



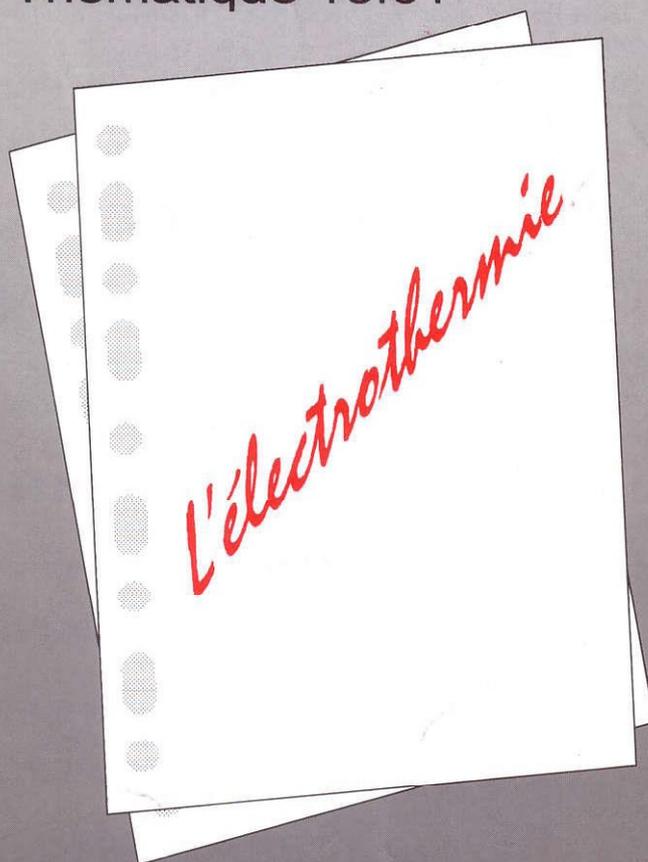
La revue

3E.I

ENSEIGNER L'ELECTROTECHNIQUE ET L'ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE



Société des Electriciens et des Electroniciens
Cercle Thématique 13.01



ISSN 1252 - 770X

NUMERO 5

MARS 1996



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

La Revue 3EI

Responsables de la publication:

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

Equipe de rédaction:

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

Comité de lecture:

Jean Pierre Caron (ENSAM Lille)
François Forest (LESIR Cachan)
Michel Lavabre (ENS Cachan)
Jean Marie Peter (SEE)

Articles envoyés à:

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

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

Abonnements pour l'année
scolaire 1995/1996 :
120 F les 3 numéros.

Imprimerie IBC
78-83 rue des frères Lumière
ZI des Chanoux
93330 Neuilly sur Marne

Sommaire

p II Sommaire

p III Abonnement

L'ELECTROTHERMIE

p 1 **L'enseignement de l'électrothermie en France**
par G. DEVELEY (IUT de ST NAZAIRE)

p 6 **Convertisseurs de fréquence pour le traitement thermique
par induction**
par T. DEBARGE (CFEI, SAPHYMO STEL)

p 20 **Le chauffage par induction d'une plaque circulaire**
*par G. DEVELEY, A. TEILLET
(IUT de ST NAZAIRE, IUT de POITIERS)*

p 28 **Etude d'un système de chauffage à induction :**
Le générateur Cableco
par J.L. BIANCHI (lycée de VERSAILLES)

p 39 **Un procédé de cuisson d'avant garde : la table à induction**
par J.F. SERGENT (USTL, VILLENEUVE D'ASCQ)

FICHES TRAVAUX PRATIQUES

p 47 **Alimentation à courant d'entrée sinusoïdal :**
exploitation pédagogique
par L. MARTIN (lycée d'ETAMPES)

p 51 **Utilisation de Simulink en classe de BTS :**
application à l'absorption sinusoïdale
par A. CUNIERE (lycée de MEAUX)

RECHERCHE ET DEVELOPPEMENT

p 55 **Problème de la motorisation d'un véhicule électrique (seconde partie)**
par L. HIRSINGER, B. MULTON (LESIR, ENS de CACHAN)

Thèmes des trois numéros pour l'abonnement 1996/1997.

7 : La machine à courant continu (points de vue économique, industriel, construction,...)	12/96
8 : Les semi conducteurs de puissance (commande, protection, technologie,...)	03/97
9 : Inductances et condensateurs en électronique de puissance	06/97

Propositions d'articles :

Les articles doivent être envoyés au plus tard trois mois précédant la parution à l'adresse suivante :

**lycée Pierre de Coubertin
la Revue 3E.I
chaussée de Paris
77109 Meaux**

Ceux-ci devront être rédigés soit sur papier A4 (7 pages environ) en laissant un contour libre de 15 mm; soit sur une disquette lisible par le logiciel Word 6 sous Windows. La numérotation des pages sera faite par l'imprimeur.

" LA REVUE 3EI "

**BULLETIN D'ABONNEMENT
pour l'année scolaire 1995 / 1996**

adresser ce bulletin accompagné d'un chèque de 120F, libellé à l'ordre de :

SEE-LA REVUE 3EI

à

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

Nom:..... Prénom:.....

Adresse d'expédition de la revue:

Rue:.....

Code postal:..... Ville:.....

Etablissement d'exercice :.....

Fonction:.....

Cet abonnement concerne les numéros 4 (décembre 95), 5 (mars 96), 6(juin 96)

Il est toujours possible pour les nouveaux abonnés, de recevoir les numéros 1, 2, 3, au prix de 120F les trois numéros.

L'ENSEIGNEMENT DE L'ELECTROTHERMIE EN FRANCE

G. DEVELEY

**Institut Universitaire de Technologie
BP 420 - 44606 SAINT NAZAIRE Cedex**

Résumé

L'enseignement de l'Electrothermie est très peu important quand il n'est pas inexistant, dans les programmes de formation supérieure (entendons par là, formation post-baccalauréat). On trouve, au gré des établissements et des tendances des enseignants, des expériences sur telle ou telle partie de l'électrothermie. Depuis 1988, existe une formation dispensée par le Club Electrothermie Enseignement (CEE) qui tente de pallier cette carence. Dans cet article, on analyse les raisons de cet état, on montre comment est structurée la formation du CEE et comment elle a permis d'initier de nouvelles formations universitaires.

La situation en France

Il convient en préalable de définir les matières qui relèvent de l'électrothermie, et tout d'abord de définir ce qu'est l'électrothermie. Il existe à ce sujet deux positions selon qu'on considère une électrothermie « stricte » ou une électrothermie « élargie ». Dans le premier cas, il s'agit de l'utilisation de l'électricité pour la convertir rationnellement en chaleur. On traite alors du chauffage par conduction, par micro-ondes, par infra-rouges et par induction. Dans le second cas, il s'agit d'utiliser, au sens large, l'électricité pour produire de la chaleur ou pour s'y substituer. Dans ce cas, aux matières précédentes, s'ajoutent celles liées à la pompe à chaleur, à la recompression mécanique de vapeur, et celles liées à l'utilisation des membranes pour filtration, ultrafiltration, électrodialyse etc.. Cette seconde conception de l'électrothermie s'apparente plus aux « électrotechnologies » comme les dénomment par exemple les canadiens. Elle a l'avantage d'englober plus visiblement les préoccupations d'environnement et semble plus avoir la faveur des organismes internationaux.

En France, l'électrothermie, au sens strict, ne fait pas partie actuellement d'un enseignement bien identifié dans l'Université française. Une étude réalisée il y a quelques années, à l'occasion d'un congrès sur le chauffage par micro-ondes, a montré le peu de cas porté à l'enseignement de cette discipline, contrairement à ce qui se fait pour les antennes et la propagation des ondes. Il en va de même pour l'induction et les infra-rouges. Certes, il existe

des ilots, principalement en premier cycle technique (BTS), où on sensibilise les étudiants à la conversion électrothermique. En général, l'enseignement porte sur l'une ou l'autre des techniques et souvent à l'occasion de cas industriels ou de projet. Si on regarde du côté universitaire, rien n'est fait en premier ni second cycle. Il faut se tourner vers les écoles d'ingénieurs pour pouvoir trouver des exemples. Les écoles de spécialité électrique (Paris, Grenoble, Toulouse, Nancy pour n'en citer que quelques-unes) ne font pas cas spécial de l'électrothermie. Il faut aller en année de spécialisation en « Energétique » pour trouver des enseignements de haut niveau d'électrothermie. Quant aux écoles d'ingénieurs en thermique, elles ne font pas non plus preuve d'originalité. L'électrothermie est souvent amenée par le biais de « conférences de sensibilisation » qui ne permettent pas un véritable développement de la matière. Tout ceci peut trouver un début d'explication dans le fait que les techniques électrothermiques sont considérées comme de simples techniques et sans doute trop spécialisées pour un enseignement universitaire qui reste toujours généraliste. De plus l'obligatoire mélange entre discipline électrique et thermique rend la situation encore plus tranchée, chacune considérant l'autre comme hors de son champ naturel d'action.

La situation est encore pire pour l'électrothermie au sens large, car dans les écoles spécialisées où on enseigne les techniques électrochimiques, la thermique et surtout l'électrothermie stricte sont souvent ignorées.

Devant ce constat, et devant la quasi impossibilité de changer les programmes officiels, le Comité Français d'Electrothermie (C.F.E. - actuellement Centre Français de l'Electricité) a décidé de promouvoir activement l'enseignement de l'Electrothermie en milieu universitaire. Ce travail a été confié au Club Electrothermie Enseignement qui a poursuivi deux pistes, l'une vers les enseignants, l'autre vers les étudiants.

Le Club Electrothermie Enseignement (*).

Le CEE existe depuis onze ans sous forme d'association dont le but est de promouvoir l'enseignement de l'Electrothermie. Il regroupe des enseignants et des industriels.

Les actions envers les enseignants:

Elles sont destinées à aider ceux qui souhaitent développer leur enseignement. On ne citera ici que les plus importantes:

-mise à disposition des matériaux nécessaires à l'enseignement tels que diapositives, films, documents pédagogiques etc. Actuellement un effort tout particulier est fait vers les systèmes interactifs utilisant les hypermédias.

-organisation de voyages d'études de plusieurs jours avec conférences et visites d'entreprises actives dans le domaine de l'électrothermie.

-accueil à l'Université d'été d'une vingtaine d'enseignants pour un stage de perfectionnement d'une semaine. (Cette action se déroule sous la tutelle du Ministère de l'Education Nationale, par le biais des MAFPEN)

Les actions vers les étudiants:

Le CEE organise, tous les ans, plusieurs journées de sensibilisation qu'il met en place avec des établissements scolaires ou universitaires demandeurs.

Par ailleurs, le CEE a aidé à la mise en place d'un enseignement d'électrothermie dans la formation initiale, sous forme d'un module qu'on détaille dans ce qui suit.

Le module électrothermie.

C'est en 1987 que le CEE a été chargé par le CFE de cette mission. Introduire un enseignement d'électrothermie dans un cursus universitaire classique et bien établi pouvait apparaître comme une excentricité, voire une provocation. C'est pourquoi il a semblé préférable de réaliser cette introduction par le biais des IUT.

Une première difficulté a été d'adapter l'électrothermie à l'enseignement en IUT.. Comme on le sait, ceux-ci sont partagés en départements enseignant des spécialités différentes, et il n'était pas possible d'introduire l'électrothermie dans n'importe quelle spécialité. Celles qui d'emblée ont paru les mieux adaptées ont été le «Génie électrique», le «Génie thermique», et les «Mesures physiques». La première présente une formation à forte connotation électrique, la seconde est focalisée sur l'énergétique et la thermique, et la troisième est axée sur les méthodes de mesures et d'instrumentation nécessitant une solide formation généraliste de physicien et de chimiste.

Il a donc fallu d'abord définir un programme standard nécessaire à la formation d'électrothermicien, puis tenir compte pour chaque spécialité des pré-acquis des étudiants selon leur propre cursus, et enfin rendre ce programme suffisamment attrayant pour que les départements d'IUT en acceptent la promotion.

On a pris comme hypothèse une limitation aux matières indispensables à l'électrothermie. Les connaissances en physique et en mathématiques ont été supposées du niveau du baccalauréat et solidement acquises. Les volumes horaires ont été découpés comme suit:

COURS	TRAVAUX DIRIGES	TRAVAUX PRATIQUES
40 h	36 h	24 h

soit un total de 100 heures de formation.

Les matières retenues sont:

Thermodynamique. Machines thermiques.....	16 h
Transferts thermiques. Echanges thermiques.....	12 h
Mesures thermiques.....	12 h
Techniques électrothermiques.....	44 h
Régulation. Automatismes.....	12 h
Utilisation rationnelle de l'énergie.....	4 h

Créer l'enseignement d'électrothermie représente un gros investissement en temps. Aussi a-t-il été décidé de former un groupement à partir des enseignants volontaires et de répartir la tâche de chacun de façon à aboutir le plus rapidement possible. Cette tâche a été prioritairement orientée vers la préparation des travaux pratiques originaux portant sur les trois techniques particulières et fondamentales de l'électrothermie.. Trois IUT volontaires ont été chargés de la confection d'une manipulation: le chauffage par micro-ondes (A. Teillet et J.C. Barbier - département de Génie Thermique de l'IUT de POITIERS); le chauffage par induction (G Develey - département de Mesures Physiques de l'IUT de St NAZAIRE), le chauffage par infra-rouges (J.C. Velly - département de Génie Thermique de l'IUT de LORIENT). Une fois mis au point, ces montages ont été reproduits et transportés dans les deux autres IUT du groupe. Ces trois IUT pilotes ont été aidés financièrement par la participation de divers organismes tels que Electricité de France, l'Agence Française pour la Maîtrise de l'Energie, le CEE, des industriels (sous forme de matériels) et le Ministère de l'Education Nationale, qui exerce la tutelle des IUT et définit leur programme pédagogique. L'ensemble des matériels acquis pour les trois manipulations représente une somme de 532 000 F par IUT, ce qui à l'époque (1987) était relativement conséquent. Encore faudrait-il ajouter à ceci le coût du travail des enseignants et des techniciens des IUT mis à contribution, pour avoir une juste valeur de l'opération.

Les étudiants ayant suivi volontairement et avec succès l'enseignement d'électrothermie se voient attribués une qualification spéciale sous forme d'un diplôme délivré par un jury national comprenant des enseignants, des membres du CFE et des industriels. Le jury dispose pour son jugement, outre les notes de l'étudiant pour le cycle d'électrothermie, de ses notes générales pour l'obtention de son DUT (Diplôme Universitaire de Technologie).

Ce module fonctionne à la satisfaction générale, comme l'a montré une récente enquête faite à l'initiative du CFE. En particulier les travaux pratiques qui constituent le coeur de la formation en électrothermie restent particulièrement bien appréciés. Actuellement le nombre d'étudiants qualifiés s'élève à 350, soit une moyenne annuelle de 50 étudiants, répartie sur les trois IUT concernés.

Les suites

On voit depuis peu se mettre en place des formations de troisième année, post-DUT, en énergétique, avec une forte présence de l'électrothermie. C'est le cas de l'IUT de LORIENT qui a prolongé le module existant et mis en place en 1994 une première expérience, suivie à présent par Poitiers et Longwy. Ces initiatives, fortement encouragées par le CEE, devraient se voir consacrées par l'attribution du DNTS. On aurait ainsi un système capable de fournir à l'industrie des techniciens électrothermiciens à divers niveaux. Peut-être pourrait-on même envisager quelques sites qui dispenseraient, au niveau du troisième cycle, un enseignement d'approfondissement, ce qui compléterait le dispositif de formation à l'électrothermie? Mais ceci est encore du rêve et sans doute serait-il intéressant de s'employer à le concrétiser.

CONCLUSION

On constate que l'enseignement de l'électrothermie commence à se développer en France. C'est en grande partie le résultat des efforts et des encouragements que, depuis plus de 10 ans, le CEE n'a cessé de prodiguer. Les premières expériences en IUT font tache d'huile et le niveau de formation s'élève.

Le module primitif a évolué, en particulier par introduction de logiciels de calcul de modélisation, et il est susceptible d'évoluer encore grâce à de nouveaux outils informatiques. Il peut servir pour la création de documents vidéo ou informatiques. Il peut bien entendu être mis à la disposition de tous les enseignants qui souhaiteraient le connaître, l'utiliser et l'améliorer. Il reste encore beaucoup à faire et chaque bonne volonté est la bienvenue!

(*) Club Electrothermie Enseignement
Espace ELEC - CNIT
BP 3
92054- PARIS la DEFENSE CEDEX

CONVERTISSEURS DE FREQUENCE
pour le
TRAITEMENT THERMIQUE PAR INDUCTION

T.Debarge
C.F.E.I.. Saphymo.Stel

I. Principes du traitement thermique par induction :

- I.1 Principe du chauffage par induction
- I.2 Spécificités de la trempe superficielle

II. Les convertisseurs de fréquence :

- II.1 Généralités
- II.2 Structure des convertisseurs

III. Structures fondamentales des onduleurs :

- III.1 Schéma électrique équivalent inducteur-charge
- III.2 Résonance série-parallèle
- III.3 Onduleur de tension
- III.4 Onduleur de courant
- III.5 Comparaison onduleur de tension/onduleur de courant
- III.6 Autres structures d'onduleurs.

IV. Réglage de l'énergie.

V. Particularités des convertisseurs de fréquence pour le traitement thermique :

- V.1 Refroidissement
- V.2 Coffret d'adaptation
- V.3 Commande des convertisseurs
- V.4 Gamme des générateurs pour le traitement thermique

I. PRINCIPES DU TRAITEMENT THERMIQUE PAR INDUCTION :

I.1. Principes du chauffage par induction :

Le chauffage par induction est une application directe d'une découverte faite par Faraday il y a plus d'un siècle et demi : "un corps conducteur placé dans un champ magnétique variable est le siège de courants induits".

La résistivité de ces corps conducteurs n'étant pas nulle, les courants induits, appelés courants de Foucault, provoquent un dégagement de chaleur par effet Joule.

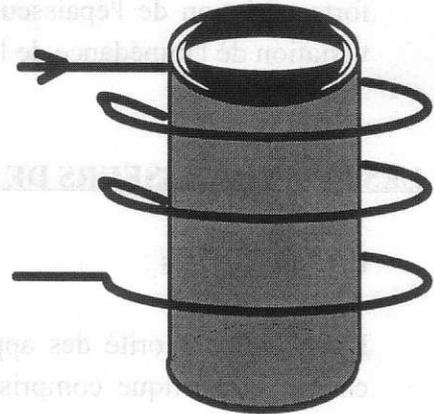
Pour créer ce champ magnétique variable, on utilise un bobinage, appelé inducteur, parcouru par un courant électrique alternatif. La répartition des courants induits dans la pièce n'est pas homogène, mais est concentrée à la surface de cette pièce. C'est l'effet pelliculaire ou l'effet Kelvin. L'épaisseur de peau, p , est la couche dans laquelle 87 % de la puissance sera dissipée. La résistivité du corps conducteur, sa perméabilité et la fréquence du champ magnétique utilisé, déterminent cette épaisseur :

$$p^2 = \frac{2\rho}{\mu\omega}$$

ρ : résistivité

μ : perméabilité absolue

ω : $2\pi f$ pulsation du champ magnétique



On peut ainsi choisir la profondeur du chauffage par le choix de la fréquence du champ magnétique.

I.2 Spécificités de la trempe superficielle par induction :

La trempe superficielle d'une pièce en acier consiste à élever la surface de cette pièce à une température supérieure à la température de transformation (austénitisation), puis à refroidir brutalement cette pièce, de manière à transformer l'austénite en martensite. On obtient ainsi des pièces dont la surface présente une très grande dureté, alors que le coeur garde les propriétés mécaniques d'origine.

De très nombreuses pièces soumises à de fortes contraintes mécaniques (vilebrequins, moyeux de roues, bielles, engrenages,...) sont ainsi trempées par induction.

Par rapport aux autres applications de l'induction (fusion, brasage,...), la trempe superficielle présente certaines particularités :

* Le choix de la profondeur de chauffage est dicté par le profil de trempe, imposé par le métallurgiste. L'épaisseur de peau étant toujours très faible par rapport aux autres dimensions de la pièce, le choix de la fréquence influence peu le rendement électromagnétique.

* Le profil de trempe doit suivre étroitement le contour de la pièce. Ceci impose des géométries d'inducteur adaptées à chaque pièce. On trouve ainsi peu d'applications avec un inducteur solénoïde classique, mais des inducteurs aux géométries très diverses (monospire, épingle...).

La conception de ces inducteurs est encore aujourd'hui très difficilement modélisable, et une grande partie est toujours laissée à l'expérimentation.

* La température d'austénitisation est toujours supérieure à la température de Curie, température au dessus de laquelle l'acier perd ses propriétés magnétiques. Il s'ensuit une forte variation de l'épaisseur de peau au cours du chauffage, et par conséquent une forte variation de l'impédance de l'ensemble inducteur + charge.

II. LES CONVERTISSEURS DE FREQUENCE :

II.1. Généralités :

L'immense majorité des applications en traitement thermique nécessite une fréquence du champ magnétique comprise entre 3 kHz et 300 kHz. Depuis les premières réalisations industrielles, aux U.S.A, juste avant 1940, jusqu'à aujourd'hui, les convertisseurs de fréquence ont suivi les progrès réalisés sur les interrupteurs de puissance :

* jusqu'en 1970, des groupes tournants permettaient d'obtenir les fréquences inférieures à 10 kHz, des générateurs à triode, les fréquences supérieures à 150 kHz.

* à partir de 1970, les convertisseurs à thyristors ont progressivement supplantés les groupes tournants.

* depuis 1990, les convertisseurs à transistors permettent de couvrir toutes les fréquences jusqu'à 500 kHz, reléguant les générateurs à triode à de rares applications autour du mégahertz.

A ce jour, les seuls semi-conducteurs utilisés pour des convertisseurs de puissance moyenne ou forte sont, dans l'ordre des fréquences croissantes :

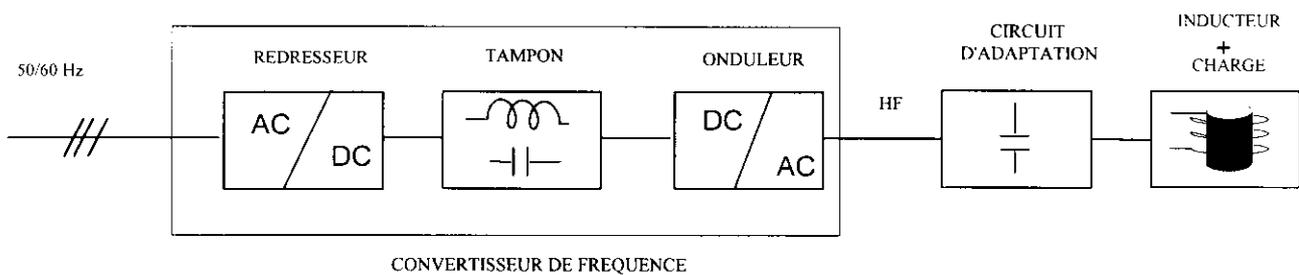
- les thyristors symétriques,
- les transistors IGBT
- les transistors MOSFET

II.2 Structure des convertisseurs :

La fréquence recherchée étant supérieure à la fréquence du réseau, la conversion est toujours réalisée par la mise en cascade :

- d'une conversion alternatif-continu : redresseur
- d'une conversion continu-alternatif : onduleur

Entre ces deux convertisseurs, on trouve toujours un étage tampon, qui va servir de réservoir d'énergie, capacitive pour un onduleur de tension, inductive pour un onduleur de courant. Le convertisseur peut-être globalement représenté par le schéma ci-dessous :



Economiquement, il ne serait pas raisonnable de construire un générateur par application. Aussi, trouve-t-on dans les catalogues des constructeurs des gammes de convertisseurs standards, destinées à couvrir le besoin de 90-95% des applications.

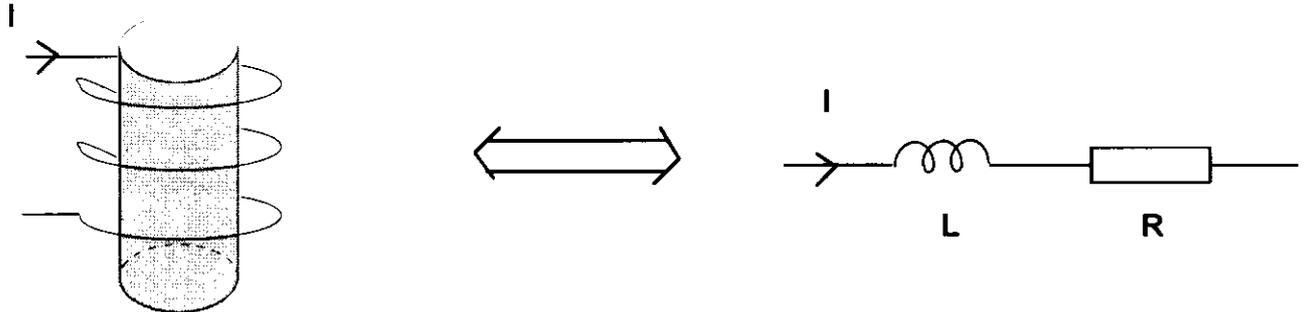
Entre l'inducteur, spécifique à chaque application, et le convertisseur standard, il est nécessaire d'intercaler un coffret d'adaptation semi-standard, qui a un double rôle :

- créer un circuit résonant, série ou parallèle, à la fréquence désirée.
- adapter la tension de sortie du générateur à la tension nécessaire à l'inducteur.

III. STRUCTURES FONDAMENTALES DES ONDULEURS :

III.1 Schéma électrique équivalent inducteur-charge :

D'un point de vue électrique, l'ensemble inducteur + charge peut être représenté par la mise en série d'une inductance et d'une résistance :



RI^2 : représente la somme :

- . des pertes P_i par effet Joule dans l'inducteur
- . de la puissance P_c dissipée dans la charge

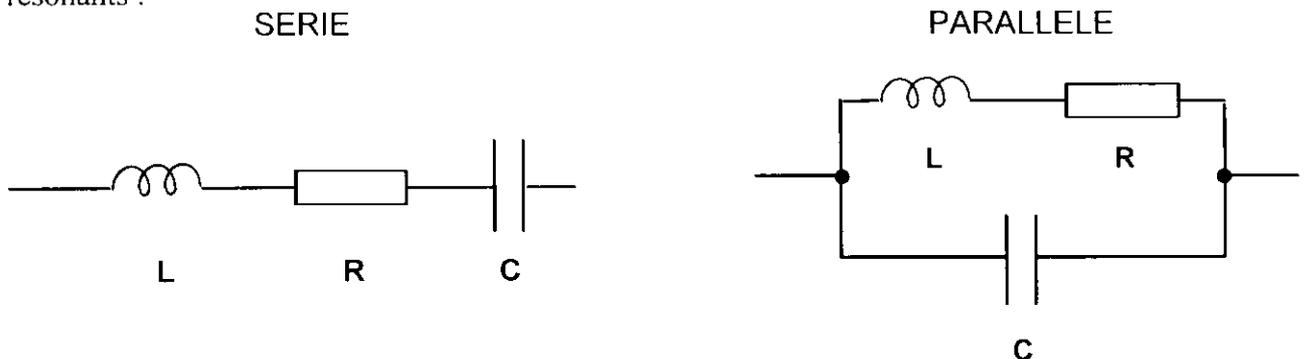
$L\omega I^2$: représente la somme de :

- . la puissance réactive Q_c dans la charge
- . la puissance réactive Q_i dans l'inducteur
- . la puissance réactive Q_e dans l'entrefer

En traitement thermique, même lorsque l'entrefer est de petite dimension, l'énergie électromagnétique emmagasinée dans ce volume reste élevée par rapport aux autres puissances réactives.

Le facteur de qualité de l'ensemble inducteur + charge, $Q = L\omega / R$, varie typiquement entre 5 et 10, mais peut parfois être proche de 2 ou atteindre 50.

