électrisation fait naître entre la surface du dedans & celle du dehors de la bouteille, vous la posez toujours (cette bouteille) sur de la cire ou sur du verre? Ne sçavez-vous pas qu'étant ainsi placée sur un corps originairement électrique, elle perd promptement sa vertu, (i) & que l'affoiblissement qui s'en fait, doit s'apercevoir d'avantage, & plutôt à la surface extérieure du verre, qu'au fil de fer plongé dans le vaisseau, puisque le métal s'électrise mieux & montre toujours plus d'Electricité que dans le verre. Si vous voulez donc de bonne foi sçavoir & montrer l'état naturel & véritable de la surface extérieure ou du bas de la bouteille, il ne faut la poser ni sur de la cire ni sur du verre, puisque cela seul peut faire changer d'état à l'une des deux surfaces; il convient de la laisser dans toutes les circonstances où elle étoit, lorsqu'on la chargeoit d'Electricité, dans la main d'un homme par exemple, ou sur un support de métal; & alors s'il fait un temps propre pour faire les épreuves de ce genre, vous verrez, tout au contraire du resultat de votre première expérience, que le bas de la bouteille a un *atmosphère électrique*, & que par cet endroit elle repousse aussi (quoique plus foiblement) les corps légers qui se sont électrisés, en touchant au fil de fer plongé dedans; & l'effet sera d'autant plus sûr & d'autant plus marqué, que ces petits corps seront plus électrisables de leur nature; c'est pourquoi je préfere dans cette expérience les petites feuilles de métal aux boulettes de liège, qui ne sont pas susceptibles d'une forte électricité.

J'ai la même chose à dire sur votre troisième expérience; le jeu de la balle de liège entre le fil de fer plongé dans la bouteille, & celui qui s'élève du bas de ce vaisseau par dehors, vient, à mon avis, de ce que celui-ci n'est que foiblement électrique en comparaison de l'autre: & toutes les électrisations que vous appelez *en moins* ou *négatives*, ne me semble être autre chose que de foibles degrés d'Electricité, qui deviennent comme nuls vis-à-vis de plus grands; (k) j'ai vérifié cette pensée, en laissant pendre la balle de liège entre le

fil de fer plongé dans la bouteille, & un autre semblable qui n'étoit point électrique, & qu'une personne tenoit à une distance convenable ; j'ai vû à peu près le même effet que dans votre expérience ; je dis à peu près, pour marquer, que ce n'est ni à la première ni à la seconde épreuve qu'il faut s'en tenir, lorsqu'il s'agit des résultats qui concernent le plus et le moins, parce que le moindre accident est capable de les faire varier : ce n'est que par des répétitions sans nombre qu'on en peut juger avec quelque sûreté. Au lieu donc de nous en tenir à ces petits effets qu'on voit à peine, & qui passent du tout au rien, pour le peu qu'il arrive de changement dans la manipulation, consultons ceux qui sont plus marqués, & dont la grandeur maîtrise, pour ainsi dire, les circonstances qui ne sont point essentielles, ou qui ne peuvent les affoiblir.

Je prens, par exemple, avec ma main & par son crochet une bouteille nouvellement chargée, & je la tiens ainsi en l'air : selon vous la surface extérieure de ce vaisseau est électrisée *en moins* ; elle ne peut que recevoir du feu électrique ; elle n'a point d'atmosphère de répulsion : cependant si j'en approche à trois ou quatre pouces de distance une petite feuille de métal nouvellement électrisée, & pendante à un fil de soye, je vois (& vous le verrez de même quand il vous plaira) que ce petit corps, au lieu de se précipiter vers la bouteille, s'en tient constamment éloigné, & qu'il résiste aux mouvemens que je fais pour l'approcher ; dites-moi donc, je vous prie, d'où vient cette résistance, s'il n'y a rien de répulsif autour de la bouteille, & si l'atmosphère de matière invisible qui entoure la petite feuille électrisée, est de la nature de ce feu, dont la surface extérieure du verre a été dépouillée, & qu'elle est prête à reprendre ?

Me direz-vous, Monsieur, qu'en tenant ainsi la bouteille par son crochet, j'ôte peu à peu à la surface intérieure la quantité surabondante de son feu électrique, & que par-là je donne lieu à la surface de recevoir ou de l'air ou des corps environnans, celui qui lui manque ?

Mais pourquoi ce feu qui rentre & qui vient des environs, n'entraîne-t-il pas avec lui ce qu'il rencontre sur sa route ? pourquoi la petite feuille de métal n'obéit-elle pas à ses impulsions, si rien n'y met obstacle ? par quelles raisons le feu électrique qui forme son atmosphère, n'est-il pas le premier absorbé par ce verre épuisé, à qui l'on donne la liberté de se remplir ?