Pour limiter la puissance apparente à fournir à une puissance proche de la puissance active, il faut compenser la puissance réactive par l'adjonction d'un condensateur que l'on pourra disposer en série ou en parallèle avec l'inducteur. On obtient ainsi les deux types de circuits résonants :

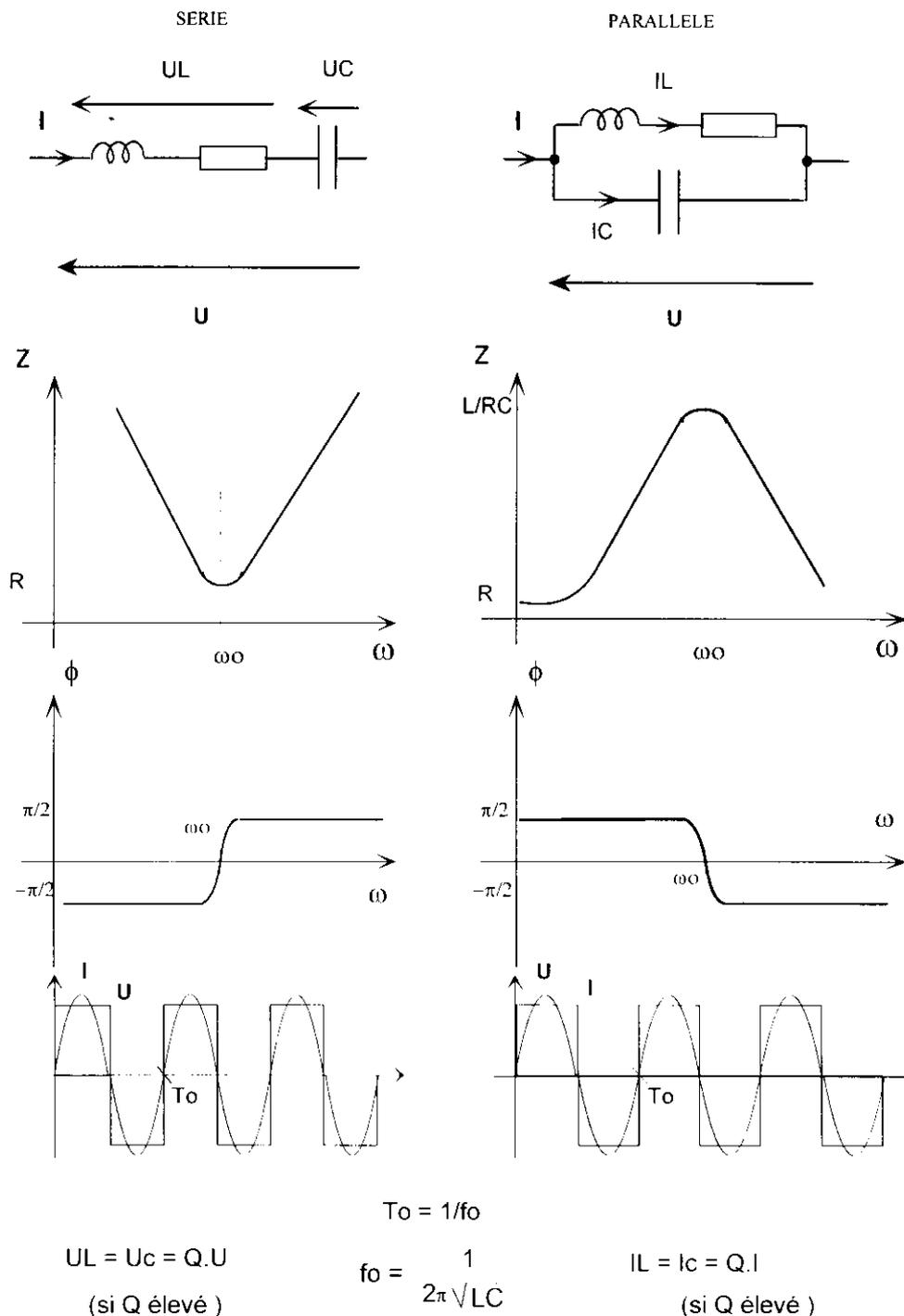


III.2 Résonance série - parallèle :

Les convertisseurs de fréquence pour le chauffage par induction sont ainsi tous des convertisseurs à résonance, la fréquence de commutation étant très proche de la fréquence de résonance du circuit de charge formé par l'inducteur, sa charge et le condensateur de compensation.

Du fait des facteurs de qualité relativement élevés, la commutation d'une tension (resp. d'un courant) engendre un courant (resp. une tension) quasi-sinusoïdale dans (resp. aux bornes de) la charge.

Le tableau suivant met en évidence les propriétés des 2 types de circuits (presque duaux).



Le circuit série se comporte comme un récepteur de courant, il sera donc alimenté par un onduleur de tension, le circuit parallèle se comporte comme un récepteur de tension, il sera alimenté par un onduleur de courant. L'onduleur de tension et l'onduleur de courant sont les deux schémas fondamentaux des onduleurs pour le chauffage par induction.

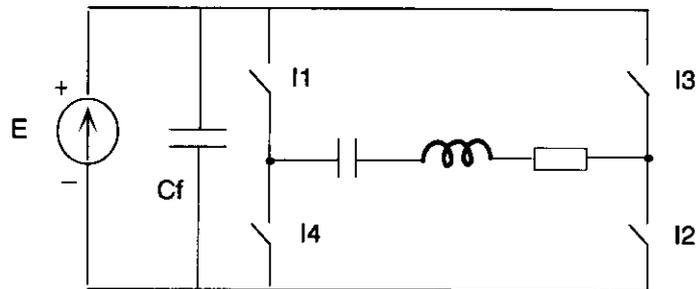
III.3 Onduleur de tension :

L'étape tampon, constituée d'un condensateur, a un double rôle :

- * parfaire la source de tension continue,
- * assurer la bidirectionnalité de courant.

Les interrupteurs doivent être :

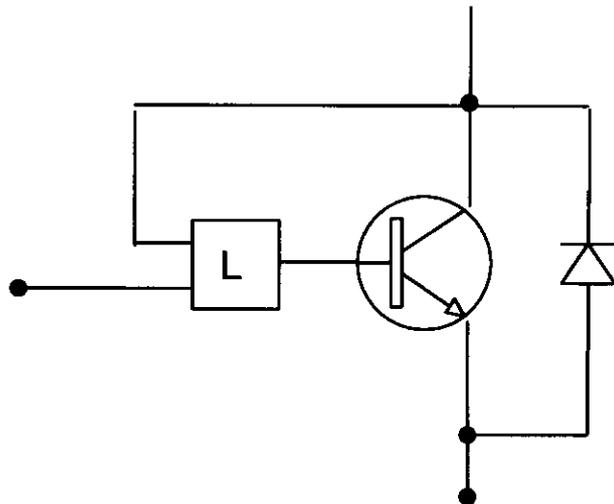
- unidirectionnels en tension,
- bidirectionnels en courant.



La commutation des interrupteurs (I1, I2) et (I3, I4) peut se faire à une fréquence légèrement inférieure ou supérieure à la fréquence de résonance.

La commande la plus utilisée est celle qui renforce le caractère de récepteur de courant du circuit résonant, c'est à dire celle où la fréquence de commutation est supérieure à la fréquence de résonance.

La fonction interrupteur adéquate est alors la fonction thyristor-dual, interrupteur commandé à l'ouverture, et dont la fermeture est spontanée au zéro de la tension. Le thyristor-dual est un composant de synthèse, associant un transistor, une diode et une logique spécifique de commande.



Le transistor peut être de type bipolaire, IGBT ou MOS, ou encore tout semi-conducteur supportant une tension directe et commandable à l'ouverture (GTO, SIT...).

Le démarrage des onduleurs de tension est instantané, et ne nécessite aucun circuit supplémentaire, quelle que soit la nature des interrupteurs.

Le principal défaut d'un onduleur de tension est la mise en court-circuit de la source de tension. La commande des interrupteurs doit pouvoir parer cette possibilité.

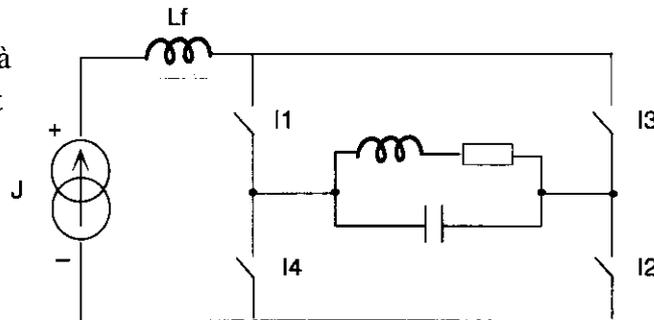
III.4 Onduleur de courant :

C'est le dual de l'onduleur de tension, à ceci près, que la source de courant est une source de synthèse, obtenue par l'association d'un pont redresseur commandé et d'une inductance de forte valeur.

L'étage tampon est constitué de cette inductance, qui outre sa contribution à la réalisation de la source de courant assure la bidirectionnalité en tension.

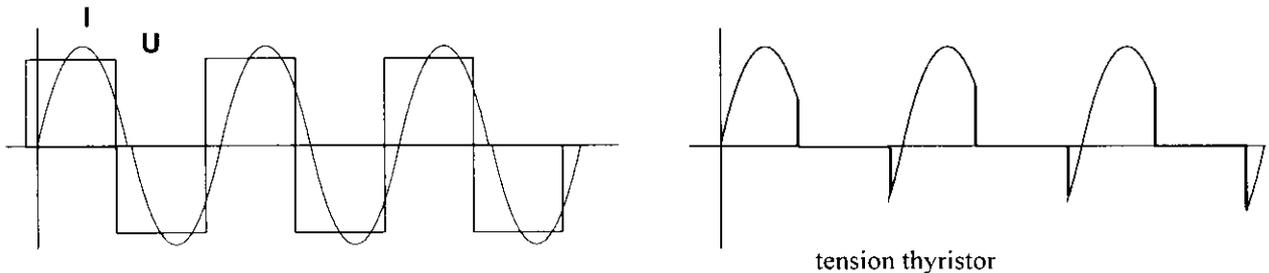
Les interrupteurs doivent être :

- unidirectionnels en courant,
- bidirectionnels en tension.



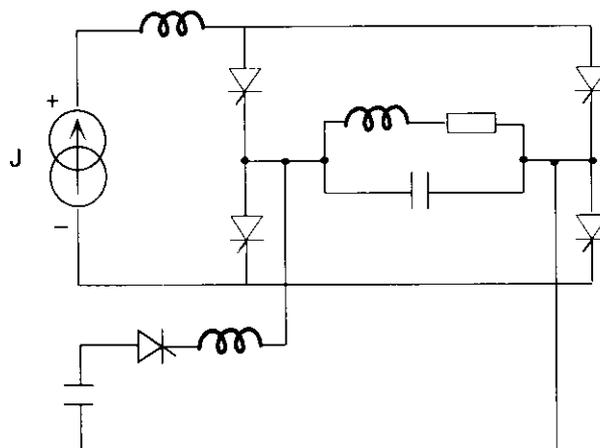
* Onduleur de courant à thyristors :

Les thyristors n'étant pas des interrupteurs commandables à l'ouverture, la fréquence de commutation des interrupteurs (I1, I2) et (I3, I4) doit obligatoirement être légèrement supérieure à la fréquence de résonance.



Le thyristor commandé à la fermeture, s'ouvre naturellement à l'extinction du courant, et reste bloqué dans la mesure où, après son blocage, une tension négative est présente à ses bornes pendant une durée supérieure à son temps de recouvrement (t_q).

Pour les mêmes raisons, un onduleur de courant à thyristors ne peut pas démarrer, sans circuit annexe. Plusieurs types de circuits existent : l'un des plus répandus est l'utilisation d'un onduleur à injection auxiliaire. Celui-ci va, lors du démarrage, charger le circuit oscillant, la f.c.e.m alors créée sur le condensateur permettant l'extinction naturelle des thyristors.

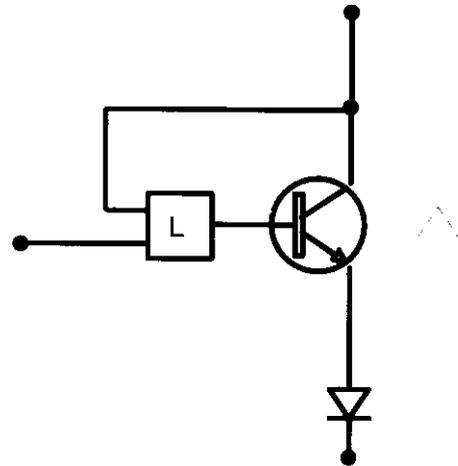


* Onduleur de courant à transistors :

La commande des interrupteurs peut se faire à une fréquence supérieure ou inférieure à la fréquence de résonance. A nouveau, la commande la plus utilisée est celle qui renforce la nature du récepteur, c'est à dire celle où la fréquence de commutation est supérieure à la fréquence de résonance. L'impédance du circuit oscillant est alors globalement légèrement capacitive.

La fonction interrupteur adéquate est alors la fonction thyristor, interrupteur commandé à la fermeture et à l'ouverture spontanée au zéro de courant.

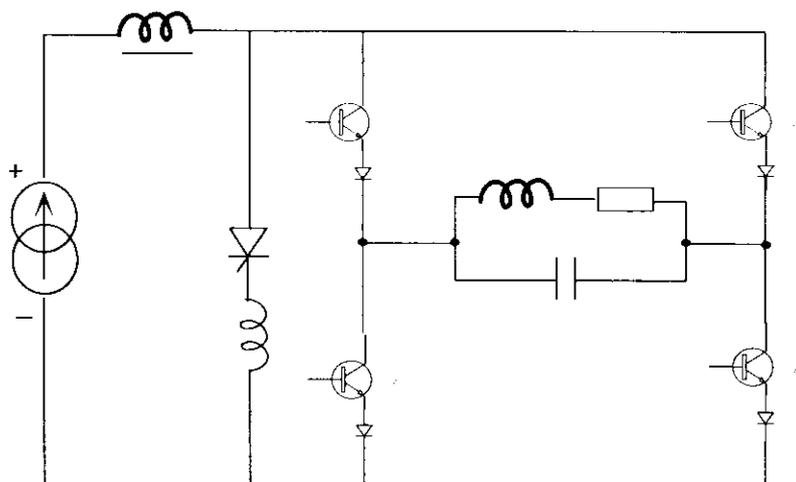
Quand le composant thyristor n'est pas utilisé pour réaliser cette fonction, on réalise à nouveau un composant de synthèse en associant un transistor, une diode et une logique spécifique de commande.



Le transistor peut être de type bipolaire, IGBT ou MOS ou encore tout semi-conducteur supportant une tension directe et commandable à la fermeture (MCT, ...).

Cependant, en pratique, les délais de commutation des transistors actuellement disponibles sur le marché rendent incompatibles la fonction ouverture spontanée avec des fréquences de commutation élevées. L'ouverture est donc aussi commandée, et la difficulté réside dans le séquençage des ordres de fermeture et d'ouverture, qui doit à la fois tenir compte des délais de commande des transistors et des durées de commutations imposées par le circuit parallèle.

La possibilité de commander à l'ouverture les transistors rend inutile les circuits annexes de démarrage. En revanche, elle rend possible la mise en circuit ouvert de la source de courant. Par sécurité, un thyristor est ajouté en parallèle sur le pont onduleur, créant un circuit de dérivation pour le courant continu, commandé par la détection d'une surtension aux bornes de l'onduleur.



III.5 Comparaison onduleur de tension - onduleur de courant :

* Alimenté par le réseau 400 V, la tension moyenne présente aux bornes de l'onduleur est d'environ 540 V. En l'absence de transformateur haute fréquence dans le circuit oscillant, la tension aux bornes de l'inducteur sera de :

* 540 V dans le cas d'un onduleur de courant

* $Q \times 540$ dans le cas d'un onduleur de tension, soit typiquement 2700 à 5400 V.

En traitement thermique, les inducteurs sont généralement peu impédant, et demandent typiquement des tensions comprises entre 50 et 500V. L'utilisation d'un onduleur série impose alors un transformateur abaisseur.

* La distance entre le circuit oscillant et l'onduleur peut être importante. Dans le cas de l'onduleur série, l'inductance de la ligne s'ajoute à celle de l'inducteur, ce qui ne pose aucun problème. Dans le cas de l'onduleur parallèle, l'inductance de la ligne doit être minimisée, car elle est source de surtensions aux bornes de l'interrupteur et limite le caractère spontané des commutations.

Elle ne doit pas cependant être nulle, car cette inductance limite les di/dt , sources de recouvrement des diodes et générateurs de perturbations électromagnétiques.

* Dans le cas de l'onduleur de tension, l'étage tampon est constitué d'une batterie de condensateurs de forte valeur. Dans celui de l'onduleur de courant, l'étage tampon est constitué d'une inductance de forte valeur.

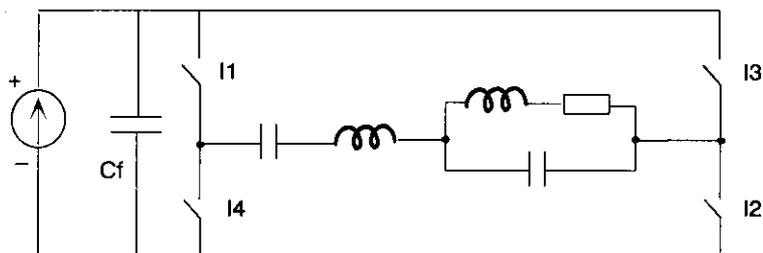
Economiquement, cela se traduit, en moyenne fréquence, par un avantage :

- à l'onduleur de courant pour des puissances supérieures à 150 kW
- à l'onduleur de tension pour des puissances inférieures à 100 kW

En haute fréquence ($f > 10$ kHz), ces seuils sont plus difficiles à déterminer.

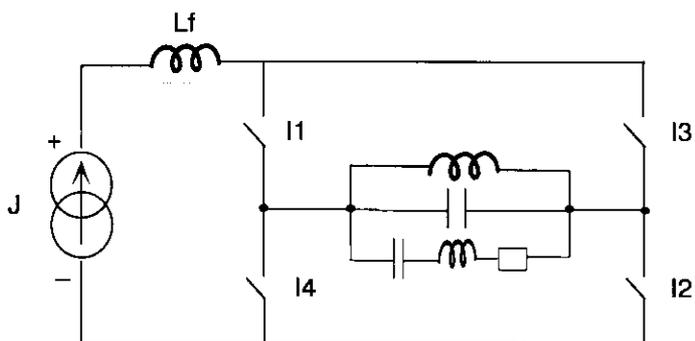
III.6. Autres structures d'onduleurs :

* Onduleurs à double résonance :



L'onduleur ci-contre est un onduleur qui, sur une structure d'onduleur de tension, permet cependant d'alimenter l'inducteur sous une tension faible.

Le dual de l'onduleur précédent est un onduleur qui, sur une structure d'onduleur de courant, permet cependant d'alimenter l'inducteur sous une tension élevée.

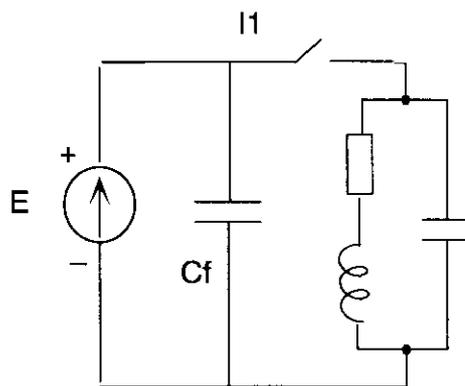


* Onduleurs mono-interrupteurs :

Pour des puissances moyennes ou faibles, on peut décliner les structures fondamentales à 4 interrupteurs en structures demi-pont à 2 interrupteurs. Ceci permet d'économiser deux modules de commande interrupteur, lorsque leurs coûts ne sont plus négligeables devant le coût des composants de puissance.

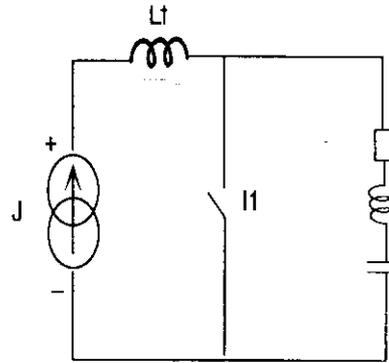
Pour des puissances faibles, on trouve aussi des schémas mono-interrupteurs.

Dans les schémas, les règles d'interconnexion des sources ne sont plus tout à fait respectées.



On relie une source de tension à un récepteur de tension. Cependant, la fermeture de l'interrupteur n'a lieu qu'à l'égalité des 2 tensions, c'est à dire lorsque la tension aux bornes de l'interrupteur devient nulle.

Le récepteur de courant est relié à la source de courant. Cependant, l'ouverture de l'interrupteur n'a lieu qu'à l'égalité des 2 courants, c'est à dire lorsque le courant traversant l'interrupteur s'annule.



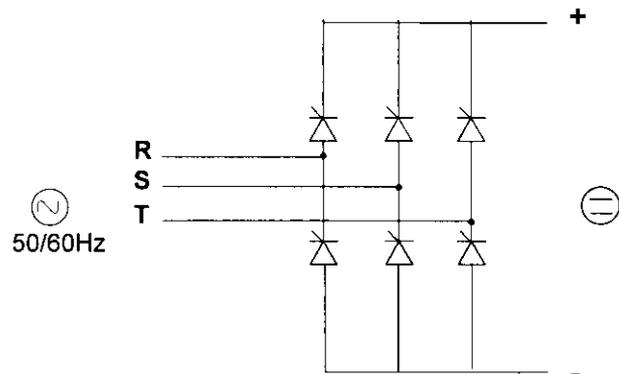
IV. REGLAGE DE L'ENERGIE :

La fréquence de commutation de l'onduleur étant imposée par l'application, en traitement thermique, le réglage de l'énergie n'est jamais effectué par la variation de cette fréquence. Le réglage de l'énergie est réalisé par un des 3 moyens suivants :

* Pont redresseur commandé :

C'est le moyen le plus répandu. Le réseau triphasé est redressé par un pont complet à thyristors.

La variation d'énergie est obtenue par l'allumage plus ou moins retardé des thyristors. L'inconvénient majeur de ce type de réglage est une dégradation du facteur de puissance au réseau.



* Hacheur :

Le redressement est effectué par un pont à diodes. Un hacheur est intercalé entre ce redresseur et l'étage tampon.

* Train d'ondes :

Effectué sur le réseau au moyen d'un triac, ou directement sur le pont onduleur.

C'est une solution peu utilisée en traitement thermique car les constantes de temps de la charge ne sont pas toujours suffisamment grandes par rapport à la période du train d'ondes.

V. PARTICULARITES DES CONVERTISSEURS DE FREQUENCE POUR LE TRAITEMENT THERMIQUE :

V.1. Refroidissement :

Etant donné les fortes puissances à dissiper, l'eau est le plus souvent utilisée pour refroidir les semi-conducteurs. Dans le cas des thyristors, le plus souvent de type stud ou press-pack, il n'y a pas d'isolement entre le thyristor et le radiateur à eau.

En revanche, on trouve plus facilement sur le marché des modules de transistors en boîtier isolé.

V.2. Coffret d'adaptation :

Ils comportent au minimum des condensateurs, assez fréquemment un transformateur H.F. abaisseur. Pour obtenir la puissance nominale du générateur, il faut réaliser l'adaptation d'impédance, c'est à dire obtenir l'égalité entre l'impédance de sortie du générateur et l'impédance de l'ensemble condensateur + inducteur, soit :

$$\begin{aligned} \dots Z &= R && \text{pour le circuit oscillant série} \\ &L \\ \dots Z &= \frac{1}{RC} && \text{pour le circuit oscillant parallèle} \end{aligned}$$

de plus, il faut que $f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC}$ corresponde à la fréquence désirée

La géométrie de l'inducteur étant quasiment fixée par la pièce à chauffer, la seule possibilité de réglage consiste à faire varier la capacité des condensateurs, ou le rapport de transformation du transformateur quand il existe.

Le calcul de l'inducteur ne pouvant se faire de manière très précise, il est indispensable de pouvoir faire les réglages expérimentalement, en disposant de condensateurs de différentes valeurs et d'un transformateur avec de nombreuses prises.

Le passage du point de Curie entraîne une forte variation d'impédance et une variation de fréquence de l'ordre de 10 %. En conséquence, sauf si le générateur est surdimensionné en puissance, on ne pourra pas être à la fois bien adapté avant et après le passage du point de Curie.

V.3. Commande des convertisseurs :

. Afin de pouvoir contrôler l'énergie envoyée dans la pièce, il est nécessaire de mesurer la puissance en sortie du générateur. La mise au point des capteurs de courant et tension haute fréquence est particulièrement délicate.

. Il est assez fréquent qu'un même générateur soit utilisé pour chauffer des pièces différentes, à des fréquences relativement éloignées les unes des autres. La fréquence de commutation doit rester en permanence proche de la fréquence de résonance, et ceci sur une large plage de fréquence.

. Les machines de traitement thermique étant intégrées à des lignes complètement automatisées, l'électronique de commande doit être conçue pour pouvoir dialoguer avec ces automates. L'utilisation des microprocesseurs facilite le dialogue.

4. GAMME DES GENERATEURS POUR LE TRAITEMENT THERMIQUE :

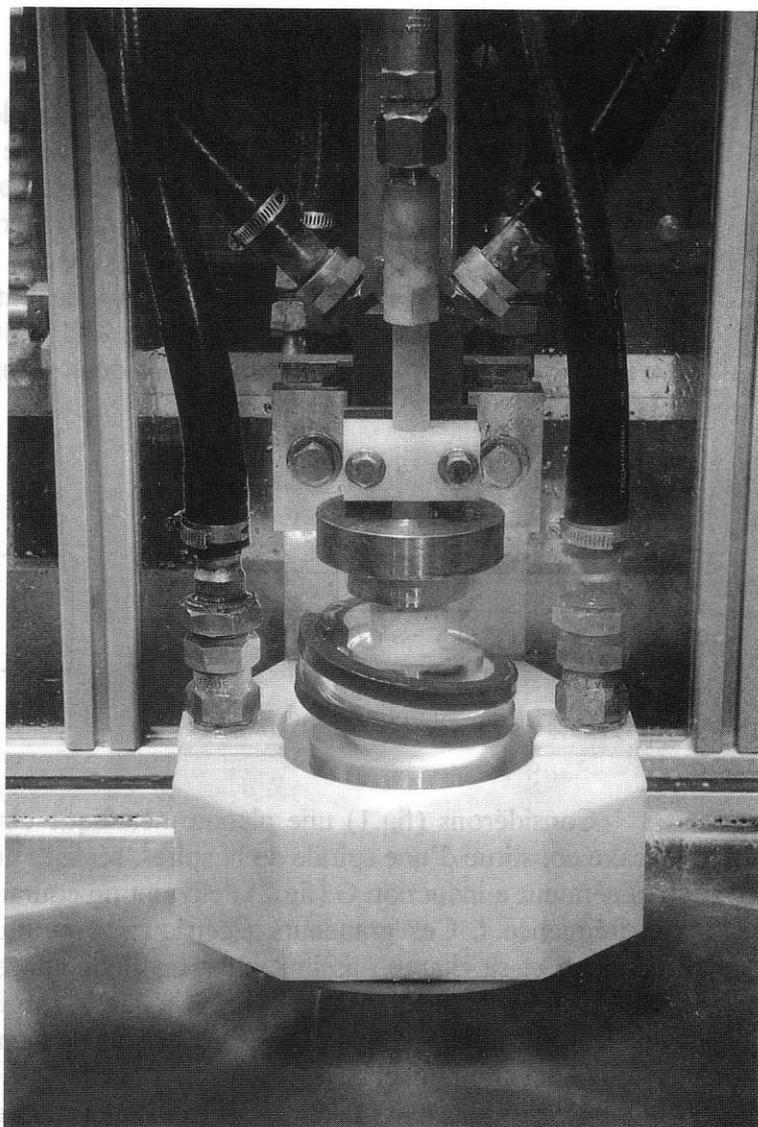
* Convertisseur à thyristors :

Les thyristors sont utilisés jusqu'à 10 kHz. La puissance des générateurs s'échelonne entre 6 kW et 2 MW.

* Convertisseurs à transistors :

En traitement thermique, une fréquence maximale de 400 kHz et une puissance maximale de 600 kW couvrent 95 % des besoins.

Ci-contre, une application de traitement des bagues de boîte de vitesses, effectuée avec un générateur parallèle à transistors MOS de 200 kW - 50 à 200 kHz.



LE CHAUFFAGE PAR INDUCTION D'UNE PLAQUE CIRCULAIRE

G. DEVELEY(*) et A. TEILLET(**)

(*) **Laboratoire de Recherche en Techniques Inductives
IUT de St Nazaire.**

(**) **Département Génie Thermique et Energétique - IUT de Poitiers.**

Résumé

On décrit une expérience de chauffage par induction d'une plaque circulaire. Dans une première partie, on établit une modélisation numérique du système aussi bien électromagnétique que thermique, avec prise en compte de l'inducteur. On montre les résultats numériques obtenus. Dans une seconde partie, on décrit le système expérimental et on établit la répartition des températures et leur évolution par mesure thermographique infrarouge.

1. Le système à induction

Si les systèmes de chauffage à induction sont déjà bien répandus dans l'industrie, il n'en va pas de même dans le grand public. La première tentative de pénétration de ce marché concerne la cuisinière à induction, avec actuellement plusieurs marques et modèles disponibles. L'efficacité de chauffe est un critère de choix pour le consommateur. Elle dépend du générateur utilisé et de son adaptation à la charge qui, elle, dépend beaucoup du type de matériau formant le fond de casserole. Dans le but de tester cette efficacité, nous avons développé une modélisation numérique au LRTI à St Nazaire, et un procédé expérimental à l'IUT de Poitiers. Nous présentons ces deux approches qui constituent un exemple de traitement d'un procédé électrothermique.

2. Le modèle numérique (St Nazaire)

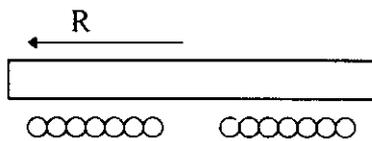


Fig.1 La plaque et son inducteur

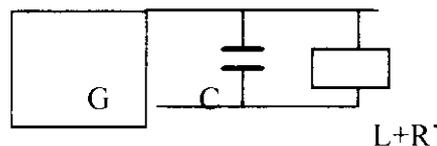


Fig.2 Le système électrique

Considérons (fig.1) une plaque métallique circulaire placée au dessus d'un inducteur pancake constitué d'une spirale de N spires, réalisée en fil de Litz. L'inducteur est alimenté par un générateur à induction G (fig.2) délivrant un courant de valeur efficace I sous une tension V à la fréquence f. Ces grandeurs électriques sont fournies par le circuit oscillant formé par l'inducteur et sa charge, assimilable à une inductance en série avec une résistance (L+R'), et par le condensateur C, placé en parallèle sur la sortie du générateur. Dans ces conditions, la puissance fournie par le générateur est essentiellement active tandis que la puissance réactive est limitée au circuit oscillant.

Il existe plusieurs façons d'aborder le calcul de la puissance induite dans la plaque, qui correspondent à une complexité croissante.

On peut simplement s'intéresser à la puissance transmise à la plaque. La théorie classique indique que cette puissance est exprimée par : $P = \rho H^2 S F / p$ (1)

avec: ρ : résistivité du matériau ($\Omega \text{ m}$); H : champ magnétique (At/m); S : surface de l'induit (m^2) (par simplification $S = \pi R^2$); F : facteur de transmission de puissance active (F voisin de 1). Le champ H est relié au courant d'inducteur par $H = \alpha NI/R$ où α est un coefficient compris entre 1 et 0. La profondeur de pénétration est $p = 503,3 \sqrt{\frac{\rho}{\mu_r f}}$ avec μ_r : perméabilité

relative du matériau. La relation (1) est souvent mise sous la forme : $P = k (NI)^2 (\rho \mu_r f)^{1/2}$ (1bis)

dans laquelle la profondeur de pénétration p a été remplacée par son expression.

On peut améliorer cette approche simplifiée en considérant l'ensemble inducteur-plaque comme un transformateur dont l'inducteur est le primaire et dont la plaque est un secondaire « en court-circuit ». On introduit ainsi des paramètres localisés comme les inductances propres de l'inducteur et de la plaque, et leur mutuelle inductance, ce qui constitue une approche « électrotechnique » du système. Ce modèle a l'inconvénient de reposer sur la connaissance des valeurs de L et de M , ce qui n'est pas a priori évident.

L'approche la plus complète consiste à résoudre les équations électromagnétiques du système afin de calculer les courants induits dans la plaque. C'est ce modèle électromagnétique du système que nous décrirons ici, dans cette première partie.

2.a Les équations du système.

Pour l'électromagnétisme, on part des équations de Maxwell dans une formulation en potentiel-vecteur A ($B = \text{rot}A$) en écrivant que $A_{\text{total}} = A_{\text{inducteur}} + A_{\text{plaque}}$ (2).

Si σ est la conductivité électrique du matériau étudié, il est classique d'exprimer la densité de courant J par: $J = -\sigma (\text{grad } V + j\omega A)$, associée à $\text{div}J = 0$. Par combinaison, ces deux expressions conduisent à : $\text{div}(\text{grad}(V)) + j\omega \text{div}A = 0$ (3), équation qu'on peut résoudre par différences finies.

Pour l'équation (2), on utilise la méthode des circuits couplés en découpant inducteur et plaque en autant de circuits filiformes créant chacun son propre potentiel. Par superposition de tous ces potentiels on obtient A_{total} . Pour calculer le potentiel de l'inducteur on utilise Biot et Savart en assimilant l'inducteur à une succession de lignes brisées, ce qui permet de tenir compte de l'hélicité de la spirale. Quant à la plaque, suivant la fréquence utilisée et donc la profondeur de pénétration (p) qui en découle, elle peut être découpée soit avec des courants surfaciques (faible pénétration et décroissance exponentielle depuis la surface), soit en plusieurs mailles depuis la surface (forte profondeur de pénétration et densité de courant constante dans chaque maille).

De la connaissance de A , on tire la densité de courant J , puis la densité de puissance induite par la relation: $q = J^2 / \sigma$, et enfin l'impédance globale par: $R + j\omega L = j\omega / I \int A \, dl$.

Pour la thermique, il s'agit de l'équation de la chaleur:

$$\text{div}(-\lambda \text{ grad}T) + \rho C_p \partial T / \partial t = q$$

où λ , ρ et C_p sont la conductivité thermique, la masse volumique et la capacité calorifique à pression constante du matériau. q est le densité de puissance créée par les courants induits. Ici encore on résout le problème numérique par la méthode des différences finies.

2b. Les résultats

On trouve sur la figure 3 la représentation des courants induits et la vision tridimensionnelle de la puissance induite dans la plaque.

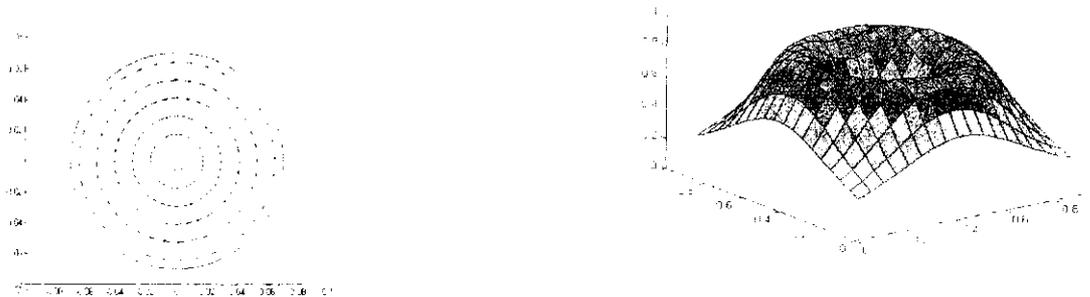


Fig.3 Densité de courants induits et puissance induite dans la plaque

Comme on le sait bien, les courants induits se développent de façon quasi circulaire. Leur densité est nulle au centre de la plaque, ainsi que sur les bords. Entre ces deux limites, la densité de courant passe par un maximum, ce qui provoque un échauffement inhomogène de la plaque, cet échauffement étant concentré selon une couronne. La répartition des températures dans la plaque n'est pas homogène ce qui peut conduire à des surchauffes du produit placé sur la plaque (ou à l'intérieur du récipient).

Un certain nombre de solutions sont proposées par les constructeurs pour remédier à cet inconvénient. Les deux principales sont la diffusion de la chaleur dans la plaque par soudage sur elle d'un matériau bon conducteur (cuivre - aluminium), ce qui conduit à un « sandwich », ou la modification de la forme de l'inducteur spirale au profit de l'inducteur sectorisé, ce qui conduit à des foyers découpés en trois ou quatre secteurs. Dans tous les cas, la modélisation numérique est d'un grand intérêt car elle permet d'évaluer les caractéristiques et les performances du futur système.

Parallèlement au travail de modélisation a été développé un banc permettant des tests expérimentaux sur divers systèmes industriels.

3. L'expérimentation directe (Poitiers)

Il s'agit de déterminer expérimentalement quel est, de l'acier doux, de l'acier inoxydable, de l'aluminium, ou du sandwich, le « meilleur » matériau à employer pour la réalisation de suscepteurs de cuisson professionnelle chauffés par induction électromagnétique. On sait bien d'après (1) que la puissance injectée dans la plaque est plus forte pour les matériaux magnétiques que pour les autres. Les vieilles casseroles de nos grand-mères en acier doux (fortement résistif et à perméabilité magnétique relative élevée) sont de meilleurs suscepteurs que nos belles poêles en aluminium revêtues d'un anti-adhésif..! Mais que valent en comparaison les fonds inox et sandwich ?

Nous avons donc mesuré, pour les différents matériaux cités, d'une part la puissance totale injectée dans la plaque, à intensité inducteur constante, et d'autre part la répartition des températures sur la plaque et leur évolution lors du chauffage. Pour la puissance totale on utilise une méthode calorimétrique, et pour la répartition des températures on passe par la thermographie infrarouge.

3.1 - Le matériel de l'essai

Il se compose:

- d'un générateur industriel apériodique CELES 6KVA : $10 < f < 30$ kHz.

Ce type de générateur n'a pas de fréquence propre de fonctionnement. La fréquence se « cale » notamment en fonction de la self utilisée.

Remarque: a. Dans le domaine de la cuisson (domestique ou professionnelle) le générateur à transistors, fonctionne à fréquence constante (25 kHz). Il est refroidi par de l'air. Dans ce cas les manipulations avec les fonds peu ou pas ferromagnétiques ne sont pas possibles, car il n'y a pas couplage électromagnétique (clignotement des diodes de puissance).

b. Souvent, l'électronique du générateur est partiellement protégée des inévitables dispersions des lignes du champ magnétique par des ferrites collées sous l'inducteur.

- d'un coffret d'adaptation contenant transformateurs refroidis à l'eau, et batterie de condensateurs ($1,3 < C < 12 \mu\text{F}$).

- d'un inducteur (CABLECO) plat, spiralé, constitué par $N = 108$ fils ($\varnothing = d_i = 0,28$ mm), réalisant une tresse de \varnothing extérieur 4,3 mm et de section de passage $s = 6,6 \text{ mm}^2$. Cet inducteur logé dans un boîtier en PVC, est protégé de l'extérieur par une structure en vitrocéramique laissant un entrefer de quelques mm.

- d'un transformateur d'intensité fonctionnant à 30 kHz associé à un oscilloscope permettant de mesurer les valeurs maximale et efficace de I .

- d'une charge à eau en PVC dont le fond est constitué par l'induit à étudier.

- d'un rotamètre et de thermocouples blindés de type K.

3.2 Les matériaux étudiés

Ils constituent des plaques circulaires ou fonds de suscepteurs de cuisson professionnelle de diamètre $\varnothing = 2 R = 0,3$ m.

<u>Fond 1</u> : Acier doux E24	$e = 3 \text{ mm}$	$\lambda = 50 \text{ W/m.K}$	
	$\rho = 30 \cdot 10^{-8} \text{ m}$	$C_p = 0,5 \text{ kJ/kg.K}$	$\mu_r > 1$
<u>Fond 2</u> : Aluminium A5	$e = 5 \text{ mm}$	$\lambda = 230 \text{ W/m.K}$	
	$\rho = 3 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m}$	$C_p = 0,95 \text{ kJ/kg.K}$	$\mu_r = 1$
<u>Fond 3</u> : Acier inoxydable (18/10)	Z6 CN 18.10		
	$e = 5 \text{ mm}$	$\lambda = 17 \text{ W/m.K}$	
	$\rho = 70 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m}$	$C_p = 0,5 \text{ kJ/kg.K}$	$\mu_r = 1$
<u>Fond 4</u> : Sandwich composé de l'extérieur vers l'intérieur			
- Z6 CN 18.10	$e = 0,2 \text{ mm}$		$\mu_r = 1$
- Z8 C 17	$e = 0,2 \text{ mm}$		$\mu_r > 1$
- Z6 CN 18.10	$e = 0,2 \text{ mm}$		$\mu_r = 1$
- A5	$e = 5 \text{ mm}$		$\mu_r = 1$
- Z6 CN 18.10	$e = 2,5 \text{ mm}$		$\mu_r = 1$

Remarque: Le fond 1 réalisé en tôle ordinaire est très oxydable notamment par les acides culinaires (sauf dans le cas d'un revêtement émaillé ou anti adhésif).

- Le fond 3 est réalisé dans un « véritable » acier inoxydable (austénitique) , résistant très bien à la corrosion, mais amagnétique.

- Le fond 4 est réalisé notamment par l'association d'acier inoxydable austénitique ($\mu_r = 1$), d'acier inoxydable ferritique Z8C17 ($\mu_r > 1$) et d'aluminium.

3.3 Procédure et résultats

Après avoir atteint le régime permanent, relevé les intensités, températures (θ), débits (D), et calculé par calorimétrie les puissances utiles restituées ($P = D C_p \Delta\theta$), on obtient les résultats décrits en annexe (1).

3.4 Commentaires

a) La relation (1bis) montre que la puissance est fonction de l'intensité d'inducteur, de la perméabilité, de la résistivité et de la fréquence.

- La fréquence de fonctionnement « s'adapte » en fonction de l'induit utilisé. Elle oscille entre 19,1 et 21,5 kHz.

- A part pour les récepteurs non ferromagnétiques ($\mu_r = 1$), la perméabilité $\mu_r = f(H)$

- La variation de la résistivité influe peu sur les résultats car l'élévation de température est ici très faible.

b) La plaque aluminium sature très vite, et la courbe est en partie extrapolée.

- L'induit en acier inoxydable Z6 CN 18.10 donne des résultats médiocres.

- Les fonds en acier magnétique et sandwich donnent des résultats comparables, aux incertitudes de mesures près (courbes à allure parabolique).

c) Le calcul du rendement électrique du couple inducteur induit pour le fonds en acier doux avec une intensité $I = 40$ A ($P = 900$ W) est excellent.

Le rendement électrique de l'inducteur est défini par : $\eta = P / (P + P_i)$, où P_i représente les pertes par effet Joule dans l'inducteur, soit $P_i = R_i I^2$ ($R_i =$ résistance de l'inducteur)

Dans notre cas, ces pertes valent 40 W, ce qui conduit à un rendement de 0,96.

Comme on le voit, les pertes inducteur sont faibles, ce qui n'entraîne pas une forte température de fonctionnement. Il faut cependant tenir compte également de l'échauffement supplémentaire dû à la chaleur diffusée par la vitre placée au dessus de l'inducteur. Pour y remédier, dans les systèmes de cuisson commercialisés, l'entrefer est généralement ventilé mécaniquement.

4. Test de répartition de température

Rappelons qu'il s'agit de réaliser une cartographie des températures superficielles afin de tester l'hétérogénéité des répartitions des lignes de courant dans le suscepteur.

4.1 Le matériel

Outre le générateur, le coffret et l'inducteur déjà décrits, on dispose d'un système complet d'imagerie thermique permettant de suivre, en temps réel, le comportement de la plaque au cours du temps. Cet ensemble comporte :

- une caméra infrarouge courte longueur d'onde (Hugues) refroidie à l'argon.
- un micro-ordinateur de traitement d'images (Hugues TVS)
- un enregistreur sur disquettes
- divers périphériques.

4.2 Procédure et résultats

Chaque suscepteur (dont la face côté caméra a été peinte en noir mat) placé sur l'inducteur, est soumis aux conditions de chauffage compatibles avec le générateur. (cf. courbes). La caméra placée à environ 1 m au-dessus de chaque fond transmet les signaux reçus au micro-ordinateur TVS pour traitement en 16 couleurs; un moniteur annexe permet une meilleure lisibilité des thermogrammes. Les images thermographiques sont enregistrées automatiquement toutes les 15 secondes.

Les résultats obtenus au bout de 200 s de chauffage sont regroupés en annexe 2.

4.3 Commentaires

Remarques préliminaires:

La conduction jouant un rôle évidemment essentiel dans l'uniformisation de la température, on peut penser qu'une chauffe de longue durée contribue à lisser les effets de pics.

Les essais ayant été faits « à sec », la présence d'aliments solides ou mieux liquides accélérerait l'homogénéisation des températures.

Les conditions de l'essai, liées à la conception du générateur utilisé, étant légèrement différentes pour chaque fond (f, I), les résultats doivent être interprétés avec un minimum de prudence.

Interprétation propre :

D'une manière générale, on remarque un effet de « pic » ou effet d'anneau (pour des diamètres compris entre 10 et 20 cm). On retrouve ainsi les effets décrits sur la figure 3 en première partie. De la répartition des courants induits dans la plaque, il résulte, pour l'acier doux, un écart de plus de 70° C entre le bord et la zone la plus chaude. Certes, la température « basse » des bords est due à l'hétérogénéité des courants induits, mais aussi au phénomène de convection naturelle de l'air ambiant qui vient « lécher » cette zone périphérique.

La partie centrale, n'étant que peu soumise aux lignes de courant, voit aussi sa température s'élever faiblement.

Les températures les plus élevées et les écarts les plus grands sont atteints pour les matériaux les plus ferromagnétiques (acier doux, sandwich).

L'aluminium dans ce domaine ne présente aucun intérêt si ce n'est que sa bonne conductivité thermique se traduit par une absence de pic. En revanche, pour le matériau sandwich qui possède une âme en aluminium jouant le rôle de diffuseur, la courbe est pratiquement plate (à part les effets de bord).

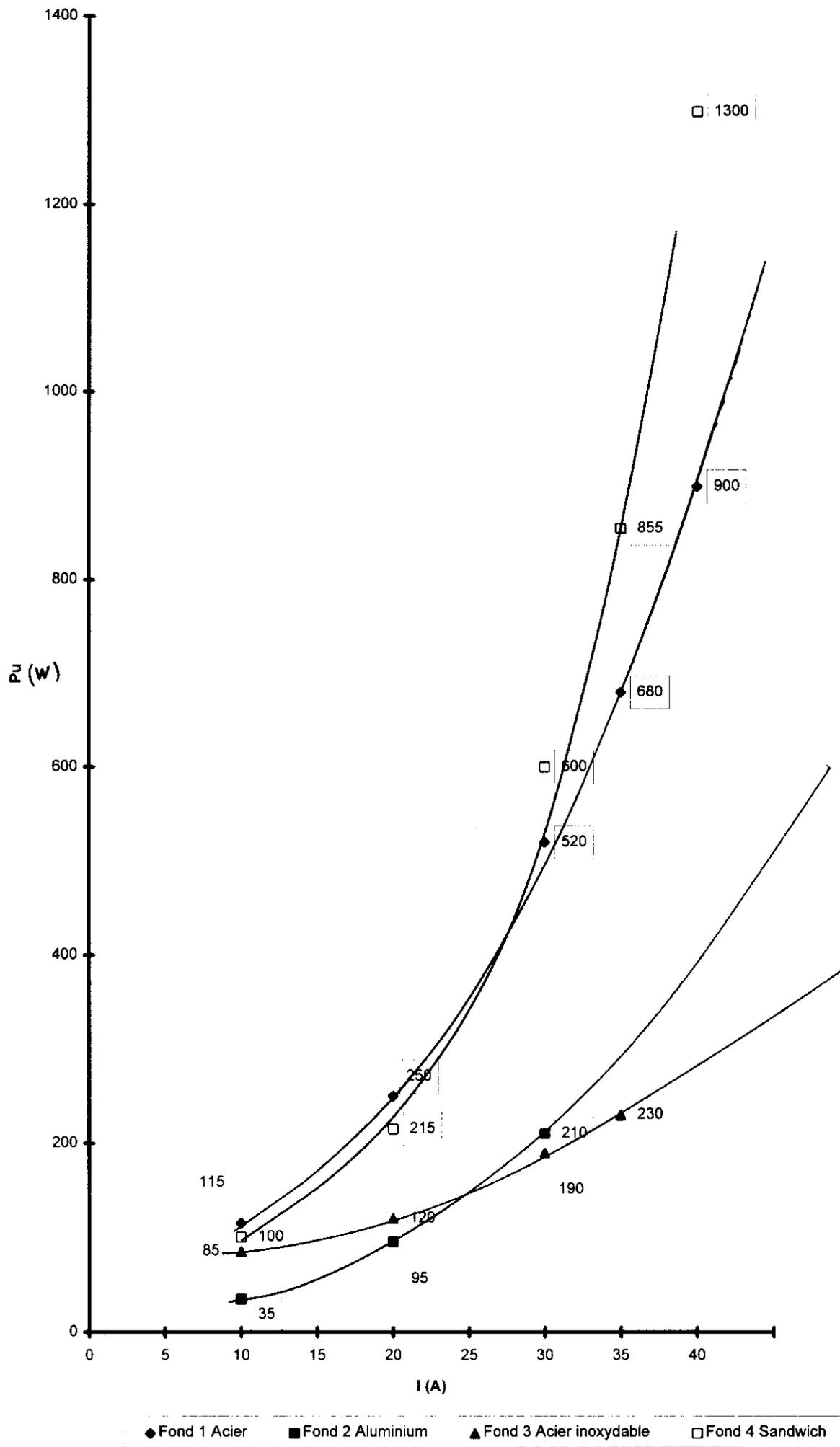
Le fond sandwich réalise donc le compromis électromagnétique et thermique idéal en associant un matériau ferromagnétique (Z8 C 17), un diffuseur (aluminium A5), et une protection efficace aux acides culinaires par la présence d'un acier inoxydable (Z6 CN 18.10) non ferromagnétique.

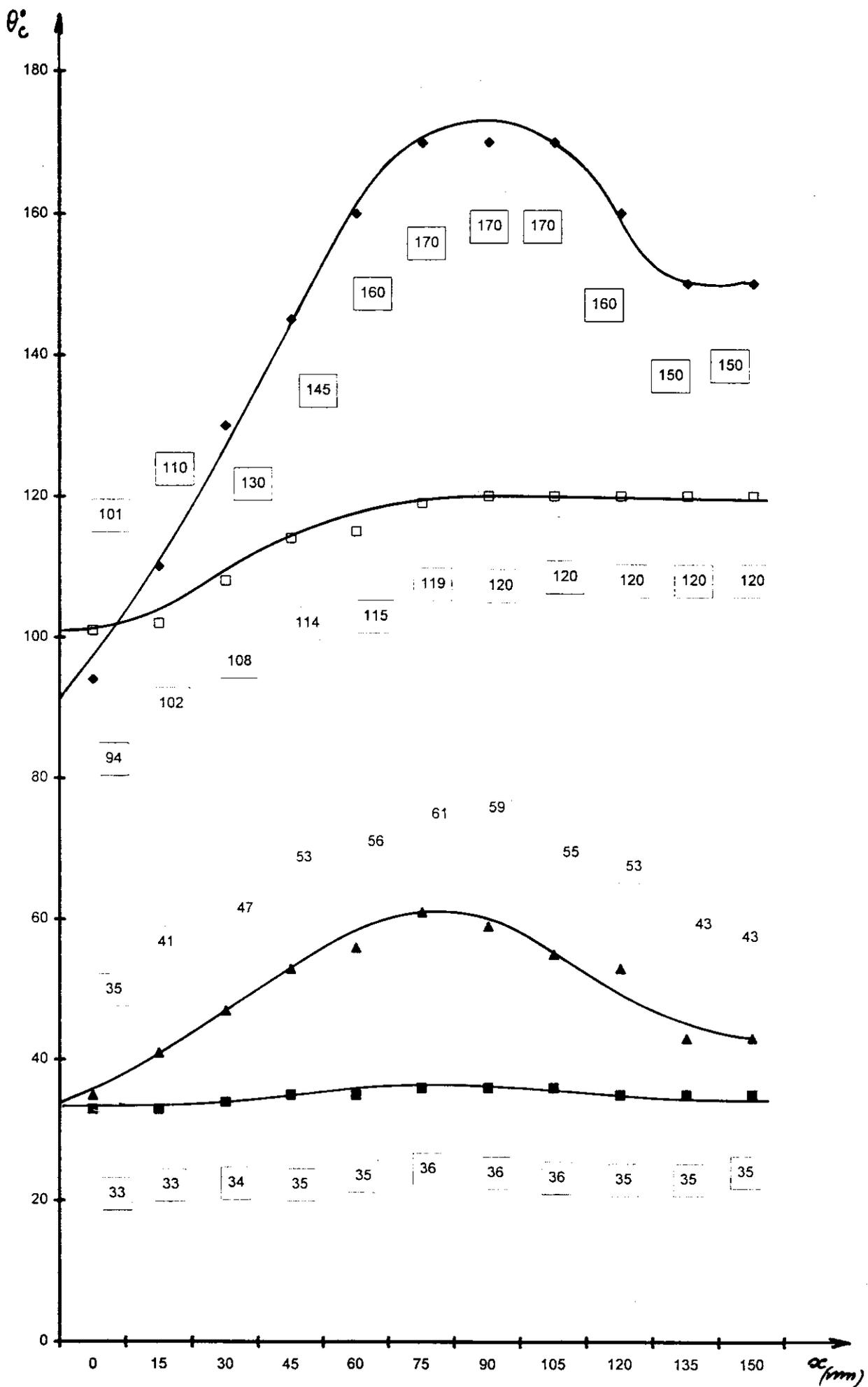
5. Conclusion

Nous avons montré comment il était possible de développer simultanément une étude théorique et un travail expérimental de validation. Cette dernière permet de caler un logiciel qui à son tour permet de prédimensionner un dispositif. Les expériences restent indispensables car elles mettent en évidence les défauts ou approximations d'un modèle numérique.

Quelque soit le mode d'approche, il est indispensable d'adapter le récepteur à cette technique de cuisson par induction. Les fabricants ne s'y sont pas trompés d'ailleurs, puisqu'ils ont défini un cahier des charges précis dans ce domaine: « la Charte induction ».

Néanmoins l'induction souffre d'un défaut d'image car sont encore vendus dans le commerce des récipients « spécial induction » qui sont en réalité de médiocres ustensiles. Il y a donc encore des améliorations à apporter sur lesquelles nous travaillons à l'heure actuelle.





◆ Fond 1 Acier ■ Fond 2 Aluminium ▲ Fond 3 Acier inoxydable □ Fond 4 Sandwich

ETUDE D'UN SYSTEME DE CHAUFFAGE A INDUCTION LE GENERATEUR CABLECO

*J.L.BIANCHI
Lycée Jules Ferry
29, rue du maréchal Joffre
78000 Versailles*

1 Présentation:

L'étude de l'électrothermie dans le cadre d'un enseignement en classe de technicien supérieur en électrotechnique s'est longtemps cantonnée au chauffage par résistances et il faut bien admettre que ce champ de la technologie fait figure de parent pauvre comparé à celui de la variation de vitesse. Ecartons d'emblée un quelconque désintéressement de la part des collègues, que l'on aurait tort d'accuser de sectarisme technologique, et relevons plutôt le manque de moyens mis à la disposition des établissements dans le domaine. Fort heureusement les choses évoluent et citons les efforts de la société **NOVELECT île de France** dans le sens de la promotion de cet enseignement; soucieuse de voir nos élèves aborder des techniques aussi répandues que le chauffage par induction, cette société n'a pas hésité à doter cinq établissements de la région île de France d'un système de chauffage par induction.