Faisons encore une expérience : électrisons *négativement* (pour parler comme vous) un homme placé sur un gâteau de résine, en lui faisant tenir une bouteille bien chargée, du crochet de laquelle on tirera jusqu'à la dernière étincelle. Vous dites que cet homme peut bien tirer du feu électrique des autres corps non électrisés ou électrisés en plus, mais que ceux-ci n'en tirent point de lui : pour vous convaincre du contraire, que cet homme sans descendre de son gâteau, approche ses doigts du globe de verre tandis qu'on le frotte, & prenez bien garde aux franges de feu qui s'y montreront, vous verrez très-distinctement que ces écoulemens viennent de lui, & vous pourrez les faire durer autant que l'électrisation du globe sera soutenue ; vous verrez

encore de pareils feux au bout de son doigt, s'il le présente à la main étendue d'un autre homme qu'on électrise fortement : celui-ci vous certifiera qu'il sent le souffle de ces aigrettes, avant que les deux corps soient assez près l'un de l'autre pour les rendre lumineuses : ce sont ces émanations qui, à un plus grand degré de proximité se convertissent en étincelles piquantes, & capables d'enflammer ; quand on les examine avec soin, on reconnoît aisément qu'elles viennent pour le moins autant du corps électrisé *négativement*, que celui qui l'est *positivement*.

Tout cela bien considéré, me fait croire, comme je l'ai déjà dit, que l'Electricité *en moins*, n'est autre chose qu'un degré de vertu plus foible ; que tout corps électrisé, de quelque manière qu'il le soit, sans en excepter la bouteille de Leyde, à toutes ses surfaces entourées d'une atmosphère plus ou moins étendue de rayons électriques, & que par conséquent on n'est point fondé à croire que le verre qu'on électrise perd autant de son feu par un côté, qu'il en acquiert par l'autre.

Vous nous citez d'autres expériences, dont les résultats sont à la vérité plus sûrs & plus constans que ceux dont j'ai parlé précédemment ; mais je ne vois pas quel avantage vous en pouvez tirer pour votre système, si ces effets quadrent très-bien avec le principe des effluences & affluences simultanées, ce qui est un fait prouvé par des expériences directes & décisives : faisons-en l'épreuve sur quelques-uns.

Vous suspendez librement un fil de lin à un demi pouce de distance de la bouteille électrisée ; & vous remarquez qu'à chaque étincelle que l'on tire du fil de fer qui est plongé dans cette bouteille, celui de lin est attiré vers le verre : cela doit être pour deux raisons bien connues, la première est que la matière électrique qui cherche à sortir de la bouteille, & que je nomme *effluence*, se porte de préférence vers le doigt qui se présente au fil de fer, parce que ce nouveau milieu est plus perméable pour elle que le verre ou l'air qui l'environne de toutes parts ; (1) la seconde est que la matière électrique qui vient de tous côtés à la bouteille, & que j'appelle *affluence*, y vient plus abondamment & avec plus de force, quand la matière effluente en se portant ailleurs lui fait moins d'obstacle : & c'est cette affluence augmentée, à laquelle on donne lieu en approchant son doigt du fil de fer, qui précipite le fil de lin vers le corps de la bouteille.

Que prétendez-vous prouver par la quatrième expérience, dans laquelle vous faites étinceller successivement le crochet & le bas de la bouteille, en les touchant l'un après l'autre avec un fer courbé & isolé au bout d'un bâton de cire d'Espagne ? ne sçait-on pas qu'on fait cesser l'Electricité d'un corps quand on en tire des étincelles ? Ce que vous faites ici sur la bouteille de Leyde, vous l'éprouverez de même sur une barre de fer ou sur tout autre corps électrisé, à cela près que l'effet seroit plus prompt : faudroit-il dire aussi que vous lui rendez par un côté le feu que vous lui ôtez par l'autre ? Il est comme visible que les étincelles naissent du choc des deux courans de matière électrique qui vont en sens contraires, & ce choc peut-il manquer d'affoiblir

ou de faire cesser ces effluences et affluences, en quoi consiste cet état des corps qu'on nomme *Electricité*? Voyez, s'il vous plaît, dans mon *Essai* les explications du second & du sixième fait de la seconde classe.