Le système retenu est un générateur à induction de marque **CABLECO**. Cette société située dans le Rhône est un des spécialistes du chauffage par induction de petite puissance (inférieure à la dizaine de Kw).

Nous aborderons l'étude de ce système sous deux angles:

- Etude technique du système, analyse fonctionnelle et approche théorique des différents sous-ensembles.
- Approche plus pédagogique sous la forme d'un essai de système.

Ainsi, après avoir étudié un système industriel et relevé ses particularités théoriques et technologiques qui, nous le verrons sont parfois étonnantes, nous avons cherché à dégager une approche pédagogique abordable pour les élèves et suffisamment formatrice.

Il nous a semblé qu'une approche globale du système en tant que convertisseur d'énergie dans le domaine de l'électrothermie était la plus appropriée.

2 Etude de la structure adoptée par le générateur à induction CABLECO:

2.1 Caractéristiques techniques du générateur:

Le poste est constitué de deux boîtiers:

- Un boîtier (550x550x200) incorporant un générateur à résonance de 5 Kw alimenté en 230 V monophasé 50 Hz.
- Un boîtier (550x350x250) adaptateur d'impédance avec inducteur solénoïde de diamètre utile 50 mm et hauteur 50 mm, en tuyau de cuivre refroidi par eau perdue, débit de 1 à 2 litres par minute.

Les caractéristiques électriques annoncées sont les suivantes:

- Alimentation: 200 à 250 V monophasé 50 Hz.
- Puissance nominale 5 Kw.
- Facteur de puissance $\cos \varphi = 1$
- Fréquence du courant HF : 25 KHz.

Ce générateur à induction est donc constitué de deux sous-ensembles:

- Un onduleur résonnant destiné à générer les courants haute fréquence et permettant la modulation du transfert d'énergie.
- Un adaptateur d'impédance, permettant l'alimentation de l'ensemble inducteur/charge dans les conditions optimales pour le transfert de puissance souhaité.

L'onduleur est alimenté directement à partir du secteur monophasé 50 Hz, 240 Volts redressé. Il est constitué d'un circuit résonnant et d'un interrupteur unique à IGBT.

L'adaptateur d'impédance est composé d'un transformateur de rapport $n=1$ et d'une batterie de condensateurs placée en parallèle sur l'enroulement inducteur. La figure 1 propose cette structure fonctionnelle

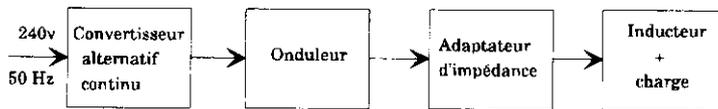


Figure 1

On peut d'emblée remarquer la simplicité de cette structure, il faut considérer que la plupart des produits concurrents adoptent la suivante:

- Un convertisseur AC/DC alimenté à partir du réseau.
- Un convertisseur DC/DC.
- Un convertisseur DC/AC, généralement constitué d'un onduleur en pont à quatre interrupteurs.
- L'ensemble inducteur plus charge.

D'un point de vue industriel le générateur CABLECO présente des avantages indéniables que nous essaierons de mettre en évidence, par contre notre expérience nous permet de penser que son approche pédagogique et expérimentale, notamment au niveau électronique de puissance n'est pas des plus aisées. Il est même certain que la structure traditionnelle ci-dessus est plus abordable.

Nous avons choisi pour l'étude une situation de type application industrielle; nous plaçons au centre du solénoïde inducteur, une charge d'acier comme c'est le cas notamment lors de la mise en température en vue d'un traitement thermique de type trempé.

2.2 Mise en situation:

La pièce est de forme cylindrique en acier XC38. La figure 2 donne la géométrie de la pièce considérée.

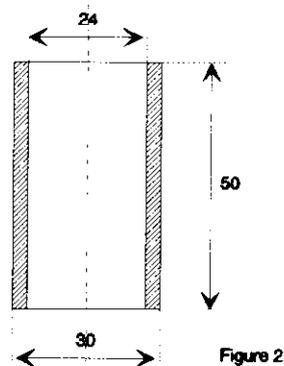


Figure 2

Cette pièce est placée au centre du solénoïde constituant l'inducteur du générateur à induction. La figure 3 propose la géométrie de cet enroulement constitué de 6 spires d'un tube de cuivre pur au centre duquel peut circuler l'eau de refroidissement au débit minimum de 1,5 litres/minute.

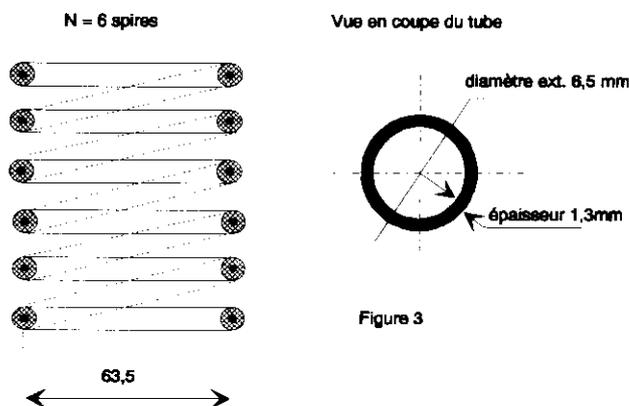
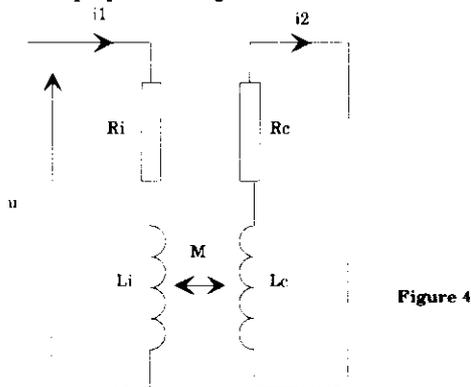


Figure 3

2.3 Etude de l'ensemble inducteur + charge:

L'ensemble inducteur et charge constitue un véritable transformateur dont le secondaire est en court-circuit. Le primaire est l'enroulement inducteur composé de son inductance propre notée L_i et de sa résistance R_i . Le secondaire est constitué par la charge (pièce cylindrique) elle-même, que l'on modélise par sa résistance et son inductance

propre: R_c et L_c en court-circuit. On note M l'inductance mutuelle caractérisant le couplage primaire/secondaire. Le schéma équivalent est proposé à la figure 4.



2.4 Détermination des éléments du schéma équivalent:

* Profondeur de pénétration :

Pour déterminer la résistance de la charge aux courants de Foucault il convient de montrer le sens de parcours de ces courants et la section de circulation. On sait que les courants pénètrent à la profondeur :

$$p = 503 \sqrt{\rho / \mu r \cdot f} \text{ (obtenue à partir des équations de Maxwell)}$$

Avec μr moyen pour l'acier: 20

ρ moyen $100 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$

et f nominale 25 KHz.

soit **$p = 0,7 \text{ mm}$** .

* Résistance de la charge: R_c

La figure 5 montre le parcours des courants induits dans la charge placée dans le champ d'induction B .

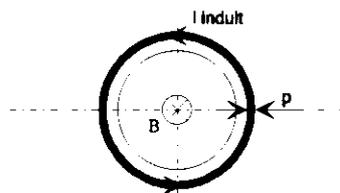


Figure 5

$$R_c = \rho \cdot l_c / S_c$$

avec $\rho = 100 \cdot 10^{-8} \Omega m$

l_c longueur moyenne de la ligne de circulation : $l_c = \pi \cdot (0,03 - 0,0007)$

S_c section de circulation $S_c = p \cdot h = 0,0007 \cdot 0,05$

il vient: **$R_c = 2,6 \text{ m}\Omega$**

* Inductance de la charge: L_c

elle peut être déterminée par la formule suivante:

$$L_c = N^2 / 9r \cdot k_i$$

avec N : nombre de spires ici $N = 1$, le secondaire étant considéré comme une spire unique en court-circuit.

$$\mathfrak{R}: \text{réductance ici } \mathfrak{R} = h \frac{1}{\mu r \cdot \mu 0 \cdot S}$$

$$S = \pi \cdot (D_{ext} - D_{int})/4 = \pi \cdot (0.03^2 - 0.024^2)/4 = 254 \text{ mm}^2$$

$$k_i = 1 + 0,44 \cdot \frac{D_c}{h} = 1 + 0,44 \cdot \frac{0,03}{0,05} = 1,264$$

Dc: diamètre intérieur de la spire.

h : hauteur de la charge. On obtient : **Lc = 0,16 μH**

* Résistance de l'inducteur: Ri

$$R_i = \rho \cdot \frac{L_i}{S_i}$$

$$\text{avec } L_i = N \cdot l_{sm} + l_{co} = 6 \cdot \pi \cdot (70 - 6,5) + 320 = 1520 \text{ mm}$$

N nombre de spires et lsm longueur de la spire moyenne.

lco longueur de tube hors bobinage.

ρ résistivité du cuivre.

$$\text{et } S_i = \pi \cdot (6,5^2 - 3,9^2) / 4 \cong 20 \text{ mm}^2$$

$$\text{soit: } \quad \mathbf{R_i = 1,52 \text{ m}\Omega}$$

* Inductance de l'inducteur: Li

On utilise l' expression $L_i = N^2 / k_i \cdot \mathfrak{R}$

$$\text{avec } k_i = 1 + 0,44 \cdot \frac{57}{50} = 1,5$$

$$N = 6$$

$$\mathfrak{R} = \frac{1}{\mu r \cdot \mu 0 \cdot S}$$

$$\text{avec } S = \pi \cdot (30^2 - 24^2)/4 = 254 \text{ mm}^2 \quad \text{et } l = 50 \text{ mm}$$

$$\text{soit: } \quad \mathbf{L_i = 3 \mu H}$$

3.2 Impédance de l'ensemble inducteur+ charge:

Le système ainsi défini se caractérise par les équations de mailles en régime harmonique suivantes:

$$U = (R_i + j \cdot L_i \cdot \omega) \cdot I_1 + j \cdot M \cdot \omega \cdot I_c$$

$$\text{avec } M \text{ coefficient de couplage mutuel } M = 0,77 \cdot \sqrt{L_i \cdot L_c}$$

$$0 = (R_c + j \cdot L_c \cdot \omega) \cdot I_c + j \cdot \omega \cdot M \cdot I_1$$

$$\text{posons } \underline{Z_1} = \frac{U}{I_1} \text{ l'impédance de l'ensemble inducteur + charge vue du primaire, nous obtenons:}$$

$$\underline{Z_1} = \frac{R_i + \omega^2 \cdot M^2 \cdot R_c + j \cdot \omega \cdot (L_i - \omega^2 \cdot M^2 \cdot L_c)}{R_c^2 + L_c^2 \cdot \omega^2}$$

$$\text{soit } \underline{Z_1} = R_1 + j \cdot \omega \cdot L_1 \text{ que nous pouvons modéliser à la figure 6.}$$

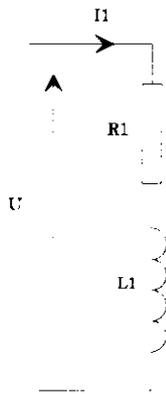


Figure 6

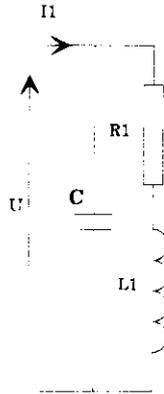


Figure 7

3.2 Etude de l'ensemble inducteur + charge avec adaptation d'impédance:

Pour adapter l'impédance de l'ensemble [inducteur + charge] modélisé à la figure 6, afin de permettre la modulation de puissance de l'onduleur on crée un circuit résonnant en plaçant le condensateur C en parallèle sur l'ensemble inducteur + charge soit R1,L1. On obtient le circuit de la figure 7.

On peut alors mettre $\sum \frac{1}{Z_1} = \frac{U}{I_1}$ sous la forme:

$$Z_1 = \frac{R_1 + j \cdot \omega \cdot (L_1 - C(R_1^2 + L_1^2 \cdot \omega^2))}{(1 - L_1 \cdot C \cdot \omega^2)^2 + (\omega \cdot R_1 \cdot C)^2}$$

A la résonance la partie imaginaire est nulle et on peut écrire:

$$\omega \cdot L_1 - \omega \cdot C \cdot (R_1^2 + L_1^2 \omega^2) = 0$$

Dans ces conditions l'impédance est équivalente à une résistance pure Req.

$$\mathbf{Req = L_1 / R_1 \cdot C}$$

avec

$$R_1 = 50 \text{ m}\Omega \text{ et } L_1 = 1,22 \text{ }\mu\text{H}$$

$$C = 20 \text{ }\mu\text{F} \text{ on obtient :}$$

$$\mathbf{Req \cong 1,25 \text{ }\Omega}$$

La pulsation de résonance est obtenue par:

$$\omega r^2 = 1/L_1 \cdot C - R_1^2/L_1^2$$

soit $\omega r \cong 200\,000 \text{ rad/s}$ ce qui correspond à une fréquence de résonance :

$$\mathbf{fr = 31,5 \text{ KHz}}$$

Il est intéressant d'analyser le comportement de cet ensemble lorsque la fréquence varie (ce qui sera réalisé par l'onduleur à résonance).

On peut exprimer le module de $\sum \frac{1}{Z_1}$ et son argument en fonction de la fréquence, c'est ce qu'illustrent les tracés des figures 7.a, b, c soit:

- Partie réelle de $\sum \frac{1}{Z_1}$ en fonction de la fréquence f : $R = f(f)$ (7.a).

$\text{tg } \varphi = f(f)$ avec φ déphasage du courant I1 par rapport à la tension U(7.b)

- Partie imaginaire de Z_1/ω équivalente à une inductance L pour les fréquences inférieures à la fréquence de résonance (capacitive au-delà de la résonance),(7.c).

$$R_e = f(f)$$

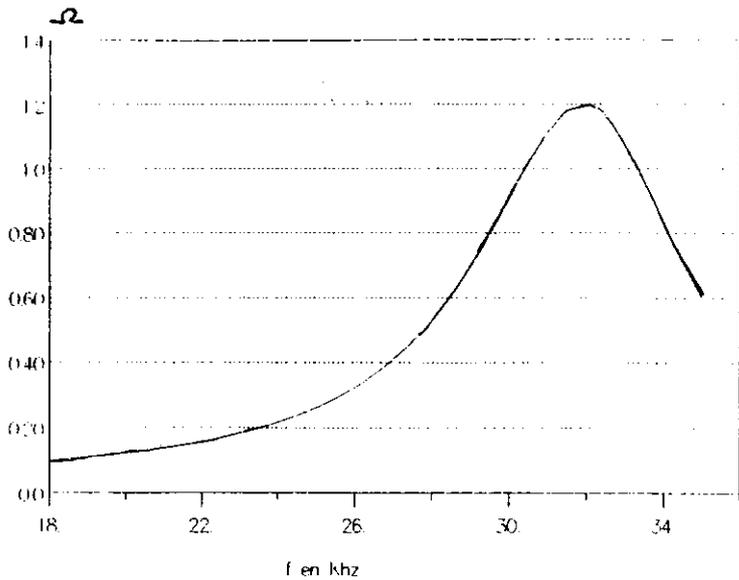


figure 7.a

$$\text{tg } \phi = f(f)$$

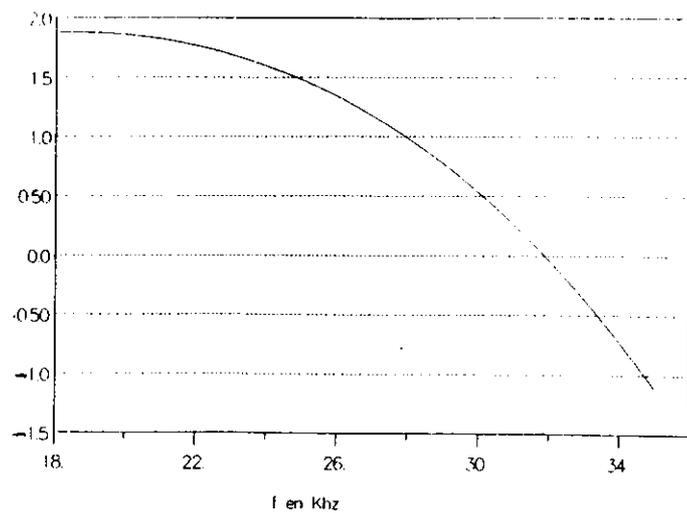


figure 7.b

$$\text{Inductance} = f(f)$$

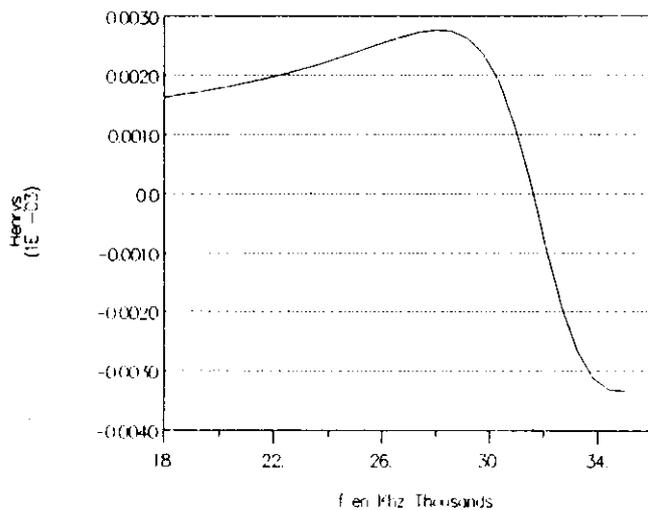


figure 7.c

Pour les fréquences inférieures à la résonance, on peut donc assimiler l'ensemble décrit à la figure 7, au circuit de la figure 8 pour lequel nous connaissons l'évolution des éléments en fonction de la fréquence. Nous allons montrer maintenant comment ce circuit ramené dans le circuit résonnant de l'onduleur par l'intermédiaire d'un transformateur d'isolement de rapport 1, se voit alimenté par l'onduleur résonnant.

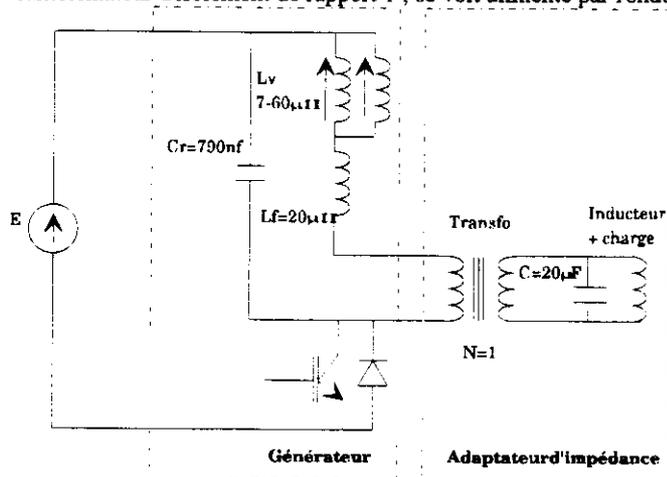


Figure 8

On remarque que l'ensemble inducteur + charge se trouve (si on admet que le transformateur de rapport unitaire est parfait) ramené dans une maille qui constitue le circuit résonnant du générateur.

Ce circuit est constitué d'une capacité $C_r = 790 \text{ nF}$, d'une inductance fixe $L_f = 20 \text{ } \mu\text{H}$ et d'une batteries d'inductances variables permettant de faire varier l'accord du circuit résonnant et donc la fréquence d'alimentation de l'ensemble inducteur + charge. Ces inductances sont réalisées sur un support magnétique dont on peut faire varier la polarisation par l'intermédiaire d'enroulements alimentés en courant continu variable. La modification de polarisation magnétique par modulation d'amplitude du courant continu entraîne une modification de perméabilité dynamique aux différents points de fonctionnement, et donc une modification de l'inductance insérée par ces batteries dans le circuit résonnant. C'est cette consigne de polarisation magnétique et donc de la valeur d'inductance L_v qui permet de modifier l'accord et donc la puissance transmise à la charge. Le constructeur donne: $7 \mu\text{H} < L_v < 60 \mu\text{H}$.

On peut remarquer que la somme $L_v + L_f$ est toujours nettement supérieure à l'inductance ramenée de l'ensemble inducteur + charge dont la valeur passe de $1,6 \mu\text{H}$ à 18 kHz à un maximum de $2,7 \mu\text{H}$ à 28 kHz , pour s'annuler à la résonance de l'ensemble onduleur + charge ($31,5 \text{ kHz}$). On peut donc en conclure que la pulsation propre du circuit résonnant du générateur est pratiquement fixée par la maille C_r, L_v, L_f .

Il vient pour l'encadrement de fréquence:

$$(L_v + L_f).C_r.\omega^2 = 1 \text{ , soit :}$$

$$\omega_{0 \text{ max } i} = \frac{1}{\sqrt{C_r.(L_v \text{ min } i + L_f)}} = \frac{1}{\sqrt{790.10^{-9}.(7.10^{-6} + 20.10^{-6})}} = 216500 \text{ rad / s}$$

$$\omega_{0 \text{ min } i} = \frac{1}{\sqrt{C_r.(L_v \text{ max } i + L_f)}} = \frac{1}{\sqrt{790.10^{-9}.(60.10^{-6} + 20.10^{-6})}} = 125800 \text{ rad / s}$$

donc: $20000\text{Hz} < f_0 < 34000\text{Hz}$

Remarque: l'amortissement du circuit dépendant de la résistance de la maille et donc du point de fonctionnement, modifie légèrement la fréquence d'oscillation.

Dans ces conditions on peut assimiler le circuit de la figure 8 à celui de la figure 9, où pour toute valeur de fréquence comprise entre 20000 Hz et 31500 Hz (fréquence de résonance de l'ensemble adaptateur+charge+ inducteur) on peut modéliser le circuit secondaire par le dipôle R_e et L_e en série (L_e s'annulant à la résonance).

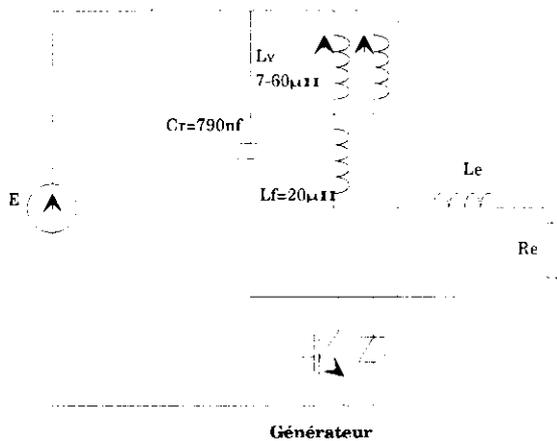


Figure 9

3.3 Etude de l'onduleur à résonance:

L'interrupteur est commandé au zéro de la tension VCE. On lui applique alors une impulsion de commande de durée pratiquement fixe $t_c = 15 \mu\text{s}$.

Au moment où on applique l'impulsion de commande il n'est pas certain que le transistor entre en conduction. En effet les conditions d'amortissement du circuit peuvent être telles que la diode en antiparallèle assure la continuité du courant, auquel cas le transistor n'entre en conduction qu'au temps t_0 où le courant s'annule. C'est cet instant que nous choisissons pour débiter l'étude séquentielle du convertisseur résonnant.

A t_0 , le courant dans L_e et donc dans l'inducteur est nul, le condensateur est supposé chargé à $V_c = E$ soit ici le secteur redressé maxi $E = 240 \cdot \sqrt{2} = 340$ volts. Le schéma équivalent est celui de la figure 10 : il s'agit d'un premier ordre, soit :

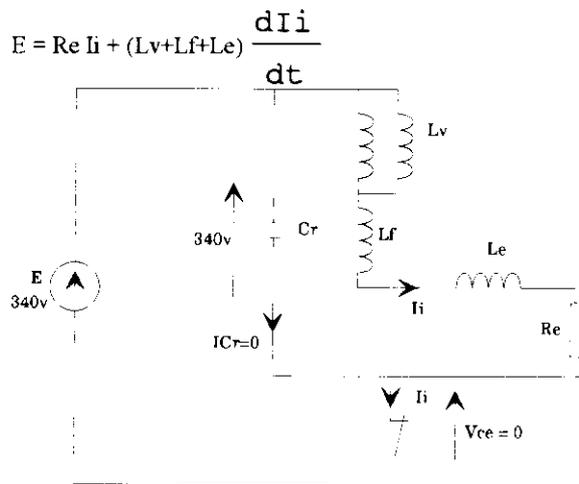


Figure 10

On obtient pour le courant I_i dans l'inducteur et traversant le transistor :

$$I_i = \frac{E}{R_e} \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$$

avec $\tau = (L_v + L_f + L_e) / R_e$

A $t = t_1$ on bloque l'interrupteur, on est alors en présence d'un circuit second ordre amorti constitué par la maille C_r, L_v, L_f, L_e, R_e : la continuité du courant I_i impose la charge du condensateur C_r selon une loi sinusoïdale. La tension $V_{ce} = E - V_{Cr}$ passera par un maximum lorsque le condensateur aura inversé sa charge $V_{Cr} = -E$ et donc

$V_{ce} = 2 \cdot E$, à cet instant t_2 , le courant I_i s'annule. Soit à la figure 11 :

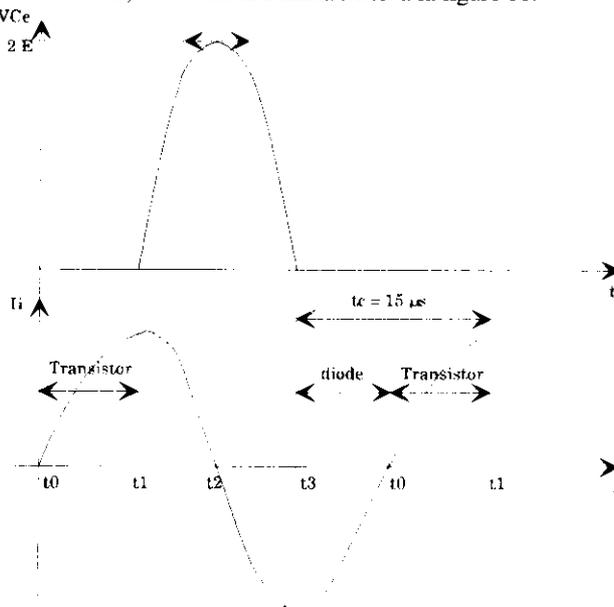


Figure 11

De t_2 à t_3 le condensateur se recharge selon la même loi sinusoïdale jusqu'à $V_{Cr} = +E$; à t_3 , $V_{Cr} = +E$ et donc $V_{ce} = E - V_{Cr} = 0$, la diode entre en conduction. Il est à remarquer que les temps $t_1 - t_2$, $t_2 - t_3$, $t_3 - t_0$ dépendent des conditions d'amortissement du circuit résonnant et donc les durées de conduction respectives de la diode et du transistor. La diode permet la continuité du courant celui-ci (I_i) est alors négatif et parcourt la maille charge, source et diode. Cela signifie donc

une particularité de la source (réversibilité de courant instantanée); cette source est en fait un pont de Graetz avec une capacité à ses bornes.

4 Approche pédagogique du système:

Nous avons cherché à exploiter cet équipement avec une classe de deuxième année BTS dans le cadre des essais de système.

4.1 Approche électrique:

Notre première volonté était d'étudier l'aspect électronique de puissance.

Jusqu'à présent, nous avons admis que l'onduleur était alimenté par une source de tension continue E que nous avons assimilée au secteur redressé puis filtré par condensateurs. Notre surprise a été grande lorsque nous avons cherché à observer la source de tension E.

En fait, l'observation de la source E à l'oscilloscope à mémoire, permet de montrer que les courants et tensions haute fréquence de l'onduleur sont modulés en amplitude par une composante basse fréquence à 100Hz. Cette composante est voisine d'une alternance secteur, ce qui nous permet de constater que la source E est tout simplement le secteur redressé double alternance. On trouve bien un condensateur en sortie du pont redresseur mais de faible valeur, insuffisant au filtrage et présent pour permettre les phases de réversibilité instantanée de l'onduleur.

On se trouve alors dans l'impossibilité d'exploiter l'étude théorique: on peut contourner le problème en transformant la source E en une véritable source de tension continue, mais attention danger! Pour ce faire on peut placer une batterie de condensateurs de filtrage, il est alors nécessaire de prévoir une résistance de limitation du courant d'appel ainsi qu'une résistance assurant la décharge lors de la mise hors tension.

Sur cette base nous avons cherché à voir si le modèle établi était proche de la réalité.

Le réglage choisi pour la self variable Lv impose une fréquence d'oscillation au circuit. A cette fréquence le circuit ramené de la charge présente une impédance particulière se caractérisant par une valeur de résistance Re et un facteur de puissance.

Nous avons simulé plusieurs réglages et donc transferts de puissance particuliers, puis nous avons effectué des essais dans les conditions définies; soit pour l'un d'entre eux:

On règle $L_v = 30 \mu\text{H}$ on a donc $(L_v + L_l) \cdot C_r \cdot \omega^2 = 1$ et $\omega^2 = 1 / (L_v + L_l) \cdot C_r$

$\omega_0 = 160000 \text{ rad/s}$ soit $f_0 = 25000 \text{ Hz}$

Sur les courbes d'impédance de résistance et de déphasage en fonction de la fréquence du circuit équivalent à l'ensemble charge+inducteur on relève pour cette fréquence:

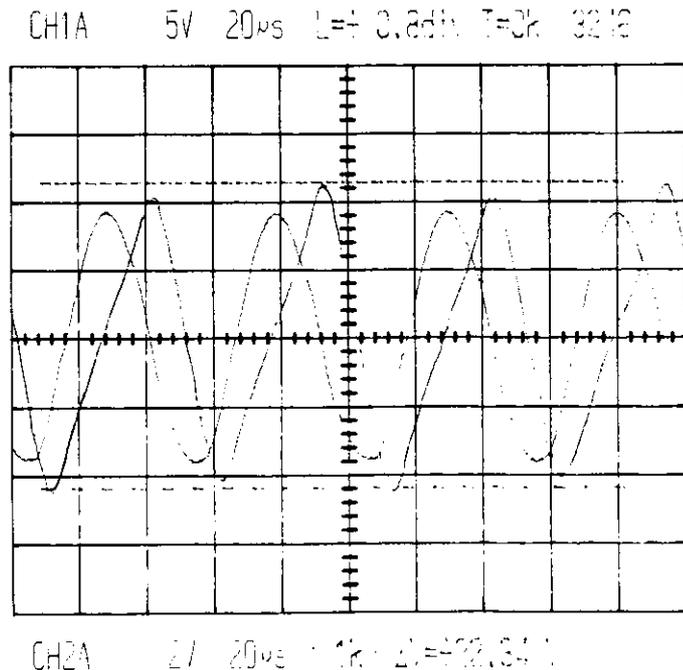
$R_e = 0,28 \Omega$ $L_e = 2,6 \mu\text{H}$ et $\text{tg } \varphi = 1,5$ soit $\varphi = 56^\circ$

On obtient, après simulation: $I_{\text{max}} = 82 \text{ A}$ soit une puissance transmise vers l'ensemble inducteur+charge

$P = R_e \cdot I_{\text{eff}}^2 = 0,28 \cdot 58^2 = 950 \text{ W}$

Nous avons comparé les résultats de simulation au relevé expérimental correspondant (figure 12); la mesure donne un courant crête de 84 A ($2\text{V} \Rightarrow 20\text{A}$) avec un déphasage d'environ 65° . La tension présente une valeur maximale de 54 volts (calibre 5 V avec sonde atténuatrice 1/6). Pour la puissance si on considère les signaux sinusoïdaux, nous obtenons $P = 960 \text{ W}$; la mesure semble bien confirmer la validité du modèle établi.

figure 12



Nous nous sommes intéressés aux conséquences de l'imperfection de la source de tension E du système réel sur la qualité du transfert énergétique. On a vu que la tension et le courant hautes-fréquences générés par l'onduleur à pulsation ω sont modulés en amplitude par l'onde de pulsation ω_2 résultante du redressement non filtré (100 Hz).

Pour les signaux haute fréquence :

tension: $v = V \cos(\omega_1.t + \varphi_v)$

courant: $i = I \cos(\omega_1.t + \varphi_i)$

d'où pour les signaux modulés:(taux de modulation idéal de 100%)

$$v = V \cos(\omega_1.t + \varphi_v). \cos(\omega_2.t)$$

$$i = I \cos(\omega_1.t + \varphi_i). \cos(\omega_2.t) \text{ avec } \omega_2 \text{ pulsation de modulation basse fréquence.}$$

Il vient pour la puissance instantanée:

$$p = v.i = V.I.\cos(\omega_1.t + \varphi_v).\cos(\omega_1.t + \varphi_i).\cos^2(\omega_2.t)$$

Soit après développement:

$$p = \frac{V.I}{4} . \cos(\varphi_v - \varphi_i) = \frac{V_{eff} . \sqrt{2} . I_{eff} . \sqrt{2}}{4} . \cos \varphi \text{ avec } \varphi = \varphi_v - \varphi_i$$

$$\text{Soit } P = 0,5 . V_{eff} . I_{eff} . \cos \varphi$$

On constate que cette modulation, qui n'est pas aussi idéale que celle présentée ici, réduit de moitié la puissance que l'on pourrait transmettre si l'onduleur était alimenté par une source de tension continue. Il ne s'agit pas d'une perte mais d'un choix qui est délibéré, celui qui permet au constructeur de faire l'économie de la batterie de condensateurs.

Il nous a semblé intéressant de chercher à quantifier le bilan énergétique par une série de mesures expérimentales basées sur une méthode calorimétrique.

4.2 Approche calorimétrique:

On se propose de mesurer la puissance transmise à la pièce par le système. Pour cela on réalise une enceinte adiabatique contenant un volume connu d'eau dans laquelle on a plongé la pièce.

L'ensemble est placé au centre de l'inducteur de façon à réaliser un couplage magnétique optimal entre la charge et l'inducteur, soit:

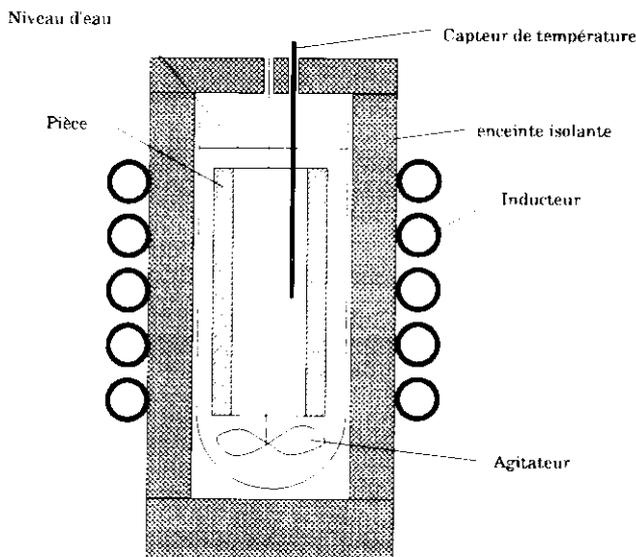


figure 13

Principe de la mesure:

On place dans l'enceinte un volume d'eau connu de masse $m_e=200$ g et de température initiale connue θ_i . On soumet alors la pièce à un champ d'induction en alimentant le générateur pendant un temps précisément mesuré t_c en actionnant l'agitateur qui permet d'homogénéiser la température du liquide. Si on note c la constante thermique de l'enceinte, on pourra écrire:

$$m_f.c_f.(\theta_x - \theta_i) + m_e.c_e.(\theta_f - \theta_i) + c.(\theta_f - \theta_i) = 0$$

avec:

m_f masse de la pièce dont la géométrie connue donne : $m_f = 98$ g
 c_f chaleur massique de l'acier $c_f = 460$ J/°
 c_e chaleur massique de l'eau $c_e = 4180$ J/°
 θ_f température finale atteinte par la masse d'eau
 θ_x température finale atteinte par la pièce

et c la constante thermique de l'enceinte obtenue par la méthode des mélanges:

On a pris une masse $m_1=100$ g d'eau à température θ_1 dans laquelle on ajoute une masse $m_2 = 100$ g d'eau à température θ_2 , si on note θ_f la température finale atteinte par l'ensemble homogénéisé m_1+m_2 . On peut écrire :

$$c.(\theta_f - \theta_1) + m_1.c_e.(\theta_f - \theta_1) + m_2.c_e.(\theta_f - \theta_2) = 0$$

On a obtenu $c = 312$ J/°

Relevés expérimentaux:

Avec une masse de 200 g d'eau et la pièce présentée:

On règle la tension de consigne du contrôle puissance à 2 volts: on mesure la puissance active appelée au secteur.

On chronomètre le temps d'application t_c , soit:

$\theta_i = 19,6^\circ\text{C}$ à $t_c = 30$ s on mesure $\theta_f = 28^\circ\text{C}$ Puissance secteur $P = 1120$ W

Il vient $m_f.c_f.(\theta_f - \theta_i) = - (0,2.4180(28-19,6) + 312.(28-19,6)) = - 9642$ J

D'où la puissance dans la pièce $P_c = m_f.c_f.(\theta_x - \theta_i) / t_c = 482$ W.

On a procédé de la même façon pour d'autres valeurs de consigne de puissance, on peut tracer la caractéristique de commande du générateur.

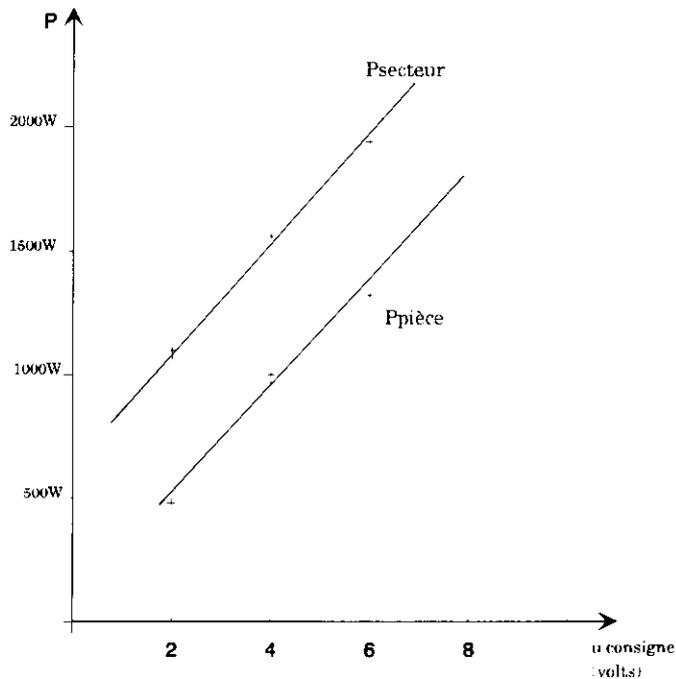


figure 14

UN PROCEDE DE CUISSON D'AVANT - GARDE : LA TABLE A INDUCTION

Jean-François SERGENT, Michel AMBERG
Université des Sciences et Technologies de Lille - Bât P2
59655 Villeneuve d' Ascq CEDEX

***Préambule :** L' étude qui suit est un prolongement des travaux effectués au sein de l'USTL dans le cadre de la formation d'étudiants-professeurs de l' I.U.F.M Nord/Pas-De-Calais préparant le CAPET Génie Electrique.*

1- INTRODUCTION

Parmi les nombreuses applications de l'électricité, le chauffage à induction est un thème peu abordé dans les sections de lycées techniques alors qu'il représente un domaine de l'électrothermie en pleine expansion tant sur le plan industriel que domestique.

Il existe pourtant sur le marché et depuis quelque temps déjà, un produit "*grand public*" capable de pallier en partie cette lacune et qui peut donner lieu à de nombreuses exploitations pédagogiques, il s'agit de la table à cuisson par induction.

En 1975 la société Thomson a lancé le premier modèle, son manque de fiabilité conduisit à l'époque à un échec commercial. Depuis des industriels ont, en partenariat avec E.D.F, résolu les problèmes techniques et proposent des produits, certes encore onéreux (4000F environ pour une table à deux foyers), mais parfaitement au point. De par la supériorité de ses performances (sécurité, rendement, rapidité, souplesse) on peut raisonnablement penser qu'il s'agit du mode de cuisson du XXI ième siècle.

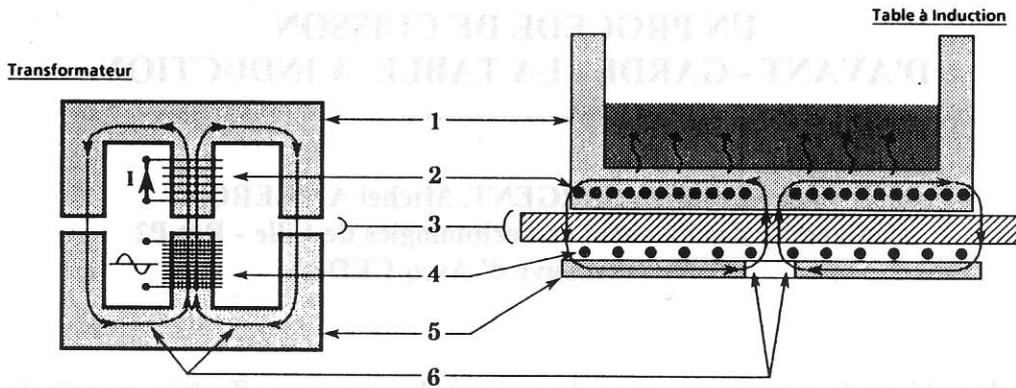
2- PRESENTATION

2.1 Principe de fonctionnement

Le procédé est connu depuis fort longtemps, un inducteur produit un champ magnétique variable, soumise à celui-ci une pièce métallique est alors le siège d'un courant induit (courant de Foucault) qui chauffe le matériau. On a coutume d'assimiler l' ensemble à un transformateur dont le secondaire serait en court-circuit ; on oublie souvent de préciser que l'induit, en l'occurrence le fond de la casserole, joue à la fois le rôle de circuit magnétique et d'enroulement secondaire.

2.2 Descriptif sommaire de la table "SAUTER"

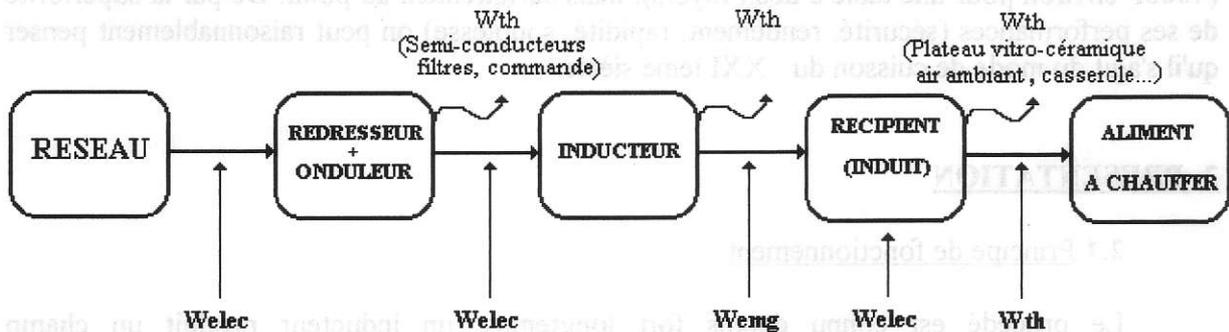
L'inducteur est constitué d'un enroulement en spirale réalisé en fil de Litz; il est alimenté par un onduleur à résonance en demi-pont comprenant deux transistors bipolaires de puissance; la tension prélevée au réseau par l'intermédiaire d'un filtre d'entrée est redressée à l'aide d'un pont de Graëtz. Le "contrôle-commande" de l'ensemble est confié à une carte organisée autour d'un microprocesseur. La variation de la puissance est obtenue en agissant sur la fréquence de l'onduleur ou par un procédé en train d'ondes selon la position de réglage.



<u>TRANSFORMATEUR</u>		<u>TABLE A INDUCTION</u>
- Circuit magnétique	← 1 →	- Casserole
- Secondaire en court-circuit	← 2 →	- Casserole
- Entre Fer	← 3 →	- Plaque Vitrocéramique
- Primaire	← 4 →	- Inducteur
- Circuit magnétique	← 5 →	- Ferrite
- Champ Magnétique	← 6 →	- Champ Magnétique

3 - MODELISATION

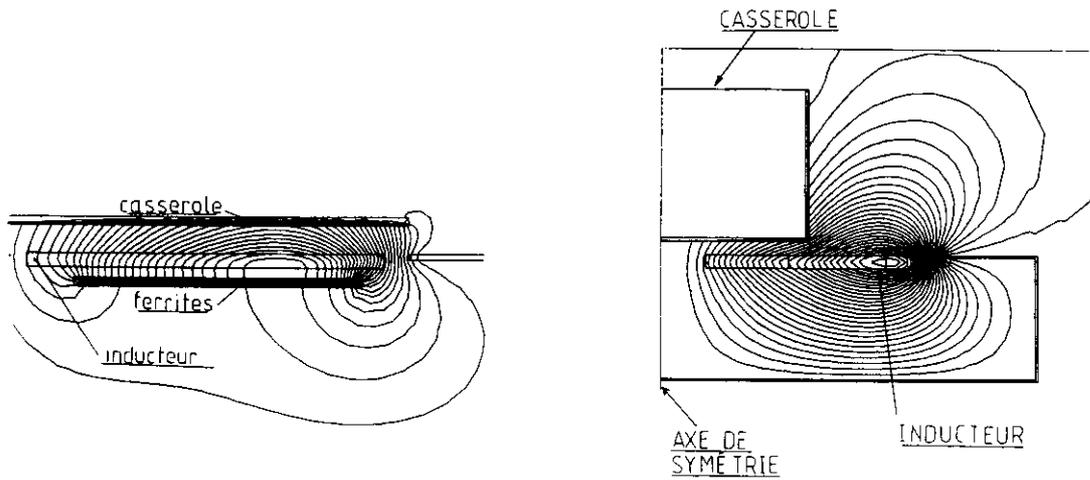
3-1 Chaîne énergétique



3-2 Modélisation "inducteur + charge"

3- 21 Approche magnétodynamique

La résolution locale des équations de MAXWELL par une méthode d'éléments finis permet d'obtenir à la fois la cartographie du champ magnétique rayonné (prise en compte des perturbations électromagnétiques) ainsi que les valeurs équivalentes de la charge traduites sous la forme de grandeurs électriques classiques (schéma R, L série constituant la charge de l'onduleur). Les figures suivantes mettent en évidence le rôle de confinement du champ dévolu aux ferrites placés sous l'inducteur et au boîtier réalisé en aluminium.



3-22 Approche à l'aide d'un modèle électrique de représentation

La méthode des éléments finis, bien que précise et indispensable pour l'optimisation industrielle du procédé, nécessite une étude complexe et des moyens qui sont pour l'instant ceux des laboratoires de recherche. On peut néanmoins mettre en évidence un certain nombre de concepts "clefs" avec un modèle plus classique. Pour cela on assimile le fond de la casserole à une spire de rayon $r/2$ (r , rayon de la casserole) dont la section est égale à la section équivalente de passage du courant induit ($s_2 = r \cdot \delta_2$, δ_2 profondeur de pénétration dans le matériau).

Dans l'hypothèse du premier harmonique, et en négligeant les pertes hystérétiques du récipient et des ferrites les équations de base de ce transformateur équivalent nous donnent :

$$\begin{aligned} \underline{V}_1 &= R_1 \underline{I}_1 + jL_1 \omega \underline{I}_1 + jM \omega \underline{I}_2 & \text{où } R_1, & \text{résistance ohmique de l'enroulement considéré} \\ & & L_1, & \text{inductance propre de l'enroulement considéré} \\ 0 &= R_2 \underline{I}_2 + jL_2 \omega \underline{I}_2 + jM \omega \underline{I}_1 & M, & \text{inductance mutuelle équivalente.} \end{aligned}$$

D'un calcul simple il vient :

$$\frac{\underline{V}_1}{\underline{I}_1} = \underline{Z}_1 = R_1 + kR_2 + j\omega(L_1 - kL_2)$$

$$\text{avec } k = \frac{M^2 \omega^2}{R_2^2 + L_2^2 \omega^2} \approx \left(\frac{M}{L_2}\right)^2 \text{ pour } \omega \text{ suffisamment grand.}$$

$$R_2 = \rho_2 \cdot \frac{\pi}{\delta_2}$$

$$\delta_2 = \sqrt{\frac{\rho_2}{\pi \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot f}}$$

$$L_2 = \mu_0 \cdot \frac{r}{2} \left[\ln\left(\frac{4r}{r'}\right) - \frac{7}{4} \right]$$

$$r' = \sqrt{\frac{r \cdot \delta_2}{\pi}}$$

Ainsi après quelques transformations et simplifications il vient aisément :

$$L_2 = 5 \cdot \Pi \cdot 10^{-8} \cdot r \cdot \left[\ln \left(\frac{0,01 \cdot r^2 \cdot \mu_r \cdot f}{\rho_2} \right) - 7 \right]$$

grandeur qui évolue peu dans la bande de fréquences utilisée (25 à 50 kHz en général).

On a également :

$$\operatorname{Re} |Z_1| = R_1 + \left(\frac{M}{L_2} \right)^2 \pi \cdot \sqrt{\pi \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \rho_2 \cdot f}$$

$$\operatorname{Re} |Z_1| = R_1 + \left[\alpha \left(\frac{M}{L_2} \right)^2 \sqrt{\mu_r \cdot \rho_2 \cdot f} \right] = R'_1 \quad \text{avec } \alpha = 2\pi^2 \sqrt{10^{-7}}$$

Enfin :

$$\operatorname{Im} |Z_1| \approx L_1 - \frac{M^2}{L_2}$$

valeur qui s'identifie à l'inductance de fuite (transformateur en court-circuit).

La connaissance de R'_1 et L'_1 (valeurs typiques $2,3\Omega$, $40\mu\text{H}$) permettrait par exemple de simuler le comportement de l'onduleur, leur détermination est cependant très délicate car un grand nombre de paramètres (μ_r, M, ρ_2) sont d'une part difficiles à mesurer, d'autre part sujets à de fortes variations (sensibilité à la température par exemple); sans doute une approche expérimentale est-elle préférable.

3.3 Efficacité du procédé

3.31 Influence du matériau.

Par application du théorème d'Ampère on peut mettre en place les deux relations suivantes :

$$H = \frac{KN_1 I_1}{r} \quad P_s = \rho_2 \frac{H^2}{\delta_2}$$

où K est un coefficient qui dépend des paramètres géométriques du dispositif, H le champ créé par l'inducteur et P_s la puissance surfacique créée dans la casserole. On aboutit alors à :

$$P_s = (\beta/r^2) \cdot (K \cdot N_1 \cdot I_1)^2 \sqrt{\rho_2 \cdot \mu_r \cdot f} \quad \beta = \alpha / \pi$$

L'analyse de ce résultat montre à l'évidence l'intérêt d'utiliser des matériaux possédant à la fois une forte résistivité (tout en étant conducteur évidemment) et une forte perméabilité. Il faut donc exclure le cuivre, l'aluminium, ou les inox amagnétiques, qui à puissance surfacique égale, supposeraient un courant inducteur prohibitif.

3. 32 Rendement électrique

Celui-ci est défini par le rapport entre la puissance cédée au récipient et la puissance absorbée par l'inducteur.

On a :

$$\eta = \frac{\alpha \cdot (M / L_2)^2 \cdot \sqrt{\mu_r \cdot \rho_2 \cdot f}}{R_1 + \alpha \cdot (M / L_2)^2 \cdot \sqrt{\mu_r \cdot \rho_2 \cdot f}}$$

Les conclusions précédentes restent valables, on remarquera au passage la nécessité d'avoir une valeur de M élevée donc un couplage "serré" (canalisations des lignes de champ, espace inducteur - casserole réduit) ainsi qu'une résistance primaire la plus faible possible (influence de l'épaisseur de peau).

4. CARACTERISATION DE LA TABLE A INDUCTION

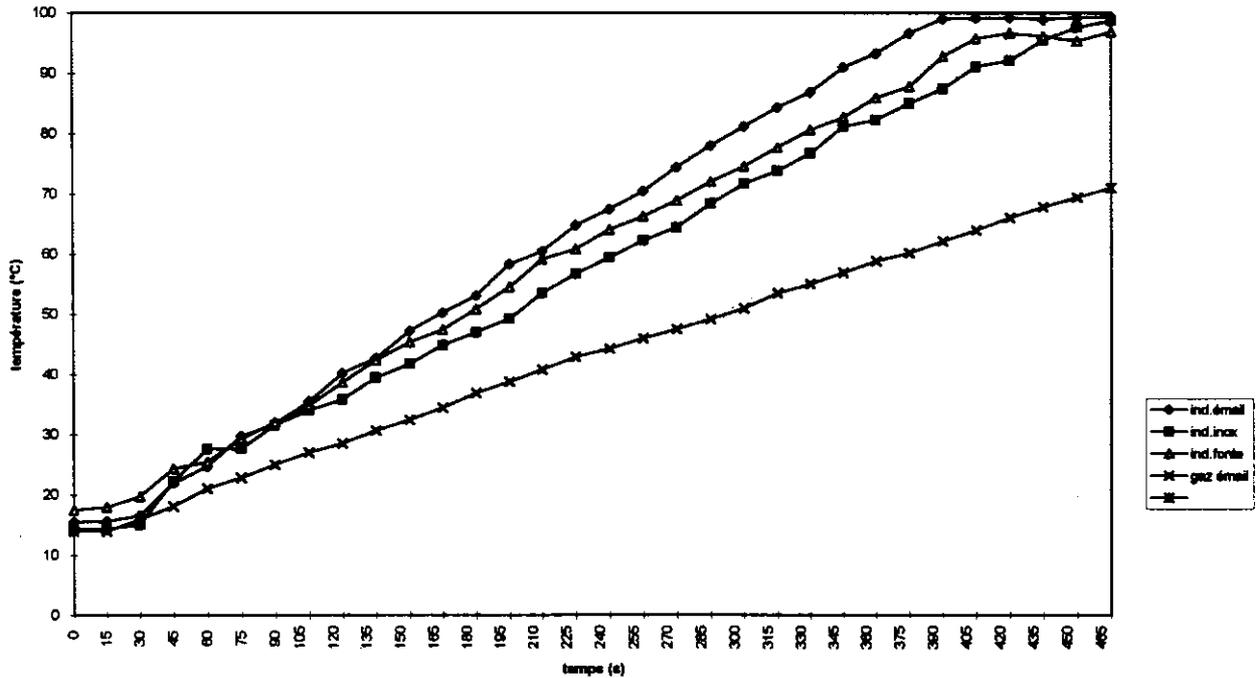
4 -1 Etude de la montée en température

Les essais ont été effectués à l'aide d'une table "deux foyers" de marque SAUTER avec plusieurs types de récipient contenant au départ 2 litres d'eau. Les courbes qui suivent ont été relevées à l'aide d'une sonde PT 100 à faible inertie (constante de temps égale à 0,4s) qui, associée à un multimètre, peut fournir une valeur de résistance convertie par un micro-ordinateur en valeur de température; la liaison entre les deux appareils est de type série. Un compteur électronique d'énergie permet de plus la mesure de la consommation de la table durant l'essai.