Il n'est pas impossible, comme vous le dites, de charger la bouteille de votre cinquième expérience, couverte par en bas d'une feuille de métal, qui communique par un fil de fer au crochet; j'en suis venu à bout plus d'une fois: je conviens pourtant que cela est difficile, & qu'on y réussit rarement; mais cela vient-il comme vous le prétendez, de ce que le feu électrique ne fait que circuler, & de ce qu'il en vient d'en-haut autant qu'il s'en dissipe par en bas? n'est-il pas plus naturel de penser que la matière électrique qui vient du conducteur, & qui pénètre bien plus aisément dans le métal que dans le verre, enfile de préférence le fil de fer de communication & l'enveloppe de métal, & que de-là elle se répand dans l'air? Vous appercevrez même des marques bien sensibles de cette dissipation, si vous faites l'expérience dans un lieu obscur: cette anse de métal qui communique du crochet à l'enveloppe, vous paroîtra toute hérissée d'aigrettes lumineuses & bruyantes (*Fig. 6.*) ou si l'Electricité n'est point assez forte, vous en sentirez au moins le souffle, en y présentant le revers de la main.

Votre onzième expérience que vous trouvez si jolie, & qui l'est en effet, ne prouve rien autre chose, sinon que la matière électrique qui reside ou qui passe dans les corps dont on se sert pour établir la communication entre la bouteille de Leyde & le conducteur d'Electricité, reçoit au moment de l'explosion un choc qui la fait briller ou éclater aux endroits où la continuité n'est que peu interrompue: c'est ce que j'ai rendu sensible en faisant faire l'expérience de Leyde à deux hommes, qui au lieu de se tenir par la main, se présentoient seulement le bout du doigt à quelques lignes de distance l'un de l'autre; lorsqu'on acheva l'expérience, il parut dans ce petit intervalle une lueur subite, ou une sorte d'étincelle, qui marqua assez sensiblement le conflit de deux courans de matière qui s'enflammoient mutuellement. (*m*)

Au lieu d'employer deux hommes, si j'en avois mis trente ou quarante qui se fussent ainsi présenté le bout du doigt, n'est-il pas évident que l'effet dont je viens de faire mention, se seroit multiplié autant de fois? & ne doit-on pas croire qu'on verroit la même chose arriver, si en place de ces hommes, on se servoit de petits bouts de fil de fer, presque contigus les uns aux autres? Non-seulement je le présume, mais j'en suis sûr pour l'avoir éprouvé d'une manière équivalente: voyez le fait & l'explication dans mon, *Essai* pag. 188.

Les filets d'or qui se trouvent sur la couverture des Livres dont vous vous êtes servi dans votre expérience, de même que les papiers dorés ou argentés, que M. Boze a fait étinceller de mille manières, il y a plusieurs années, ne nous présentent point des phénomènes, qui diffèrent essentiellement de ceux dont je viens de parler: ce sont toujours des particules de métal contiguës les unes aux autres, mais dont la continuité est souvent interrompue; & c'est par-là que la matière

électrique éclate en lumière, lorsqu'elle reçoit des chocs par l'extrémité des lignes sur lesquelles sont rangés ces petits corps très-électrisables de leur nature.

Mais si vous prétendez que ces éclats de lumière, quand vous faites entrer les filets dorés dans le cercle de communication, *rendent extrêmement sensibles le passage du feu électrique de la partie supérieure à la partie inférieure de la bouteille, pour rétablir l'équilibre*; je prendrai la liberté de vous demander ce qu'ils signifient, lorsque tenant la bouteille dans la main, on fait étinceller le crochet contre ces mêmes dorures; car tous ces petits feux y brillent comme dans les premiers cas.

Je trouve encore à la fin de votre Livre deux expériences, sur lesquelles il paroît que vous comptez beaucoup, pour prouver que l'une des surfaces du verre qu'on électrise, perd autant de son feu que l'autre en acquiert de nouveau; c'est pourquoi je les ait répétées avec soin, pour sçavoir de quelle force elles pouvoient être: voici la première.

Vous frottez le globe avec un coussin, que vous séparez de tout autre corps par l'interposition d'un carreau de glace ou de verre épais. Vous suspendez au conducteur une fiole, dont la partie inférieure est couverte d'une enveloppe de métal; & vous observez, dites-vous, qu'elle ne se charge pas, quoiqu'on la tienne à pleine main.