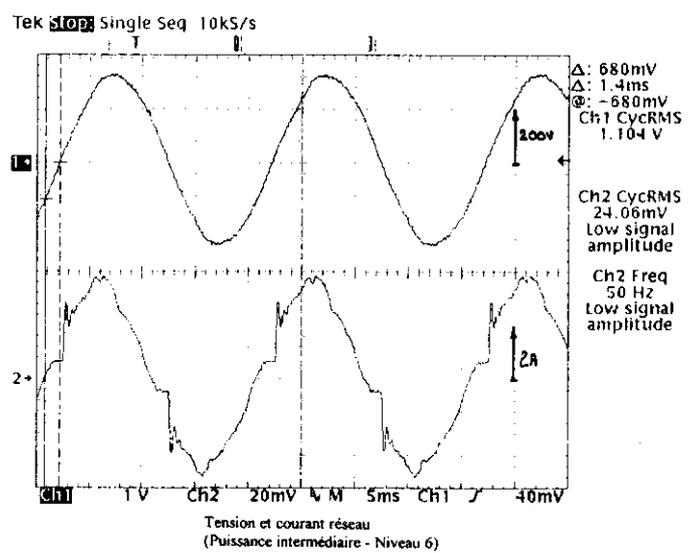
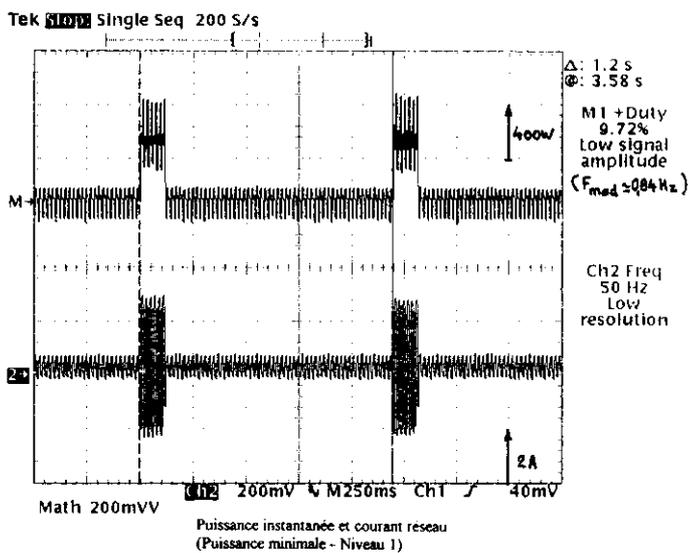
	Induction Position 12 Récipient émail	Induction Position 12 Récipient inox	Induction Position 12 Fonte émaillée	Gaz brûleur "3kW"	Plaques électriques "2kW"
temps de mise en ébullition	6mn 30	7mn 15	7mn 35	12mn 30	12mn 55
consommation Wh	273	280	273	605	463
rendement global	71,5%	70,6%	70%	33%	43%
coût énergétique	10,1cts	10,4 cts	10,1cts	8,5 cts	17,1cts

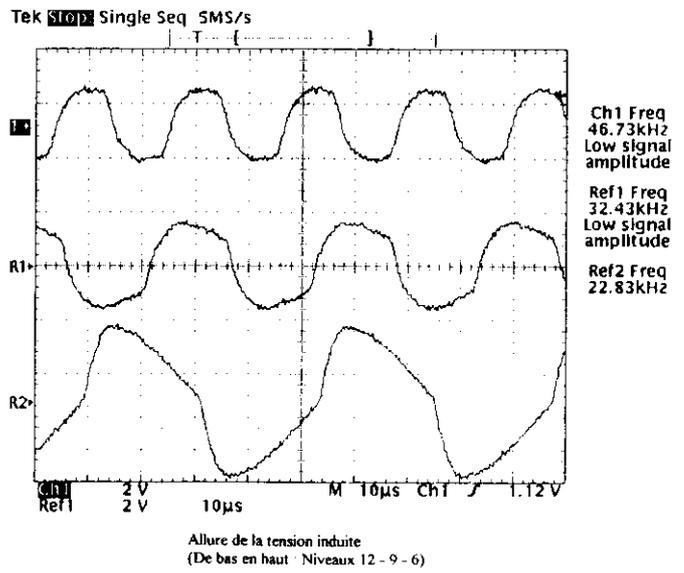
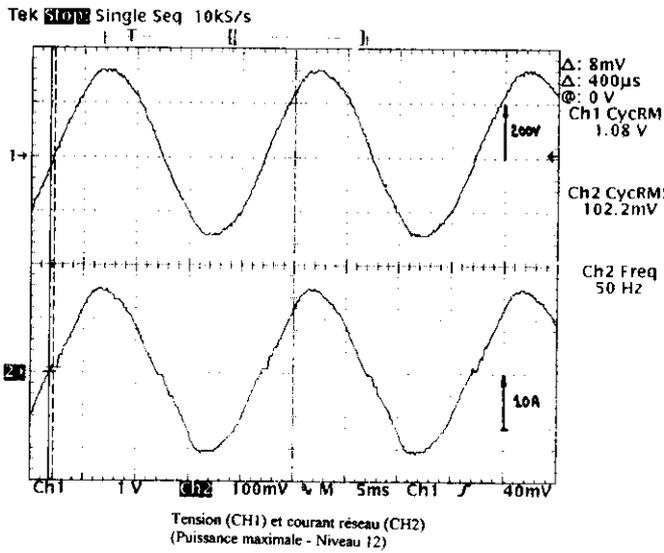
A l'évidence les temps de montée en température sont extrêmement courts, la table à induction se révèle de ce point de vue supérieure à tous les autres procédés (plaques électriques à conduction, plaques rayonnantes ou halogènes, gaz).

Essai indiciel

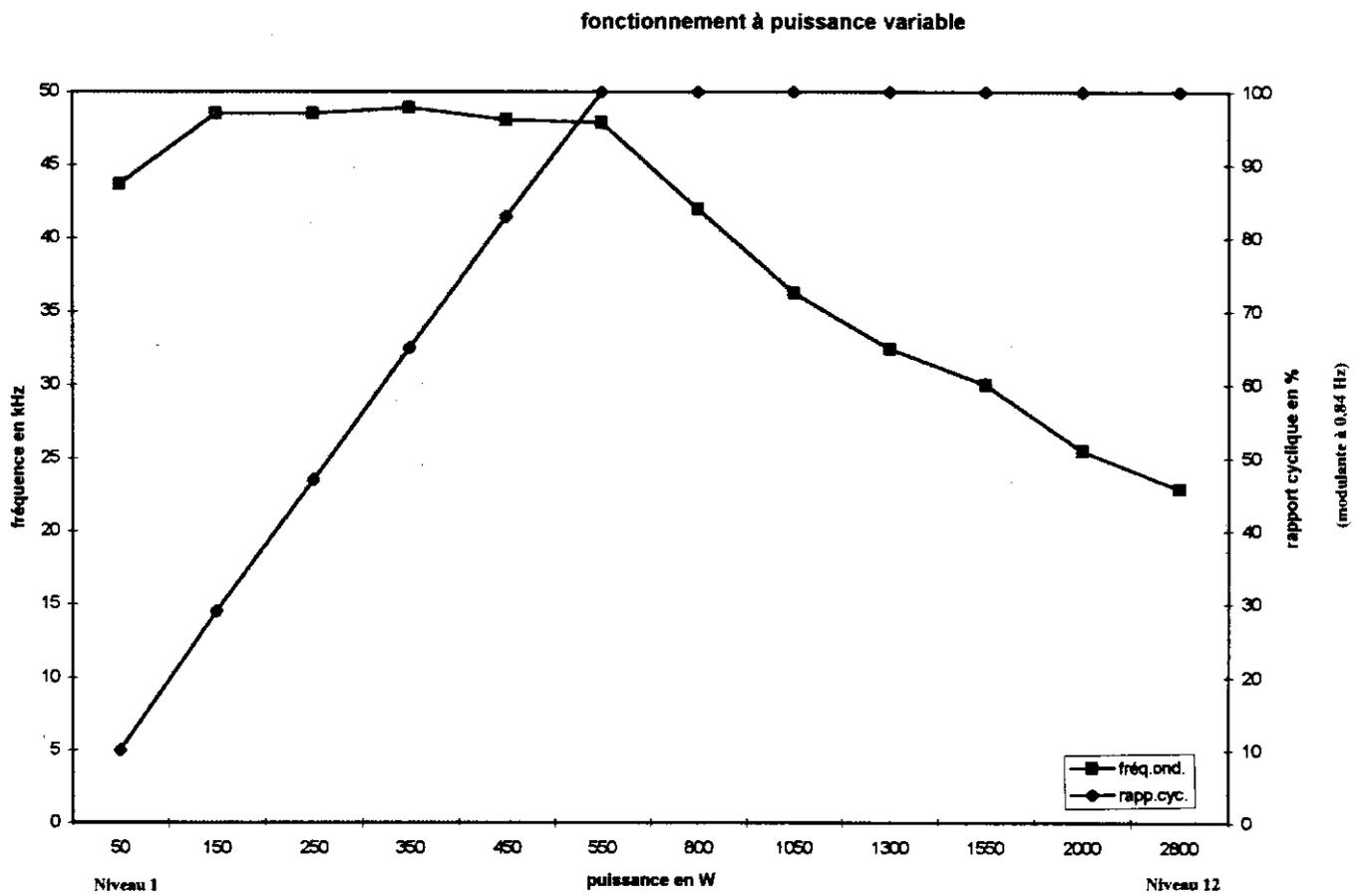


4-2 Relevés de forme d'ondes





4-3 Caractéristiques de transfert



5 - CONCLUSIONS

Bien qu'incomplète l'étude proposée a montré quelques unes des qualités du procédé (faible temps de réponse, valeur élevée du rendement); une expérimentation non relatée ici a démontré, les avantages indéniables au niveau de la sécurité d' utilisation et de la dynamique de réglage.

Sans distorsion de similitude dimensionnelle ("homothétie" égale à 1) ou technologique et pour un coût bien inférieur à de nombreux "systèmes" équipant les lycées techniques et professionnels de multiples perspectives pédagogiques sont envisageables en voici quelques unes :

- *étude comparative avec d'autres modes de cuisson (consommation, rapidité et finesse de réglage, sécurité d'emploi)*
- *mise en évidence de l'influence de la nature du matériau sur l'efficacité du procédé.*
- *modélisation et caractérisation du sous-système inducteur associé à la charge.*
- *simulation des modulateurs d'énergie (redresseur - onduleur - récepteur)*
- *perturbations engendrées (aspect compatibilité électromagnétique)*

6 - BIBLIOGRAPHIE

- *Exercices d'électrothermie issus de projets industriels (Electra)*
- *Revue générale d'Electricité (Janvier 1994 - Juin 1992)*
- *Techniques de l'Ingénieur (Volume D5 II)*
- *Electrothermie industrielle - Orfeuil (DUNOD)*
- *A series resonant inverter for induction Heating - Ferrieux - Kéradec - Bourdon (EPE 1987)*
- *La Vie électrique (Juillet-Août 1993)*
- *Fascicules techniques SAUTER.*

ALIMENTATION A COURANT D'ENTREE SINUSOÏDAL :

EXPLOITATION PEDAGOGIQUE

Laurent MARTIN - Lycée Geoffroy-Saint-Hilaire - 91150 ETAMPES

Nous avons, dans le précédent numéro, largement développé l'intérêt et les principes de fonctionnement des alimentations monophasées à courant d'entrée sinusoïdal. Après un bref rappel de la situation nous vous proposons ici, accompagnée de quelques commentaires, une exploitation pédagogique menée en Laboratoire d'essais de systèmes en classe de seconde année de Brevet de Technicien Supérieur en Electrotechnique. La séquence a pour objectif de mesurer les performances d'une alimentation à découpage munie d'un étage Correcteur de Facteur de Puissance (PFC).

1 RAPPELS :

L'étage d'entrée de nombreux convertisseurs statiques de puissance est souvent constitué d'un pont redresseur à diodes suivi d'un condensateur réservoir de filtrage. Le courant appelé sur le réseau est alors riche en harmoniques, le facteur de puissance faible ($\sim 0,6$). La prolifération de ces convertisseurs entraîne une pollution harmonique importante. La norme CEI 1000-3-2 ou EN 601000-3-2 limite fortement la pollution électrique créée par tous les équipements électrodomestiques et professionnels sur le réseau public basse tension.

Une des solutions techniques pour limiter les harmoniques renvoyés par les redresseurs à diodes consiste à ajouter un étage intermédiaire de conversion de l'énergie électrique entre le pont de diodes et le condensateur. Le montage le plus adapté pour réaliser l'étage intermédiaire de conversion est un hacheur élévateur contrôlé et commandé par un circuit intégré Prérégulateur à Haut Facteur de Puissance (PHFP) ou PFC Power Factor Control : le courant réseau devient sinusoïdal, en phase avec la tension.

2 COMMENTAIRES :

Pour situer l'objet technique dans un environnement industriel et justifier son emploi auprès des élèves, l'étude s'est d'abord appuyée sur le système technique d'une machine de tri-postal développée par le groupe CEGELEC-CGA-Branche Postale : l'alimentation en tension continue des racks, qui gèrent la reconnaissance, le vidéocodage et l'indexation du courrier, est assurée par une alimentation à découpage munie d'un correcteur de facteur de puissance (PFC) du fabricant LAMBDA-COUTANT.

Modèle : MML 600 T4 ; puissance de sortie : $P_{out} = 600 \text{ W}$; tension et courant de sortie par module : 48 V, 6,25 A ; nombre de modules : 2 ; facteur de puissance supérieur à 0,9 ; entrée universelle de 85 à 265 Vac, 47-63 Hz ; prix : 5416 frs HT.

Nous donnons dans les pages suivantes la fiche pédagogique, le schéma de câblage du poste d'essais et des extraits de relevés pour deux modules de sortie mis en parallèle débitant sur une charge résistive (soit P_{out} nominal : 600 W).

L'ensemble des essais nous amène à formuler quelques remarques :

-D'après les relevés des caractéristiques $F_p = f(V_{in})$ et $P_{out} = f(V_{in})$ pour deux modules de sortie et pour une excursion de la tension d'entrée de 70 à 230 Vac le **facteur de puissance (F_p) reste très voisin de l'unité** :

V_{in}	P_{out}	F_p
110 Vac	600 W	1
230 Vac	600 W	0,97

-Les relevés nous montrent aussi que les **harmoniques 3, 5 et 7 sont quasiment supprimés** et que le courant réseau est pratiquement sinusoïdal et en phase avec la tension.

-En terme de rendement nous obtenons :

P_{out}	V_{in}	η
600 W	110 Vac	79 %
600 W	230 Vac	81 %

-L'alimentation MML 600 T4 respecte pleinement la nouvelle réglementation : limites des courants harmoniques pour les équipements de classe A, annexe 1 de l'article précédent.

Fiche pédagogique - Contrat de formation

ETUDE DES PERFORMANCES D'UNE ALIMENTATION A DECOUPAGE MUNIE D'UN ETAGE DE CORRECTION DE FACTEUR DE PUISSANCE

Niveau de formation : B.T.S 2^{ème} ANNEE - 1^{er} SEMESTRE

Séance : LABORATOIRE D'ESSAIS DE SYSTEMES

Référentiel : Capacité : CONTRÔLER

Contenus d'enseignements liés à la tâche:

ELECTRONIQUE DE PUISSANCE -CONVERTISSEURS -

Objectif de séance :

Mettre en oeuvre des mesurages pertinents pour tester la conformité fonctionnelle d'un sous-ensemble : alimentation à découpage du fabricant COUTANT série OMEGA , avec correction du facteur de puissance.

Acquis préalables :

Les alimentations stabilisées linéaires et à découpage (évolutions, principe, grandeurs caractéristiques...)

Les alimentations à courant d'entrée sinusoïdal (pourquoi, comment)

Définitions : fondamental d'un signal, harmonique, facteur de puissance

Oscilloscope à mémoire, analyseur de réseau MAP 500, logiciel d'acquisition et d'analyse SAND.

On donne :

- Les documents du dossier technique.
- Les références normatives et réglementaires.
- Les appareils de mesures adaptés.
- Les spécifications des constructeurs.
- Le schéma de principe.
- Le travail à effectuer.
- Le matériel à tester.

On exige :

- De mettre en oeuvre de manière rationnelle des méthodes de contrôle et de justifier leurs choix.
- De fournir les relevés des mesures et leurs interprétations rigoureuses.
- De rédiger un compte rendu clair et précis.

Travail demandé :

- Voir fiches guides

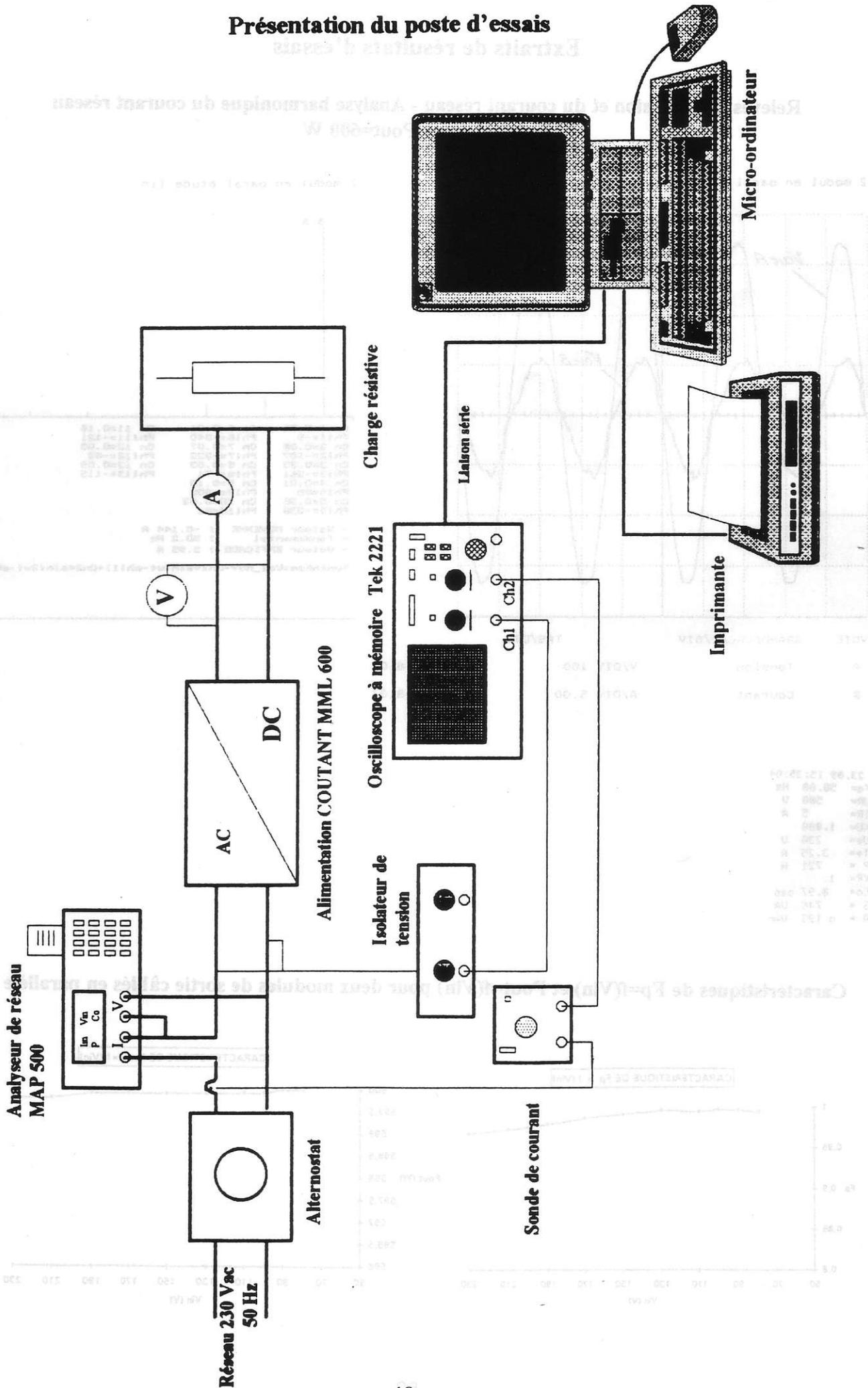
Conditions et critères d'évaluation :

Le travail est à effectuer par groupe de deux.

Temps imparti 5 heures.

Critères d'évaluation : initiative, autonomie, discipline, persévérance, utilisation des appareils, qualité des relevés, résultats attendus et interprétation,(voir aussi fiches spécifiques).

Présentation du poste d'essais

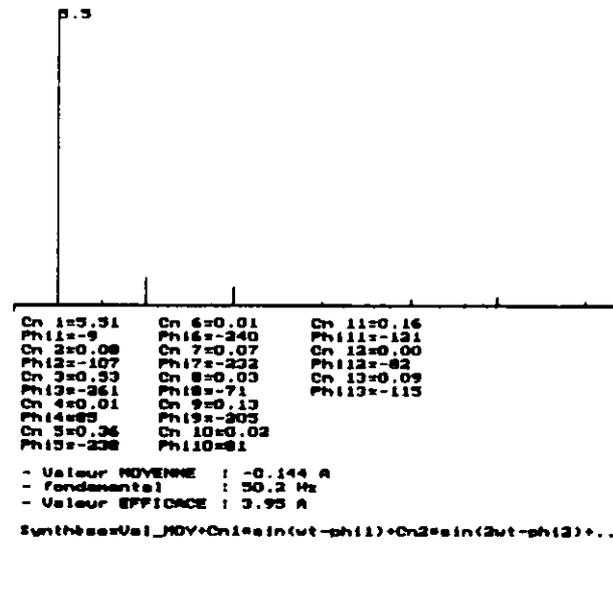
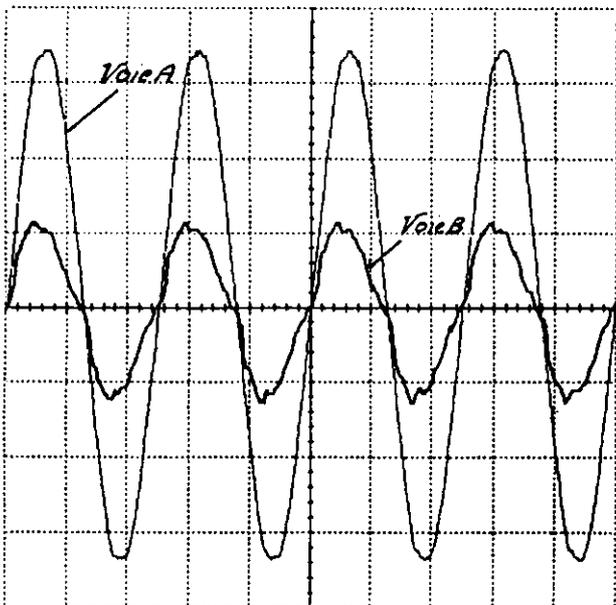


Extraits de résultats d'essais

Relevés de la tension et du courant réseau - Analyse harmonique du courant réseau Vin=230 Vac - Pout=600 W

2 modul en paral.Vin=230v

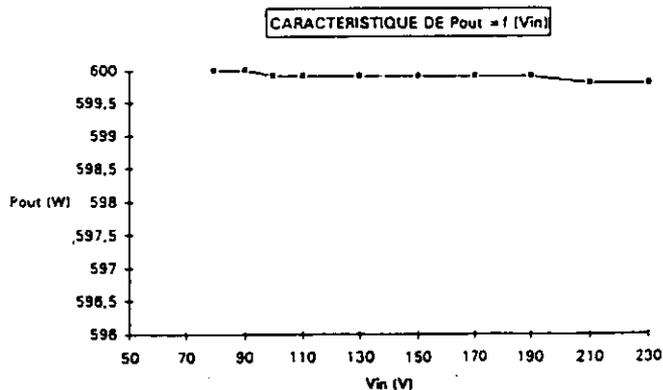
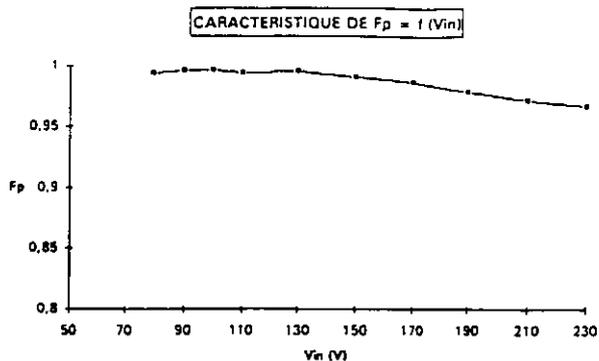
2 modul en paral etude lin



VOIE	GRANDEUR	CAL/DIV	TPS/DIV
A	Tension	V/DIV 100	mS/DIV 8.03
B	Courant	A/DIV 5.00	mS/DIV 8.03

23.09 15:35:04
 Fcn= 50.00 Hz
 UR= 500 U
 IR= 5 A
 KU= 1.000
 Ue= 230 U
 Ie= 3.25 A
 P = 721 W
 KP= 1
 Co= 0.97 cap
 S = 746 VAR
 Q = c 123 VAR

Caractéristiques de $F_p=f(V_{in})$ et $P_{out}=f(V_{in})$ pour deux modules de sortie câblés en parallèle



UTILISATION DE SIMULINK EN CLASSE DE BTS :

application à l'absorption sinusoïdale

A. CUNIERE
lycée Pierre de Coubertin
chaussée de Paris
77100 Meaux

I. INTRODUCTION

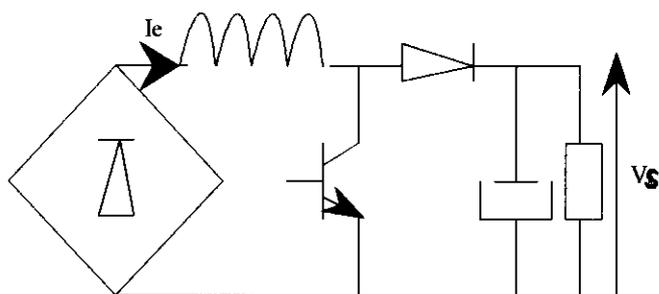
Depuis quelques temps nous proposons dans le cadre de la préparation à l'épreuve professionnelle de synthèse, l'étude et la construction d'une alimentation à absorption sinusoïdale raccordée au réseau 220V et de caractéristiques de sortie $V_s=400V$, $P_s=200W$. La structure utilisée est celle d'un hacheur élévateur doté d'une commande organisée autour du circuit UC3854 d'Unitrode. Ce circuit intègre toutes les fonctionnalités nécessaires à l'élaboration d'une loi de commande permettant de générer un courant d'entrée à enveloppe sinusoïdale.

Les formes d'onde, plus difficiles à mettre en place de par une alimentation de forme sinusoïdale redressée, le recours à une simulation a l'avantage de révéler rapidement aux étudiants le fonctionnement général du dispositif, voire de justifier au vu des formes d'onde les hypothèses envisageables qui simplifient les calculs, ou encore l'influence des stratégies de commande sur la forme du courant d'entrée.

Ce dernier point est d'importance car il permet de procéder à une étude comparée très riche d'enseignement, tandis que la seule approche expérimentale ne permet pas la mise en oeuvre de plusieurs commandes dans le temps imparti et par les difficultés expérimentales associées.

II. DEFINITION DU MODELE DE SIMULATION

figure 1



2 topologies

$T_{on} \Rightarrow D_{off}$ $(V_e)_{red} = L \frac{dI_e}{dt}$ $\frac{dI_e}{dt} = \frac{1}{L} ((V_e)_{red} - 0)$ $-\frac{V_s}{R} = C \frac{dV_s}{dt}$ $\frac{dV_s}{dt} = \frac{1}{C} \left(0 - \frac{V_s}{R} \right)$
--

$T_{off} \Rightarrow D_{on}$ $(V_e)_{red} = L \frac{dI_e}{dt} + V_s$ $\frac{dI_e}{dt} = \frac{1}{L} ((V_e)_{red} - V_s)$ $-\frac{V_s}{R} = -I_e + C \frac{dV_s}{dt}$ $\frac{dV_s}{dt} = \frac{1}{C} \left(I_e - \frac{V_s}{R} \right)$

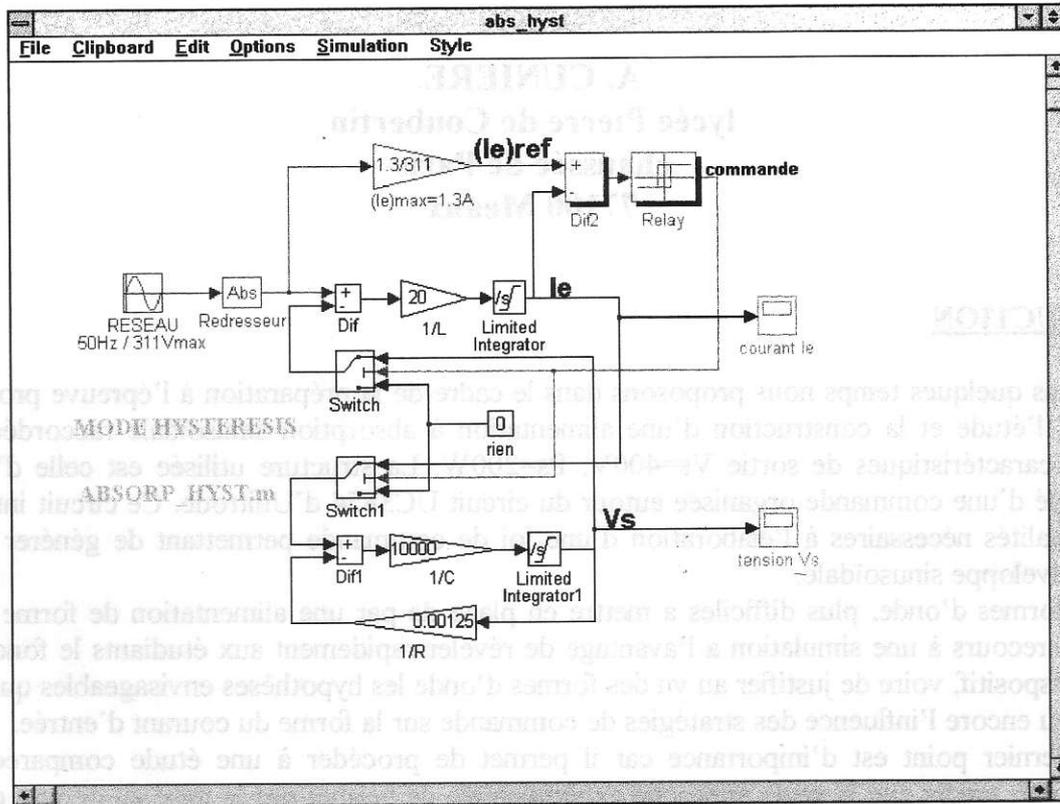
Résoudre ce problème sous Simulink consiste à :

- 1) écrire les équations d'état du système pour les deux états de la cellule de commutation
 - 2) recopier graphiquement ces équations à l'aide des blocs Soustracteur, Gain, Intégrateur
 - 3) utiliser deux switches pour basculer d'un jeu d'équations à l'autre, selon l'état de la commande
 - 4) générer la commande à partir de l'asservissement du courant I_e à une consigne sinusoïdale redressée en phase avec le secteur.
- Dans un premier temps, une correction de type tout ou rien avec hystérésis a le mérite de la simplicité et de centrer l'attention des étudiants sur le fonctionnement du convertisseur.

Nota : Simulink n'est pas conçu pour la simulation des convertisseurs statiques. Aussi, si les paramètres de la simulation l'y autorisent, il n'est pas interdit d'observer un courant $I_e < 0$. Dans cette éventualité, il faudra veiller à respecter le caractère non-linéaire des semi-conducteurs.

III. REPRESENTATION SIMULINK

figure 2



IV. SIMULATION

La particularité de ce montage réside dans le contrôle indirect du courant I_e , par action sur la grandeur $\frac{dI_e}{dt}$. Si $(I_e)_{ref} - I_e > 0$ le courant doit croître. Pour cela, le correcteur rend le transistor passant afin que $\frac{dI_e}{dt} = \frac{1}{L}(V_e)_{red}$ soit positif.

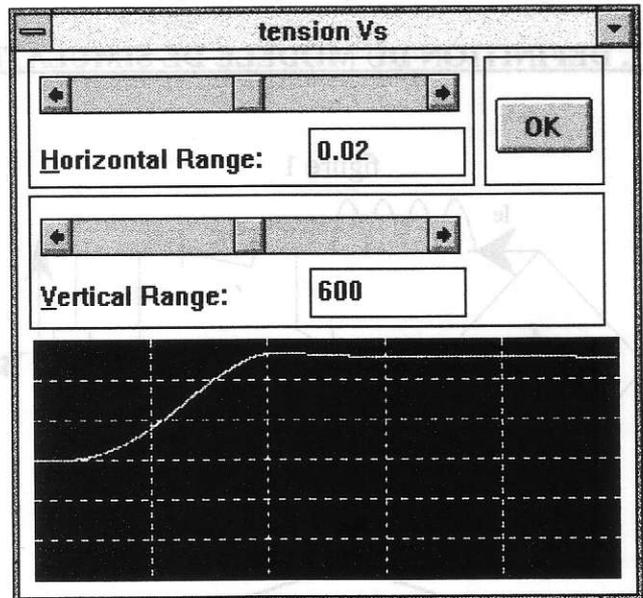
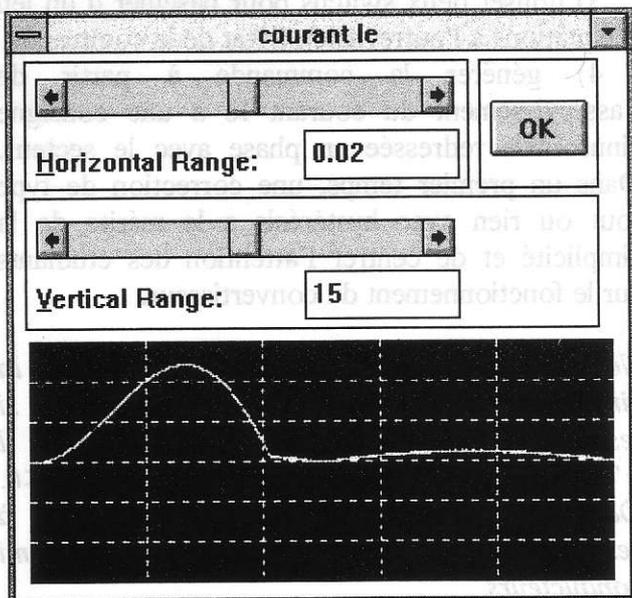


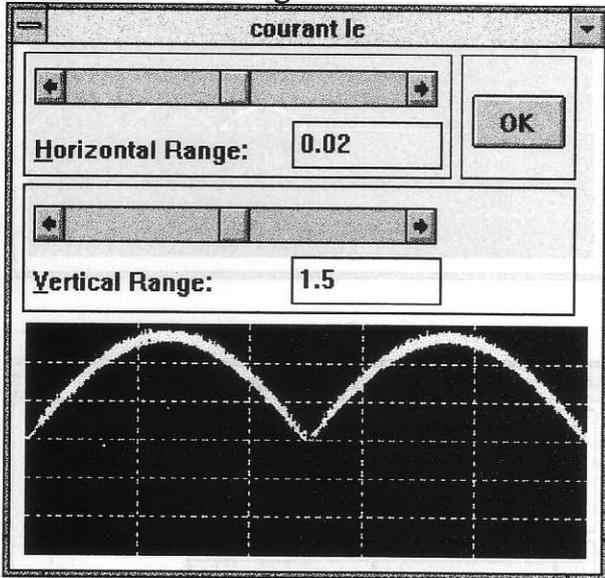
figure 3

Lorsque l'erreur devient négative, le blocage du transistor doit permettre la décroissance du courant si $\frac{dI_e}{dt} = \frac{1}{L}((V_e)_{red} - V_s)$ est négatif. On observe qu'à la mise sous tension $V_s=0$ donc $\frac{dI_e}{dt}$ reste positif. Le courant I_e ne peut être maîtrisé par la commande. Les relevés de simulation (figure 3) avec $(V_s)_0=0$ et $(I_e)_0=0$ valident ce

transitoire non maîtrisé. Signalons que si le niveau de courant est suffisant pour saturer l'inductance, le phénomène s'accroît et peut endommager les semi-conducteurs concernés.

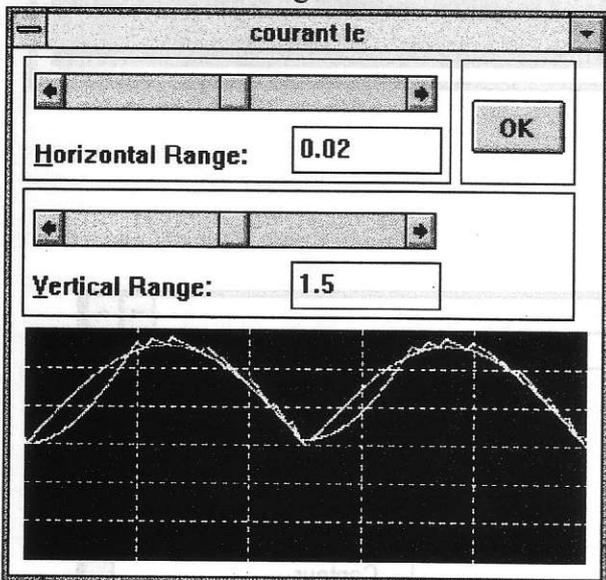
En régime établi, le suivi de la consigne de simulation $(I_e)_{ref} = 1.3 \cdot \sin(100 \cdot \pi \cdot t)$ est correctement assuré par le contrôle à hystérésis (figure 4).

figure 4



Une simulation à hystérésis réduit produit une forme très pure du courant mais pour une fréquence de commutation dont le maximum augmente. On peut alors suggérer aux étudiants d'accroître la valeur de l'inductance pour tenter de concilier ondulation/fréquence.

figure 5



La figure 5 montre bien une réduction de la fréquence de commutation mais fait apparaître une déformation du courant à chaque début de période. En effet, tant que $(I_e)_{ref} - I_e > 0$, T est

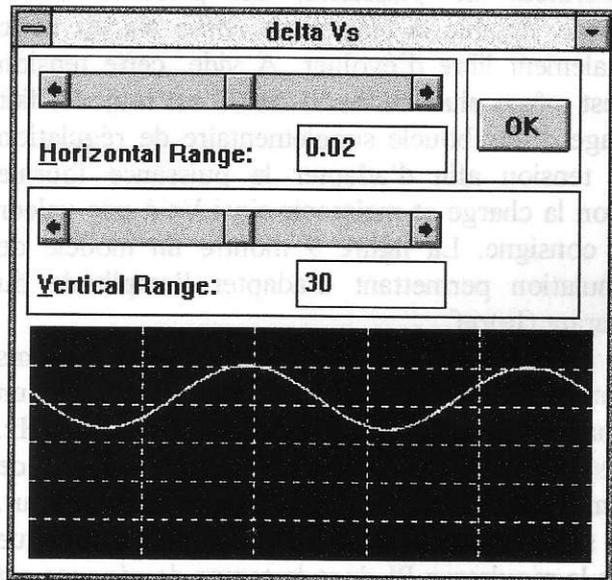
passant, la croissance du courant est imposée par la relation :

$$I_e = \frac{\hat{V}_e}{L\omega} (1 - \cos\omega t)$$

et l'importance de l'inductance retarde l'entrée dans la bande de contrôle du courant I_e .

L'observation de l'ondulation de la tension V_s sur la figure 6 confirme les hypothèses simplificatrices classiques à cette structure, à savoir une ondulation quasi-sinusoïdale à 100 Hz pour dimensionner le condensateur de sortie.

figure 6



V. COMPLEMENTS DE SIMULATION

D'autres stratégies de contrôle du courant I_e peuvent être évaluées facilement par remplacement du comparateur à hystérésis. Ces méthodes fonctionnent à fréquence fixe mais produisent une ondulation variable du courant I_e . Les figures 7 et 8 proposent une technique à action instantanée selon le signe de l'erreur et une autre procédant de la correction de l'erreur.

figure 7

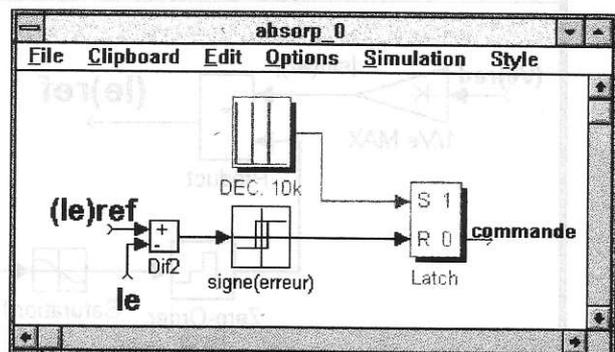


figure 8

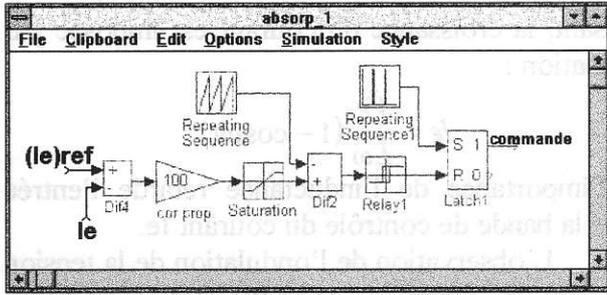


figure 10

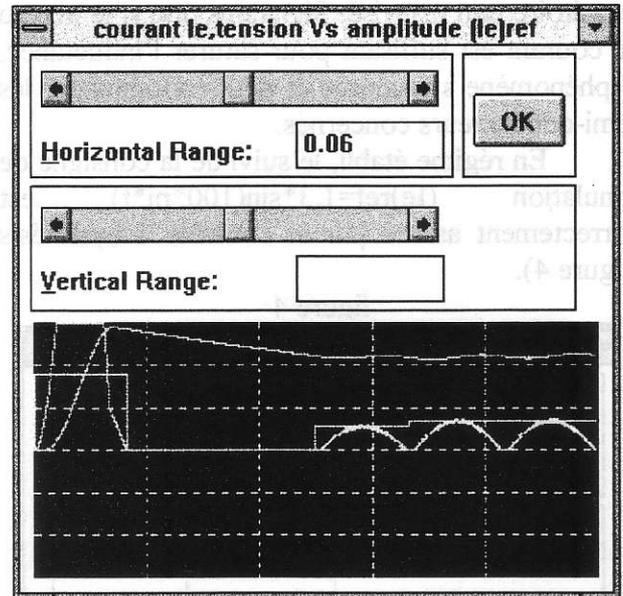
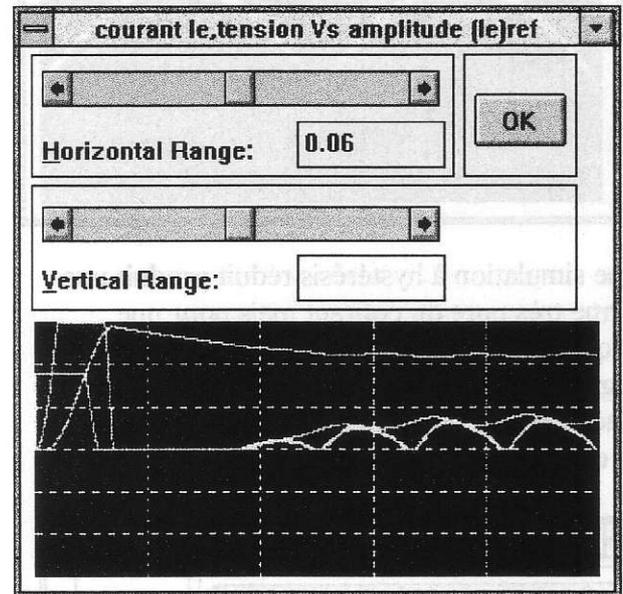


figure 11



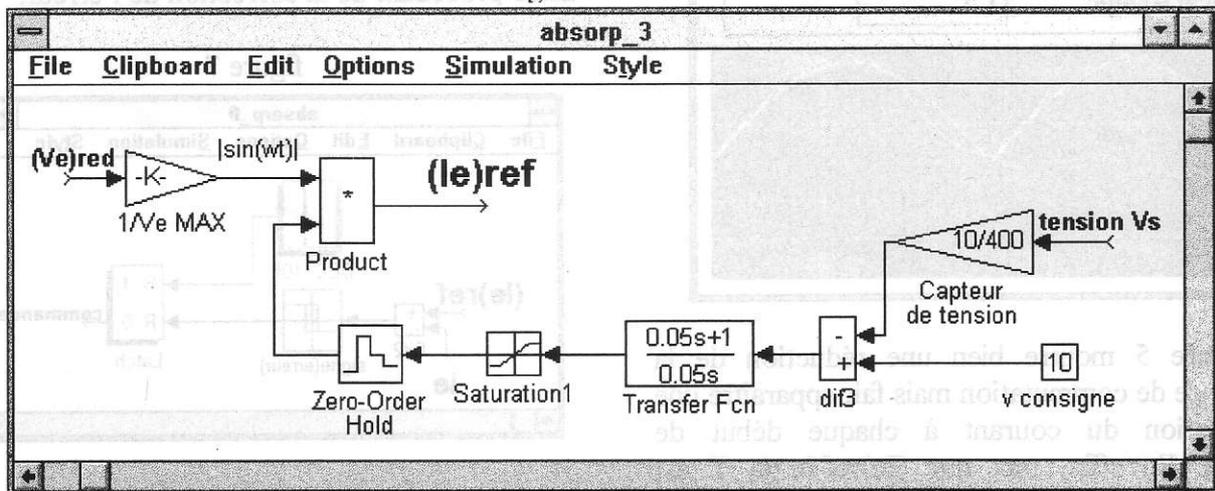
VI. ASSERVISSEMENT DE TENSION

Lorsque seul le courant d'entrée I_e est contrôlé, le convertisseur se comporte comme un générateur de puissance. En présence d'une charge variable la tension de sortie V_s est donc totalement libre d'évoluer. A vide, cette tension n'est même plus limitée. Aussi, il est toujours fait usage d'une boucle supplémentaire de régulation de tension afin d'adapter la puissance fournie selon la charge et maintenir ainsi V_s à une valeur de consigne. La figure 9 montre un modèle de simulation permettant d'adapter l'amplitude du courant $(I_e)_{ref}$.

Il est intéressant de montrer aux étudiants l'intérêt de placer dans cette boucle un échantillonneur/bloqueur fonctionnant à 100 Hz. Les figures 10 et 11 illustrent les différences de comportement avec et sans cet échantillonneur. En son absence, l'ondulation de V_s est combattue par le régulateur PI dont le temps de réponse est suffisant pour réagir à l'échelle des temps du secteur et déformer le courant I_e . Réduire sa bande passante ou placer un échantillonneur procède de la même démarche qui consiste à ne réagir que toutes les 10 ms.

D'autres simulations pourraient être envisagées, comme celle qui consiste à s'affranchir des fluctuations du secteur conformément à la solution utilisée par le CIL UC3854.

figure 9



PROBLÈME DE LA MOTORISATION D'UN VÉHICULE ÉLECTRIQUE (deuxième partie)

Bernard MULTON, Laurent HIRSINGER

ÉCOLE NORMALE SUPÉRIEURE DE CACHAN, département EEA, LÉSIR, URA CNRS D1375

61, avenue du Président WILSON, 94235 CACHAN Cédex

La première partie (12 pages), parue dans un précédent numéro de la revue 3EI, contenait une introduction, un chapitre sur les "exigences fonctionnelles du véhicule" et un chapitre sur les caractéristiques et limites des moteurs électromagnétiques à alimentation électronique.

4- TRANSMISSION MÉCANIQUE DE LA CHAÎNE DE TRACTION "TOUT ÉLECTRIQUE"

L'objet de la transmission de puissance mécanique est de relier la source d'énergie, le(s) moteur(s) électrique(s), aux roues motrices du véhicule [40] ; il s'agit d'adapter la vitesse Ω_e et le couple C_e du moteur aux exigences fonctionnelles du véhicule, c'est à dire le couple résistant à la roue C_r lié à l'effort résistant F_r par la relation :

$$C_r = F_r \cdot R_r = \left[\frac{1}{2} \cdot \rho \cdot S_f \cdot C_x \cdot v^2 + CRR_{\text{moy}} \cdot M \cdot g + M \cdot g \cdot p\% + M \cdot \gamma \right] \cdot R_r \quad (4.1)$$

où R_r est le rayon de la roue (environ 33 cm pour un véhicule urbain), et la vitesse angulaire Ω_r (rad/s) liée à la vitesse du véhicule v (m/s) par la relation :

$$\Omega_r = \frac{v}{R_r} \quad (4.2)$$

D'après la première analyse faite aux chapitres précédents, le choix du moteur électrique et de sa transmission de puissance est déterminé au départ par deux conditions :

- la première condition est d'assurer le démarrage en côte du véhicule. Pour une pente maxi ($p_{\text{Max}}\%$) que peut rencontrer le véhicule, le couple du moteur électrique C_e ramené aux roues ($m \cdot C_e$) doit être au moins égal au couple résistant $C_{rp\text{Max}} = C_r$ (pour : $v = 0, \gamma = 0, p_{\text{Max}}\%$) (m est le rapport de réduction de la transmission lors du fonctionnement).
- la deuxième condition est d'obtenir, sur le plat, la vitesse maxi V_{max} (nécessaire pour le dépassement) du véhicule pour la puissance maxi $P_{e\text{Max}}$ du moteur électrique à sa vitesse de rotation maximale $\Omega_{r\text{Max}}$ (pour un rendement parfait de la transmission).

En l'absence de cahier des charges précis (confidentialité) sur un projet de motorisation, notre objectif, dans ce chapitre, n'est pas de faire un état de la technologie des transmissions mécaniques, mais d'établir une liste non exhaustive de quelques ébauches de solutions aux problèmes de la motorisation d'un véhicule électrique.

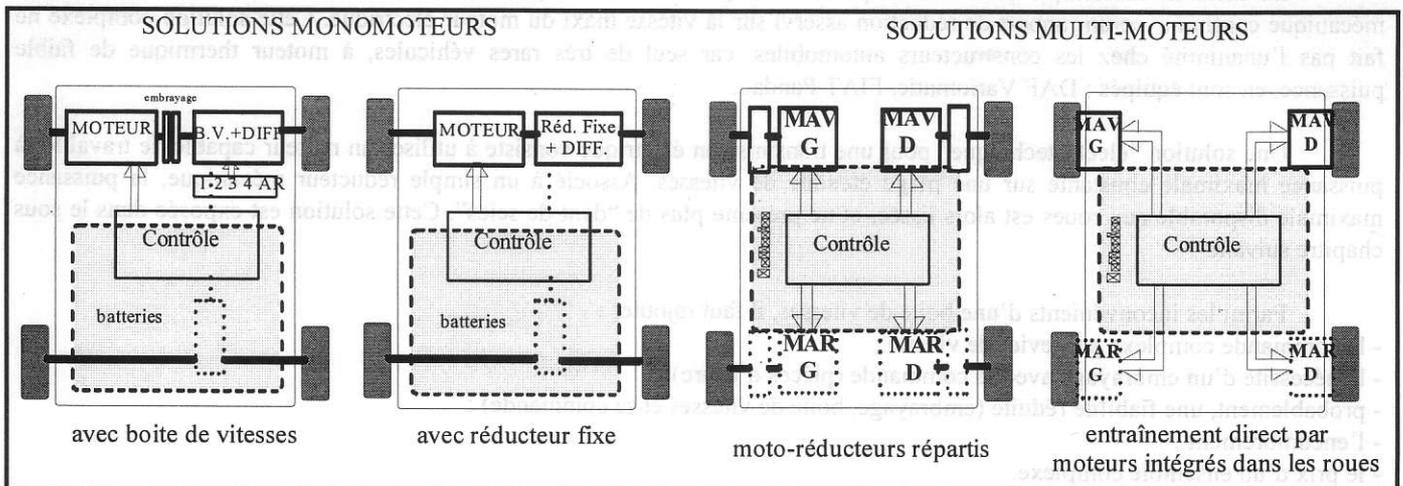


Figure -4.1- Exemples de chaînes de traction "tout électriques".

Nous pouvons donc envisager plusieurs possibilités d'associations d'éléments nécessaires à la transmission de la puissance qui sont le réducteur mécanique (à rapport fixe), la boîte de vitesse (BdV) et éventuellement le différentiel. Nous avons exclu arbitrairement les transmissions hydrauliques [40]. La figure 4.1 montre quatre exemples schématiques de motorisations "tout électriques" :

S1- un seul moteur électrique + BV + différentiel (2 ou 4 roues motrices, dans ce dernier cas : pont arrière nécessaire) ;

- S2- un seul moteur électrique + réducteur fixe + différentiel ;
- S3- un moteur électrique + réducteur par roue motrice, soit deux ou quatre motoréducteurs ;
- S4- un moteur électrique à entraînement direct par roue motrice, soit deux ou quatre moteurs.

4.1- Choix d'une boîte de vitesses mécanique dans une transmission électrique (S1)

Inconvénient d'une boîte de vitesses dans une transmission électrique.

La figure 4.2 montre les caractéristiques de couple et de puissance maximale aux roues obtenues avec un moteur capable de délivrer son couple maximal C_{eMax} de l'arrêt à Ω_{eMax} et couplé à une boîte de vitesses idéale (rendement parfait) à 5 rapports $m1$ à $m5$. Nous pouvons remarquer qu'un nombre discret de rapports ne permet pas d'exploiter en permanence la puissance maximale $C_{eMax} \cdot \Omega_{eMax}$ du moteur électrique ; nous avons un "trou" de puissance entre chaque vitesse dû au nombre discret de rapports de réduction de la boîte qui fixe la pente des droites puissance aux roues fonction de la vitesse de rotation.

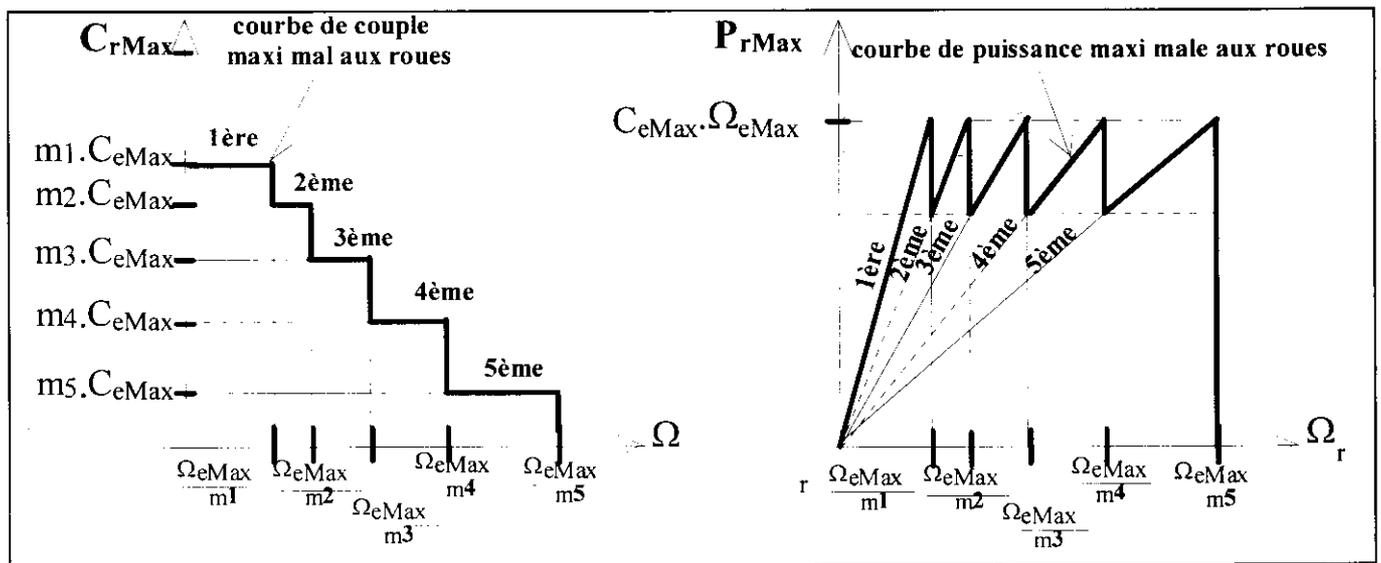


Figure -4.2- Caractéristiques de couple et puissance maximales aux roues avec un moteur sans possibilité de fonctionnement à puissance maximale constante associé à une boîte à 5 vitesses

La solution mécanique pour rendre possible l'exploitation de la puissance maximale est d'utiliser un variateur mécanique continu avec un rapport de réduction asservi sur la vitesse maxi du moteur électrique. Cette solution complexe ne fait pas l'unanimité chez les constructeurs automobiles, car seul de très rares véhicules, à moteur thermique de faible puissance, en sont équipés : DAF Variomatic, FIAT Panda...