Sur ce premier résultat mon expérience diffère de la vôtre: ma bouteille, dans les circonstances que je viens d'énoncer, s'est chargée plusieurs fois, foiblement il est vrai, mais assez pour me faire sentir une commotion. Il y a lieu de croire que cette différence vient de la nature des coussinets, que nous avons employés vous & moi pour frotter, de la qualité et de la dimension des globes, ou du temps plus ou moins favorable à l'électrisation. Les coussinets dont je me sers, sont fait de morceau de cuir de buffle cousus les uns sur les autres, & attachés sur un morceau de bois creusé conformément à la courbure du verre. Mes globes sont de cristal d'Angleterre; ils ont environ un pied de diamètre; & quand j'ai réussi à charger efficacement ma bouteille, c'étoit dans des jours où l'Electricité étoit forte.

Vous ajoutez que la fiole se charge, si l'on forme par le moyen d'une chaîne (de fer apparemment) une communication du bas de la fiole ou de l'enveloppe de métal dont elle est couverte, au coussin qui frotte le globe.

Ici, Monsieur, je vous demande, si vous supposez qu'on tienne encore la main appliquée à la fiole: je me persuade, quoique vous ne le disiez pas, que vous supprimez cette circonstance; car sans cela comment pourriez-vous dire peu de lignes après: *La bouteille est chargée avec son propre feu, nul autre ne pouvant y entrer*? L'homme le moins initié dans cette matière, vous répondroit avec raison que le globe tire du feu électrique de la personne qui tient la bouteille, par la chaîne de communication.

Je crois donc avoir opéré comme vous, en ne faisant toucher à la bouteille que la chaîne de fer, qui s'étendoit depuis son enveloppe de métal jusqu'au coussinet isolé,

qui frottoit le globe ; cette chaîne avoit environ quatre pieds de longueur, & les anneaux allongés qui la composent, étoient d'un fil de fer gros comme une petite plume à écrire : en m'y prenant ainsi, j'ai eû de la peine à charger la bouteille ; mais avec de la patience & en choisissant le meilleur temps, j'en suis venu à bout : sur ce dernier point je suis donc d'accord avec vous pour le fait ; mais je ne puis convenir de la conséquence que vous en tirez, en disant que dans cette électrisation, il n'entre dans la bouteille que le feu électrique qui vient de sa surface extérieure ; & quelle certitude en avez vous ? La matière électrique n'est-elle pas répandue dans l'air de l'atmosphère ? & pourquoi ne voulez-vous pas que la chaîne & le globe y trouvent ce feu électrique qui passe par le conducteur dans l'intérieur de la fiole ? il faut montrer que cela est impossible, ou que cela n'est pas, si vous voulez que votre conséquence soit reçue.

La seconde expérience que je trouve au même endroit, consiste à suspendre deux balles de liège à deux fils de lin attachés au conducteur ; & à faire voir que ces deux corps, soit qu'ils ayent de l'Electricité, soit qu'ils n'en ayent pas, ne changent point d'état, lorsqu'avec un fil de fer courbe & isolé au bout d'un bâton de cire d'Espagne, on fait l'expérience de Leyde, en touchant d'une part la bouteille électrisée, & de l'autre le bout du premier conducteur. Vous insérez de là que le fluide électrique passe uniquement de la surface intérieure de la bouteille à celle du dehors par le fer de communication que l'on y applique, parce que, dites-vous, s'il se répandoit sur le premier conducteur, les boules de liège qui y sont suspendues, s'électriseroient si elles ne l'étoient pas ; ou si elles étoient déjà électrisées, elles paroîtroit l'être davantage après l'explosion.

Pardonnez-moi, Monsieur, la persévérance de ces corps dans leur premier état, ne prouve point du tout que le conducteur auquel ils tiennent n'ait été vraiment affecté de la commotion ; si vous voulez vous en convaincre, prenez la place de ce conducteur, en vous tenant isolé sur un gâteau de résine ; suspendez ces deux boules de liège à votre bras ; prenez d'une main la bouteille, & touchez de l'autre à son crochet : malgré la secousse que vous aurez ressentie, vous verrez que ces petits corps n'auront point changé d'état. Si vous trouvez ici de la disparité, en ce que dans votre expérience vous suspendez peut-être vos boules au-delà du cercle de communication, faites les-y-entrer, j'y consens ; mais vous n'y gagnerez rien, l'effet sera le même. La vraie raison de ce Phénomène, si vous voulez que je vous la dise, c'est que la commotion qui se fait dans l'expérience de Leyde, n'est point une véritable électrisation, quoique ce soit bien en effet de l'Electricité ; on ne peut pas dire en parlant exactement, qu'un corps soit électrisé quand il a seulement éprouvé cette secousse, il ne ressemble en rien à ceux à qui l'on a communiqué la vertu électrique par les voies ordinaires ; il y a déjà long-temps que je m'en suis expliqué, (n) & pour achever de vous dire nettement ce que j'en pense ; au moment qu'on tire l'étincelle dans l'expérience de Leyde, je ne crois pas que le fluide

électrique se porte par un mouvement de translation effective du conducteur au bas de la bouteille, ni du bas de la bouteille au conducteur ; je conjecture plutôt que ce fluide prenant son effort pour s'élancer du corps que l'on emploie à former la communication, se trouve vigoureusement heurté & repoussé par un pareil torrent de matière, qui vient en sens contraire du conducteur ou du haut de la bouteille, & que cette répercussion est la cause de la secousse qui se fait sentir dans tout le cercle. L'Electricité disparoît après cet effet, parce que le mouvement rétrograde imprimé de part & d'autre par ce choc à la matière électrique, fait cesser les effluences ou émanations qui constituent principalement l'état d'un corps électrisé.

Si le principe que vous soutenez, & que je viens de combattre, étoit vrai, de votre propre aveu nous ne pourrions jamais charger la bouteille de Leyde, à moins qu'elle ne fût soutenue, ou qu'elle ne touchât à quelque corps non électrique, capable de recevoir le feu, dont sa surface extérieure devoit se dépouiller, tandis que le conducteur en porteroit de nouveau dans son autre surface. Et quand on a chargé cette bouteille ou les carreaux de verre dorés dans les circonstances que vous croyez les plus convenables, le côté du verre opposé à celui qui a reçu l'Electricité du conducteur, cette surface que vous prétendez avoir été dépouillée de son feu, ne devoit plus en donner ; on ne devoit plus y voir de ces émanations, de ces effluences qui caractérisent les corps bien électrisés ; cependant on fait l'expérience de Leyde, on ressent la commotion avec une bouteille électrisée, sur un gâteau de résine, sur un carreau de verre, ou suspendue au conducteur de manière qu'elle ne touche aucun autre corps que l'air de l'atmosphère. Je ne sçai pas pourquoi vous annoncez le contraire à ceux qui l'essaieront : de telle manière qu'on électrise le verre, & tel temps qu'on y emploie, on ne peut pas dire qu'aucune de ses surfaces soit épuisée de son feu électrique, j'en vois sortir comme de tout autre corps électrisé, des émanations lumineuses ; ou si elles sont éteintes, je les sens comme un souffle léger contre ma peau ; elles enlèvent les poussières ; elles écartent les corps qui sont actuellement électriques : & que faut-il davantage pour montrer que ces surfaces, ne sont point épuisées, & qu'elles fournissent au contraire à des effluences continuelles, & qui ne cessent qu'avec l'Electricité qui régné dans tout le corps du verre ? Ces expériences qui sont indiquées au commencement de votre Ouvrage, ces observations que tout le monde peut faire aisément, sont donc autant de juges que vous vous êtes nommés, ou qui se présentent d'eux-mêmes, pour prononcer contre votre système, & dont il me paroît difficile que vous recusiez le jugement.

Le parti que vous avez pris de soutenir que le fluide électrique ne peut point aller d'une surface à l'autre du verre en traversant son épaisseur, vous a mis dans la nécessité d'avancer un troisième point de doctrine, qui me paroît ne s'accorder pas mieux que les deux précédents avec l'expérience. Vous assurez, comme si vous en aviez toutes les preuves imaginables, que quand la bouteille est chargée, quand l'une de ses surfaces est

épuisée de son feu électrique, & que l'autre en regorge, pour ainsi dire ; ce fluide ne peut reprendre son premier équilibre, s'il ne trouve une communication extérieure qui le porte de la surface surchargée à celle qui a été dépouillée.

Il est vrai que dans le procédé ordinaire on trouve cette communication extérieure dont vous parlez ; mais est-il indispensable qu'elle y soit ? ou plutôt, doit elle atteindre absolument d'une surface à l'autre, comme vous le supposez ? C'est preuve, je vis très-distinctivement éclater le feu électrique entre les deux crochets, & je ressentis un coup assez vif dans les deux bras. Il est vrai que mes deux bouteilles étoient couvertes par en bas d'une enveloppe d'étain laminé, & que l'expérience ne réussit pas aussi-bien ni aussi sûrement, quand le verre est nud ; mais on prétend que ces bouteilles enveloppées de métal à la manière de M. Watson, représentent exactement celles dont vous avez fait usage, & que votre traducteur a eu tort de rendre par le mot *côté*, ce qu'il auroit dû exprimer par celui d'*enveloppe*. Je n'ai pas trouvé l'expérience que vous rapportez ensuite plus exacte que celle-ci ; car j'ai été frappé de même, lorsqu'ayant électrisé mes deux bouteilles, l'une par le côté, l'autre par le crochet, je les ai approchées par les endroits qui avoient reçu le feu électrique du conducteur. Il faut donc que vous ayez fait ces épreuves avec une Electricité trop foible, ou que vos bouteilles, par quelque circonstance que j'ignore, ne se soient pas électrisées suffisamment.

N'ayant donc rien trouvé dans vos preuves qui m'oblige à croire que le feu électrique sort toujours par où il est entré, j'ai cherché à rendre sensible la marche de ce fluide, & j'ai enfin trouvé des vestiges qui m'ont indiqué la direction de son effort. Par le moyen d'un fil de fer plongé, j'ai électrisé fortement une cucurbitte de verre aux trois quarts pleine d'eau, & dont le bas étoit ceint d'une lame de plomb laminé, large de trois pouces, sur laquelle j'avois appliqué une carte à jouer ; je pris entre mes mains un gros fil de fer courbé en forme de C, & dont chaque bout étoit terminé par un anneau, Fig.7. j'appliquai un de ces anneaux sur la carte, & j'approchai l'autre du conducteur pour achever l'expérience de Leyde ; après l'explosion, je visitai la carte, que je trouvais percée & comme déchirée auprès de l'endroit où j'avois posé l'instrument de communication. Je perçai de même des morceaux de carton d'une ligne d'épaisseur placés sur des carreaux de verre dorés à la manière du Doct. Bevis, & électrisés dans une situation horizontale sur des platines de métal faisant parties du conducteur, Fig.8. En examinant ensuite tous ces trous avec attention, j'ai presque toujours vû, que du côté par lequel le carton avoit été appliqué à la bouteille ou au carreau de verre, ils étoient plus ouverts & comme brûlés par les bords ; & qu'au côté opposé il y avoit une bavure ou déchirure très-sensiblement élevée au-dessus du plan de la surface.

Avec de telles marques, à qui pourra-t-on persuader que l'effort du feu électrique se soit fait dans la direction du conducteur au verre ? n'est-il pas visible que son action s'est dirigée dans un sens tout opposé ?

& que dans ces expériences le feu électrique n'est point sorti de la surface qui l'avoit reçu ? Il est vrai qu'ayant percé de semblables cartons appliqués sur le conducteur, les mêmes indices dont j'ai fait mention ci-dessus, montraient que l'effort s'étoit dirigé du conducteur au verre. Il est encore vrai que si l'on interpose un fil de fer mince, ou quelque chose d'équivalent, entre le carton & le verre doré, pour mettre un petit intervalle entre l'un & l'autre, les trous qui se font en pareil cas, ont une bavure de part & d'autre. Mais ces derniers faits n'opposent rien contre la réalité du premier, ni contre la conséquence qu'on en doit tirer : ils nous portent seulement à croire que ces trous se font par l'effort de deux traits de feu directement opposés, ce qui s'accorde très-bien avec le principe des effluences & affluences simultanées. Il n'en est pas moins certain qu'une partie de ce double effort se dirige du verre au conducteur : vérité absolument incompatible avec la persuasion où vous êtes, que le feu électrique poussé par le conducteur dans la surface inférieure du carreau de verre, ne peut sortir par celle d'en haut sur laquelle est posée le morceau de carton.

Voilà, Monsieur, les principales raisons qui m'empêchent d'être de votre avis sur l'*Analyse* que vous avez faite de la bouteille de Leyde. Ayez la bonté de recommencer vos expériences, pour voir si c'est à tort que j'en désavoue les résultats ; examinez rigoureusement les miennes, & dites-moi si je me suis trompé, ou dans l'application que j'en ai faite, ou dans les conséquences que j'en ai déduites. Cela étant fait par un homme éclairé & de bonne foi, comme je suis bien persuadé que vous l'êtes, mettra dans tout son jour la vérité que des gens obstinés voudroient encore tenir cachée sous l'incertitude des faits. J'ai l'honneur d'être avec une parfaite considération, &c.

(a) L'Auteur anonyme de l'Histoire générale & particulière de l'Electricité, première partie, p. 30.

(b) C'est ce que je suis en état de prouver par des lettres de M. Muschenbroek, & de M. Allemand, dont j'ai les originaux.

(c) Mémoires de l'Académie des Sciences, 1746, p. 1. & suiv.

(d) Essai sur l'Electricité, p. 133. 199. Mémoires de l'Académie des Sciences, 1746, p. 6. Recherches sur les causes particulières des Phénomènes Electr. p. 425. & suiv.

(e) Essai sur l'Electricité, p. 202.

(f) M. Boze, Professeur de Mathématique & de Physique à Witttemberg.

(g) Essai sur l'Electricité, p. 205.

(h) Le R.P. Beraud Jésuite Professeur de Mathématique à Lyon ; M. du Tour correspondant de l'Académie des Sciences à Riom ; M. le Cat de l'Académie des Sciences & Belles Lettres de Rouen, &c.

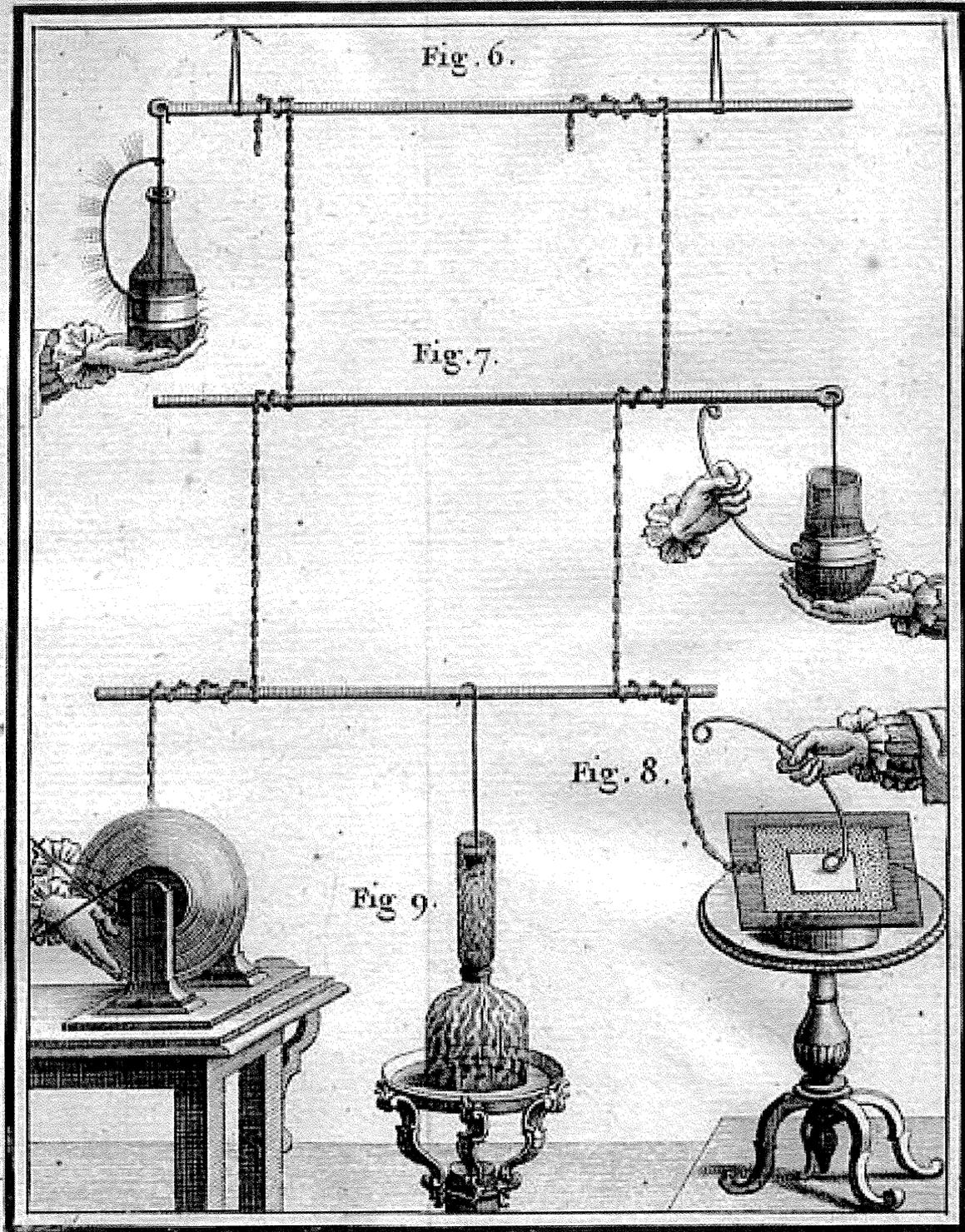
(i) Essai sur l'Electricité, p. 202.

(k) (Car c'est un fait qu'il y a attraction entre un corps fortement électrique & un autre qui ne l'est que très peu.) Et j'ai reconnu par bien des épreuves que le verre nouvellement frotté attire les corps légers qui ont été électrisés par la cire d'Espagne, comme aussi la cire d'Espagne attire ou semble attirer ceux qui ont été fortement électrisés par le verre ; quoique l'électrisation de l'un & l'autre se fasse par frottement.

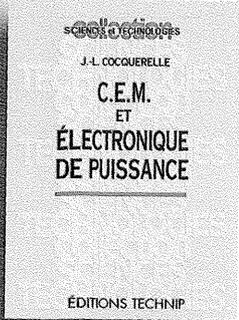
(l) Essai sur l'Electricité des corps, p. 107. & suiv.

(m) Essai sur l'Electricité, p. 199.

(n) Recherches sur les causes partic. Des Phénom. électr. p. 169



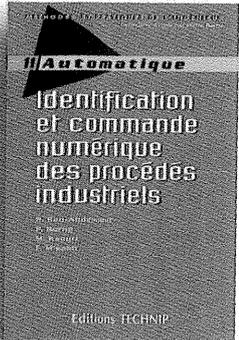
Gravé par Goussier



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

Nouveauté

Le langage Java™ Programmer par l'exemple
 Une approche résolument pédagogique, pratique et progressive pour découvrir ou redécouvrir le langage Java. Recommandé par Sun Microsystems, le développeur du langage. T. Leduc, D. Leduc. *Broché, 288 p. €28,97 / 190 FF*



Identification et commande numérique des procédés industriels
 Les principales données théoriques et pratiques permettant de réussir l'application d'une commande numérique adaptative à un procédé industriel. R. Ben Abdennour, P. Borne, M. Ksouri, F. M'sahli. *Relié, 256 p. €44,21 / 290 FF*

Nouveauté

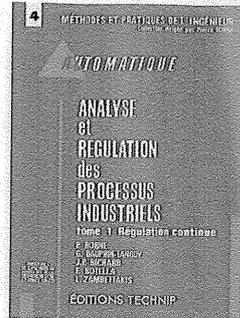
Analyse et régulation des processus industriels

Une des meilleures introductions, en langue française, à l'étude des systèmes automatisés. P. Borne, *et al.*

1. **Régulation continue.** *Relié, 504 p. €60,06 / 394 FF*
2. **Régulation numérique.** *Relié, 320 p. €43,30 / 284 FF*

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

Une approche essentiellement pratique des problèmes de commande numérique. P. Borne, M. Ksouri. *Broché, 288 p. €35,06 / 230 FF*

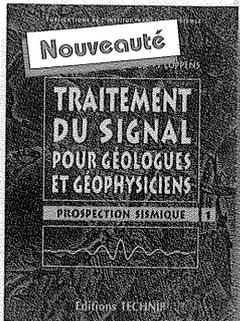


Traitement du signal pour géologues et géophysiciens

Cette nouvelle édition présente les notions fondamentales de traitement du signal utilisées en sismique, au travers de nombreux exemples issus de la recherche la plus récente.

J.-L. Mari, F. Glangeaud, F. Coppens

1. **Prospection sismique.** *Broché, 232 p. €44,21 / 290 FF*
2. **Techniques de base.** *Broché, 288 p. €51,83 / 340 FF*

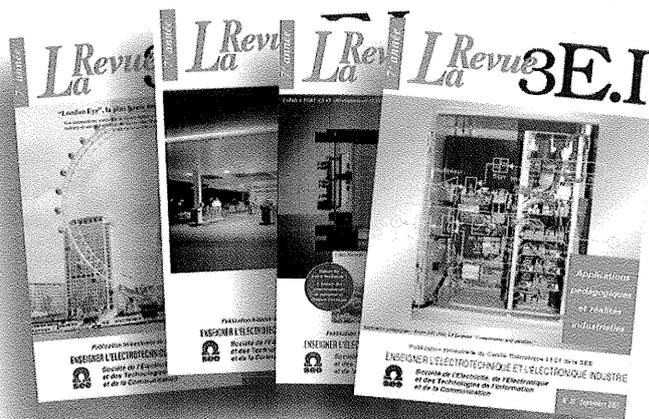


t Editions TECHNIP

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

3EI
 Enseigner l'Electrotechnique et l'Electronique Industrielle

c'est



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

Thèmes prévus pour l'année 2001 - 2002

- ☛ Pratiques pédagogiques et réalités industrielles n° 26 (septembre 2001)
- ☛ Métrologie : Mesure et estimation - n° 27 (décembre 2001)
- ☛ Convertisseurs propres - n° 28 (mars 2002)
- ☛ Convertisseurs embarqués - n° 29 (juin 2002)
- ☛ Pratiques pédagogiques et réalités industrielles n° 30 (septembre 2002)