Une solution "électrotechnique" pour une transmission électrique consiste à utiliser un moteur capable de travailler à puissance maximale constante sur une plage étendue de vitesses. Associé à un simple réducteur mécanique, la puissance maximale disponible aux roues est alors lissée, et ne présente plus de "dent de scies". Cette solution est exposée dans le sous chapitre suivant.

Parmi les inconvénients d'une boîte de vitesses, il faut rajouter :

- la commande complexe par levier de vitesse ;
- la nécessité d'un embrayage avec sa commande (pièces d'usure) ;
- probablement, une fiabilité réduite (embrayage, boîte de vitesses et sa commande) ;
- l'encombrement ;
- le prix d'un ensemble complexe.

Son avantage essentiel est de permettre l'utilisation d'un moteur à plus faible couple, donc plus léger, pour une vitesse maximale donnée. En outre, ce moteur peut être légèrement plus performant s'il n'est pas contraint de fonctionner à puissance maximale constante (voir chapitre précédent et paragraphe suivant). On peut ainsi utiliser des moteurs à collecteur à aimants permanents ou tout type de moteur à commutation électronique (MCE).

4.2- Transmission à rapport fixe (S2)

Intérêt d'un moteur électrique capable de fournir sa puissance maximale sur une plage de vitesse étendue.

Dans l'hypothèse d'une transmission sans boîte de vitesses mais avec seulement un réducteur de rapport unique m , nous constatons en pratique, que la deuxième condition énoncée au début du chapitre 4 est largement satisfaite. En effet, la première condition impose le couple C_{eMax} du moteur. Et sa vitesse de rotation Ω_{eMax} maximale est imposée par la vitesse maximale du véhicule. En conséquence, la puissance maximale disponible $C_{eMax} \cdot \Omega_{eMax}$ est très supérieure à la puissance nécessaire au véhicule pour atteindre sa vitesse maxi P_{rMax} .

Exemple :

Pour un véhicule de masse en charge de 1500 kg, sur une rampe de 20%, la force à fournir aux roues motrices est d'environ 3000 N, et, le couple total maxi aux roues est de $C_{rpMax\%} = 1000 \text{ N.m}$ (rayon de la roue de 33 cm). De plus, si l'on souhaite une vitesse de pointe de 110 km/h, la puissance nécessaire au véhicule pour atteindre cette vitesse est de $P_{rMax} = 25 \text{ kW}$ pour $\Omega_{rMax} = 92 \text{ rad/s}$. Et, pour une transmission parfaite (rendement unitaire), on obtient :

$$C_{eMax} \cdot \Omega_{eMax} = C_{rpMax\%} \cdot \Omega_{rMax} = 92 \text{ kW, valeur très supérieure à } P_{rMax} = 25 \text{ kW.}$$

Ainsi, afin de limiter le coût du convertisseur statique ainsi que celui de la batterie, il est souhaitable que le moteur électrique puisse délivrer sa puissance maximale dans une plage de vitesse ($\Omega_b ; \Omega_{eMax}$), où Ω_b est la vitesse de base, définie afin de vérifier la deuxième condition, telle que (cf figure 4.2) :

$$k_{\Omega} = \frac{m \cdot \Omega_{rMax}}{\Omega_b} = \frac{C_{rpMax\%}}{C_{rMax}} = \frac{C_{rpMax\%} \cdot \Omega_{rMax}}{P_{rMax}} \quad (4.3)$$

Alors, dans le cas de notre exemple, le moteur électrique doit délivrer sa puissance maximale pour des vitesses de rotation Ω_e comprises entre Ω_b et $k_{\Omega} \cdot \Omega_b$ avec $k_{\Omega} = 3,7$ (donc, de 30 à 110 km/h).

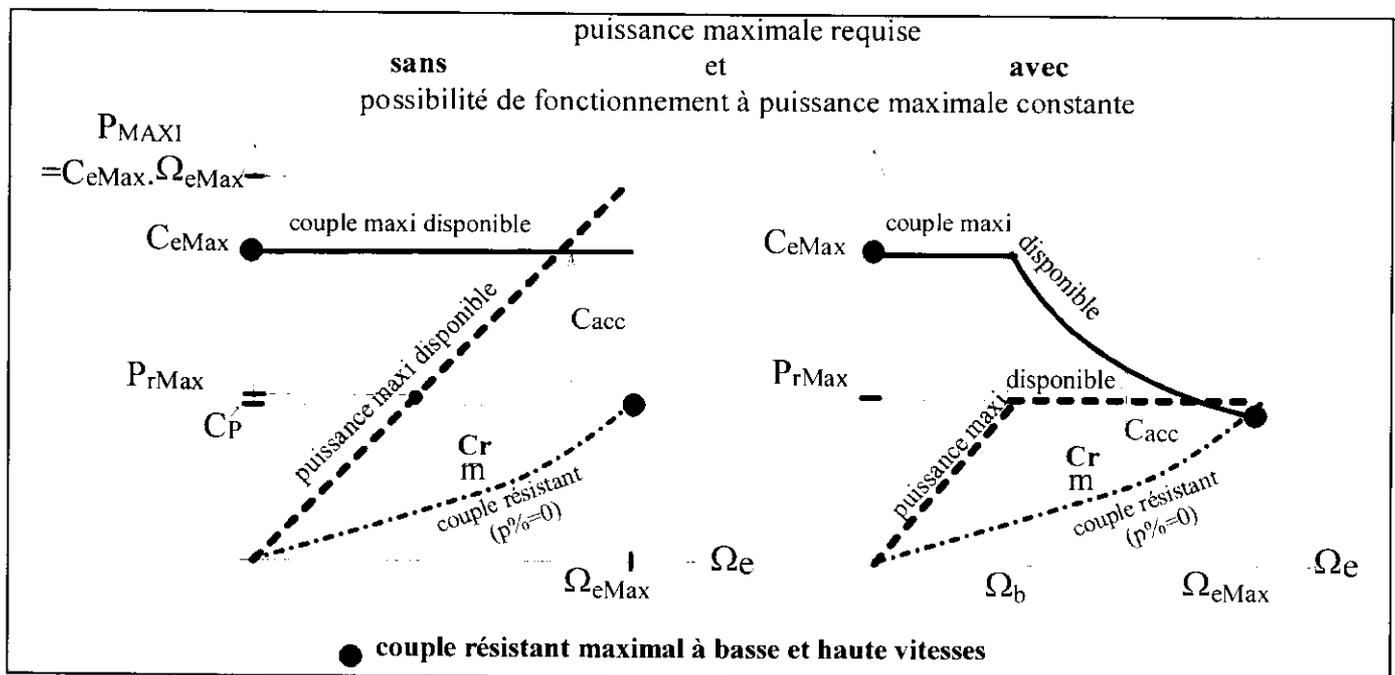


Figure -4.3- Courbes de couple et de puissance maximale requise pour assurer le couple au démarrage en côte et la puissance maximale en vitesse de pointe

La caractéristique requise en régime permanent est beaucoup plus difficile à déterminer car elle dépend des cycles typiques rencontrés. Pour un véhicule urbain, il n'existe pas vraiment de régime permanent, aussi définit-on généralement la puissance unihoraire et la puissance maximale pour 5 minutes de surcharge, ces caractéristiques sont importantes pour la conception du moteur électrique et de son système de refroidissement.

Dans le cas d'un véhicule urbain dans lequel le couple nécessaire à basse vitesse est beaucoup plus faible que celui nécessaire pour rouler à vitesse maximale (80 à 100 km/h) stabilisée sur plat, le besoin de fonctionnement à puissance maximale constante (PMC) est plus important que dans un véhicule routier dont la vitesse maximale est plus élevée (à 150 km/h, l'effort résistant est environ 2,5 fois plus élevé qu'à 100 km/h).

Moteurs électriques capables de délivrer leur puissance maximale sur une large plage de vitesse

Le moteur électrique, contrairement au moteur thermique à explosions, peut délivrer, s'il est convenablement refroidi, son couple maximal dès l'arrêt. Si, de plus, il peut délivrer sa puissance maximale dans une plage de vitesse suffisamment étendue, on peut éliminer, de la chaîne de traction, la boîte de vitesses et les pièces d'usures, comme l'embrayage, et leurs organes de commande. Le classique moteur à courant continu à collecteur et à excitation séparée permet d'obtenir un tel fonctionnement. Son couple maximal est obtenu au courant d'induit maximal et au flux inducteur maximal. Lorsque sa vitesse atteint Ω_b , sa tension d'induit atteint sa limite (tension batterie), alors en diminuant le flux d'excitation, on peut étendre la plage de vitesse dans une zone à puissance maximale constante. Si l'excitation de ce moteur est réalisée par des aimants permanents, on perd cette possibilité de réglage, et l'on est, pratiquement, obligé d'accepter la caractéristique à couple maximal constant sur toute la plage de vitesse de la **figure 4.3**. Notons que presque tous les MCE (asynchrones, synchrones à rotor bobiné et, même, à aimants, ainsi qu'à réluctance variable) possèdent cette capacité de fonctionnement dans une plage de vitesse étendue (voir **chapitre 3**), avec une puissance maximale plus ou moins constante.

Choix du réducteur dans la transmission électrique.

Un moteur électromagnétique a un volume et une masse fonctions de son couple (voir chapitre précédent), aussi pour réduire la masse embarquée et le coût de la motorisation, on préfère généralement associer le moteur à un **réducteur mécanique de rapport de réduction m**. Ceci permet de réduire le couple que doit fournir le moteur en augmentant sa vitesse de rotation. Pour un rendement parfait de la transmission mécanique, le couple C_e que doit délivrer le moteur et sa vitesse de rotation Ω_e valent :

$$C_e = \frac{C_r}{m} \quad \text{et} \quad \Omega_e = m \cdot \Omega_r \quad (4.4)$$

Ainsi, a priori, on a tout intérêt à maximiser la vitesse du moteur électrique sachant qu'il existe des limites de faisabilité énoncées au chapitre 3 et que la masse du réducteur reste généralement faible devant celle du moteur. Cependant, des problèmes technologiques difficiles se posent comme la réalisation de pignons à très grande vitesse et l'obtention de bons rendements avec de grands rapports de réduction et de grandes vitesses. Habituellement, un "bon" réducteur permet d'obtenir un rendement d'environ 98% par train. Les valeurs de m, couramment rencontrées dans la transmission des véhicules électriques, sont comprises entre 5 et 12 environ pour des réducteurs fixes et 8 à 25 pour des boîtes de vitesse [41]. Notons que les différentiels, couramment utilisés dans les véhicules thermiques, offrent un rapport de réduction égal à 4 environ, ainsi pour obtenir une valeur de m égale à 12, il suffit d'un réducteur supplémentaire de rapport 3.

Un autre problème se pose lorsque l'on souhaite réaliser un entraînement à très grande vitesse, celui de **l'énergie cinétique emmagasinée**. Nous proposons une analyse basée sur les lois de similitude pour étudier qualitativement l'influence de l'utilisation d'un moteur très rapide associé à un réducteur à grand rapport de réduction.

Notons k_w le rapport de l'énergie cinétique liée au déplacement linéaire du véhicule sur l'énergie cinétique de rotation des parties tournantes (nous négligeons en première approximation celle stockée dans les roues, les transmissions et le réducteur) :

$$k_w = \frac{W_v}{W_M} = \frac{\frac{1}{2} \cdot M \cdot v^2}{\frac{1}{2} \cdot J \cdot \Omega^2} = \frac{M \cdot R_r^2}{m^2 \cdot J} \quad (4.5)$$

M est la masse du véhicule, R_r le rayon des roues motrices, J le moment d'inertie du moteur et m le rapport de réduction. Prenons par exemple : $M = 1000 \text{ kg}$, $R_r = 0,3 \text{ m}$, $m = 10$ (moteur 10 000 tr/mn maxi), $J = 4 \cdot 10^{-2} \text{ kg.m}^2$ (couple maxi d'environ 100 N.m), alors : $k_w = 23$.

À puissance maximale transmise donnée et avec une transmission parfaite, si l'on suppose que le couple volumique ($2 \cdot \sigma_T$, voir chapitre 3) du rotor reste constant et que le rapport k_d diamètre D sur longueur L du rotor n'évolue pas lorsque le rapport de réduction m change, le moment d'inertie évolue en :

$$\boxed{J \propto m^{-\frac{5}{3}}} \quad (4.6)$$

car : $J \propto D^4 \cdot L$

$$C_{eMax} = \frac{C_{rpMax\%}}{m} = 2 \cdot \sigma_T \cdot \frac{\pi \cdot D^2 \cdot L}{4} \quad (4.7)$$

$$\frac{D}{L} = k_d \quad (4.8)$$

$$\text{donc : } \boxed{k_w \propto m^{-\frac{1}{3}}} \quad (4.9)$$

alors, si m passe de 10 (vitesse maxi du moteur 10 000 tr/mn) à 80 (vitesse maxi de 80 000 tr/mn valeur limite pour une puissance de 25 kW avec fonctionnement à PMC dans une plage de 1 à 4, voir l'exemple du chapitre 3.3) : k_w passe de 23 à

11, ce qui reste acceptable. En réalité, il faudrait tenir compte du moment d'inertie des parties tournantes du réducteur ainsi que de la diminution de la pression tangentielle lorsque les dimensions se réduisent. De faibles valeurs de k_w seraient, bien sûr, inacceptables, ne serait-ce que vis à vis de la consommation d'énergie (liée partiellement à l'énergie cinétique) et du dimensionnement du système de freinage d'urgence (dissipatif). Ce risque est, d'une manière générale, à surveiller lorsque l'on recherche des vitesses très rapides.

Notons que le couple que doit fournir le moteur électrique (voir expression 1.1) vaut, si l'on tient compte de l'inertie des parties tournantes :

$$C_e = \frac{[F_{\text{roul}} + F_{\text{aéro}} + M \cdot g \cdot p\% + M \cdot (1 + k_w^{-1}) \cdot \gamma] \cdot R_r}{m} \quad (4.10)$$

Les très grandes vitesses peuvent constituer une solution intéressante pour minimiser la masse embarquée dans le cas de la motorisation des véhicules tout électriques. Cependant, la réalisation du moteur et de ses paliers, l'équilibrage dynamique de son rotor et la conception du réducteur posent des problèmes technologiques qui peuvent conduire à un accroissement de coût inacceptable. Notons aussi que le rendement des réducteurs très rapides et à grand rapport de réduction est plus faible. En outre, pour réaliser des générateurs accouplés à des turbines à gaz (programme V.E.R.T. : Véhicule Électrique Routier à Turbine), la très grande vitesse est probablement la solution car elle permet, en premier lieu, d'accoupler directement le générateur électrique au moteur thermique. Enfin comme la vitesse est constante, il est possible de fonctionner au delà de la première vitesse critique, donc de repousser plus loin les limites de vitesse de la figure 3.5.

Comparaison des moteurs associés à une boîte de vitesses (S1) ou à un réducteur fixe (S2)

Finalement, à vitesse maximale du moteur électrique donnée, l'adoption d'un réducteur de rapport fixe m_0 (environ égal à 10) nécessite l'emploi d'un moteur M1 dont le couple est plus élevé que celui, M2, qui serait associé à une boîte de vitesses. En effet, supposons qu'il soit nécessaire de fournir la puissance maximale aux roues dans une plage de vitesse de 1 à 4 environ. Prenons encore le cas d'une puissance de 25 kW et d'une vitesse maximale du moteur de 10 000 tr/mn, le moteur électrique M1 doit fournir sa puissance maximale dès 2500 tr/mn, soit un couple maximal de 95 N.m. Avec une **boîte de vitesses à deux rapports m_1 et m_2** (solution souvent retenue [41]) :

$$m_2 = m_0 \quad \text{et} \quad m_1 = 2 \cdot m_0$$

Le moteur M2 doit ainsi fournir un couple maximal 2 fois plus faible pour assurer le démarrage avec le rapport m_1 (environ égal à 20) soit 48 N.m. En outre s'il est capable de fournir sa puissance maximale de 5000 à 10 000 tr/mn, il n'y a aucun "trou de puissance" (comme sur la figure 4.2) dans la caractéristique mécanique de puissance délivrée. Le moteur est donc plus léger et plus économique mais il faut un embrayage et ... une boîte de vitesses !!!

4.3 solutions multi-moteurs (S3 et S4)

Il peut, a priori, sembler intéressant de motoriser indépendamment les roues pour supprimer les organes de transmission mécanique comme le différentiel et les doubles joints de cardans, nécessaires dans les solutions S1 et S2. Ceci constitue encore un pas, après la suppression de la boîte de vitesses et de l'embrayage, vers la simplification de la transmission mécanique. On peut ainsi réaliser des solutions à deux roues motrices soit à l'avant, soit à l'arrière [31] ou encore des solutions à 4 roues motrices [41]. Lorsque les moteurs sont sur les roues directrices, une très grande sécurité de contrôle est requise, les moteurs ne doivent en aucun cas se bloquer lors d'une défaillance. Les moteurs peuvent être associés à un réducteur fixe (il n'est plus possible, ici, d'avoir une boîte de vitesses) pour accroître le couple massique, ils peuvent aussi entraîner directement la roue dans laquelle ils sont intégrés [31, 42, 43]. Dans ce cas, il est nécessaire d'avoir recours à des moteurs creux à très fort couple massique et, généralement, à rotor extérieur. La figure 4.4, issue de [31] montre un exemple de moteur intégré à la roue arrière, le frein à tambour et à commande hydraulique se trouve à l'intérieur du stator du moteur, il n'est rien précisé au sujet du refroidissement du moteur et de son échauffement supplémentaire lors du freinage dissipatif...

Analyse, aux lois de similitude, de l'influence de la multiplication du nombre des moteurs

Lorsque l'on répartit les convertisseurs électromécaniques, on peut se poser des questions au sujet de l'évolution du coût mais aussi sur celle du rendement et de la masse.

En effectuant une analyse simpliste basée sur les lois de similitude [21], on peut mettre en évidence les principales conséquences d'une augmentation du nombre des moteurs. On supposera que la température maximale de fonctionnement est conservée et que le système de refroidissement doit être dimensionné en conséquence.

A vitesse de base donnée (réducteur de rapport déjà défini $m \geq 1$), si N_m est le nombre de moteurs répartis, chacun doit fournir un couple maximal égal à : $C_{eM} = \frac{C_{rpMax\%}}{m \cdot N_m}$.

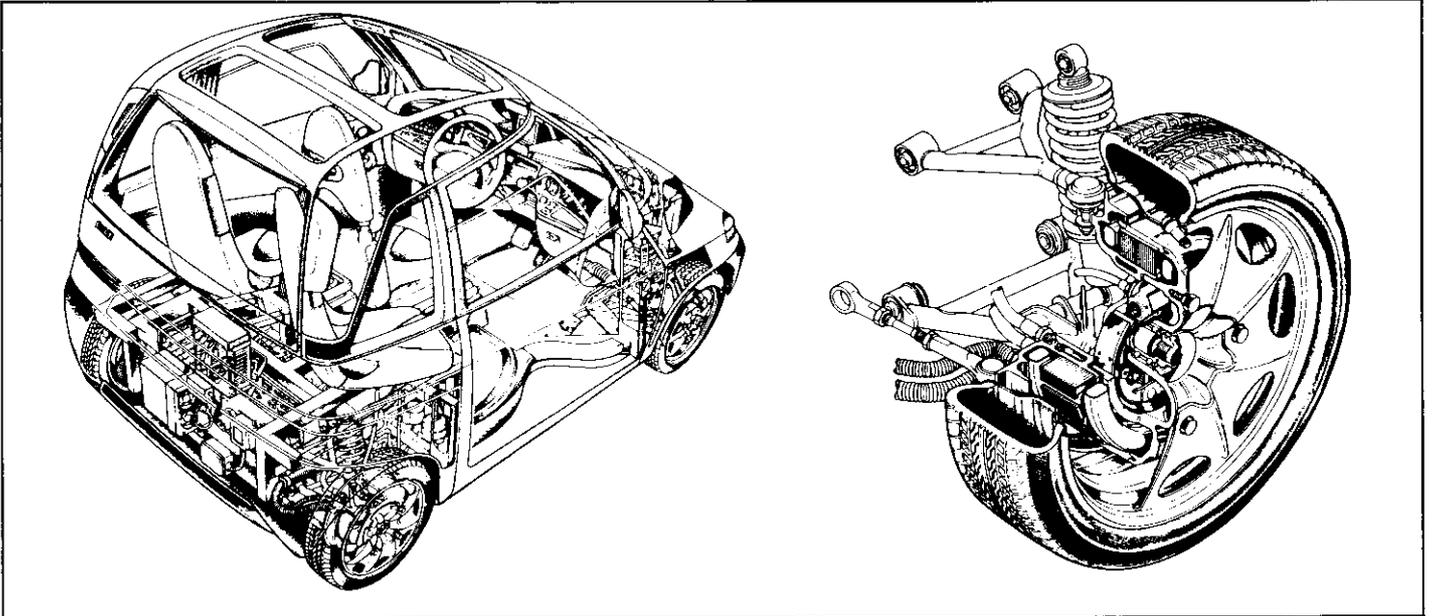


Figure -4.4- FIAT "Downtown" et un de ses moteurs intégré dans une roue arrière avec son frein mécanique [31]

Considérons le cas de référence monomoteur, de dimensions de référence données. Ses pertes Joule valent P_j et ses pertes fer P_{Fe} . Effectuons une homothétie de rapport k (multiplication par k des dimensions de références). Afin de conserver la masse active totale des N_m moteurs de la solution multi-moteurs, toutes les dimensions sont multipliées par $k = N_m^{-\frac{1}{3}}$. Selon nos hypothèses de départ, les masses et volumes évoluent en $k^3 = N_m^{-1}$. Or le couple est proportionnel au volume du rotor, à l'induction moyenne d'entrefer et à la densité linéique de courant (voir chapitre 3). Comme le rotor est réduit homothétiquement, son volume se trouve divisé par N_m , pour que le couple de chaque moteur soit aussi divisé par N_m , il faut conserver le produit induction moyenne d'entrefer par la densité linéique de courant. Dans ces conditions, les ampères-tours doivent être multipliés par k^{-1} . La densité de courant, égale au rapport des ampères-tours (en k^{-1}) sur la section (évoluant en k^2), suit une loi en k^{-3} . Les pertes Joule de chaque moteur, proportionnelles au carré de la densité de courant et au volume de cuivre, croissent comme k^{-3} :

$$P_j \propto k^{-3} = N_m \quad (4.11)$$

Les pertes fer, quant à elles, sont définies par une fonction de la fréquence et de l'induction (conservées dans l'homothétie) et sont proportionnelles au volume de fer. En conséquence, les pertes fer de chaque moteur diminuent :

$$P_{Fe} \propto N_m^{-1} \quad (4.12)$$

Pratiquement les pertes Joule sont supérieures aux pertes fer donc les pertes totales ont plutôt tendance à augmenter. Les pertes totales P_{J+Fe} des N_m moteurs valent :

$$P_{J+Fe} = N_m \cdot (P_j + P_{Fe}) = a \cdot N_m^2 + b \quad (4.13)$$

Si le nombre de moteur croît ($N_m > 1$), les pertes augmentant, le rendement chute rapidement :

$$\eta = \frac{P_{eM}}{P_{eM} + a \cdot N_m^2 + b} \quad (4.14)$$

Par exemple, à masse constante, si le rendement avec un seul moteur valait 95%, en ne considérant que les pertes Joule, il passerait à 83% dans une solution à 4 moteurs, en conservant le même rapport de réduction mécanique.

Si l'on avait poursuivi un raisonnement similaire sur la base d'un rendement constant (en ne considérant que les pertes Joule pour simplifier), la densité de courant serait alors maintenue constante et il aurait fallu multiplier les dimensions des moteurs par $N_m^{-\frac{1}{4}}$ (au lieu de $N_m^{-\frac{1}{3}}$). La masse active totale des N_m moteurs aurait alors été multipliée par $N_m^{\frac{1}{4}}$. En passant de 1 à 4 moteurs, la masse active (circuits magnétiques et bobinages) devrait être multipliée par 1,4 pour conserver le rendement. En outre, les masses inertes (paliers, flasques, carcasse...) représentent une part plus importante de la masse totale en petite puissance, ce qui accroît encore l'écart de masse entre la solution multi-moteurs et celle mono-moteur.

En réalité, l'évolution de la masse ou du rendement avec le nombre de moteurs dépend sensiblement du type de moteur. En particulier, la valeur de l'entrefer ne peut pas toujours être réduite lors d'une réduction d'échelle, surtout dans le cas de moteurs embarqués fortement sollicités en vibrations, dans ces conditions, les effets sont encore plus désastreux. Les moteurs à aimants permanents sont alors les moins défavorisés par l'accroissement du nombre de moteurs [44].

Rappelons que toute cette étude a été effectuée sur la base d'une conservation des vitesses de rotation des moteurs. Dans le cas des moteurs en prise directe avec les roues ($m = 1$), le couple à fournir par les moteurs est encore plus élevé et la solution multimoteur est encore plus pénalisée.

5- OPTIMISATION GLOBALE DE LA CHAÎNE DE TRACTION - CONCLUSION

5.1- Quelques éléments au sujet du problème de l'optimisation de la chaîne de traction

La chaîne complète de traction d'un véhicule tout électrique actuel comprend la batterie électrochimique, le ou les convertisseur(s) électronique(s) d'alimentation du ou des moteur(s) de traction et la ou les transmission(s) mécanique(s) aux roues. L'optimisation de cette ensemble complexe est un problème difficile car la contrainte principale est économique et il est particulièrement délicat de donner des ordres de grandeur de coût à telle ou telle solution qui n'a pas encore fait ses preuves et n'a pas encore été produite en série. Aussi nous nous bornerons à donner quelques éléments de l'optimisation énergétique.

Optimisation de la masse de batteries

Nous avons vu, au chapitre 1, que l'énergie consommée W pour un cycle donné est sensiblement proportionnelle à la masse totale du véhicule, notons K_{cons} la quantité d'énergie (en W.h) nécessaire par kg et par km. Si M_o est la masse du véhicule sans batteries et M_b est la masse de batteries, l'énergie électrique W stockée dans les batteries et nécessaire pour parcourir une distance d vaut :

$$W = K_{\text{cons}} \cdot (M_o + M_b) \cdot d \quad (5.1)$$

soit w_b l'énergie massique stockée dans la batterie, l'énergie électrique disponible vaut :

$$W = w_b \cdot M_b \quad (5.2)$$

Ainsi, la distance d que l'on peut parcourir en fonction de la masse embarquée de batteries et de leur énergie massique vaut :

$$d = \frac{w_b}{K_{\text{cons}}} \cdot \frac{M_b}{M_o + M_b} \quad (5.3)$$

La figure 5.1 montre l'évolution de l'autonomie en fonction de la masse de batteries pour un véhicule motorisé de masse M_o égale à 800 kg et de consommation 0,2 W.h/(kg.km), les courbes sont paramétrées en énergie massique w_b .

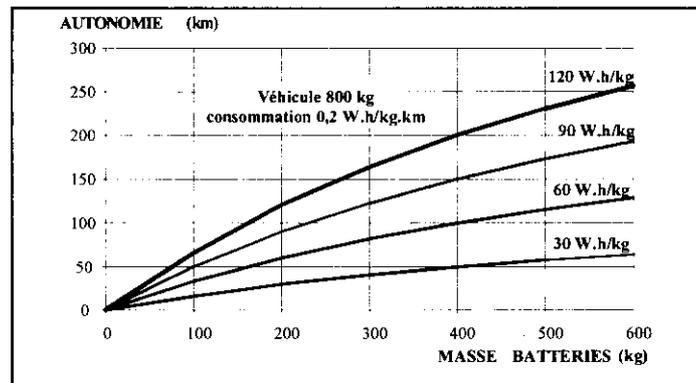


Figure -5.1- Autonomie d'un véhicule de masse sans batteries 800 kg en fonction de la masse embarquée de batteries

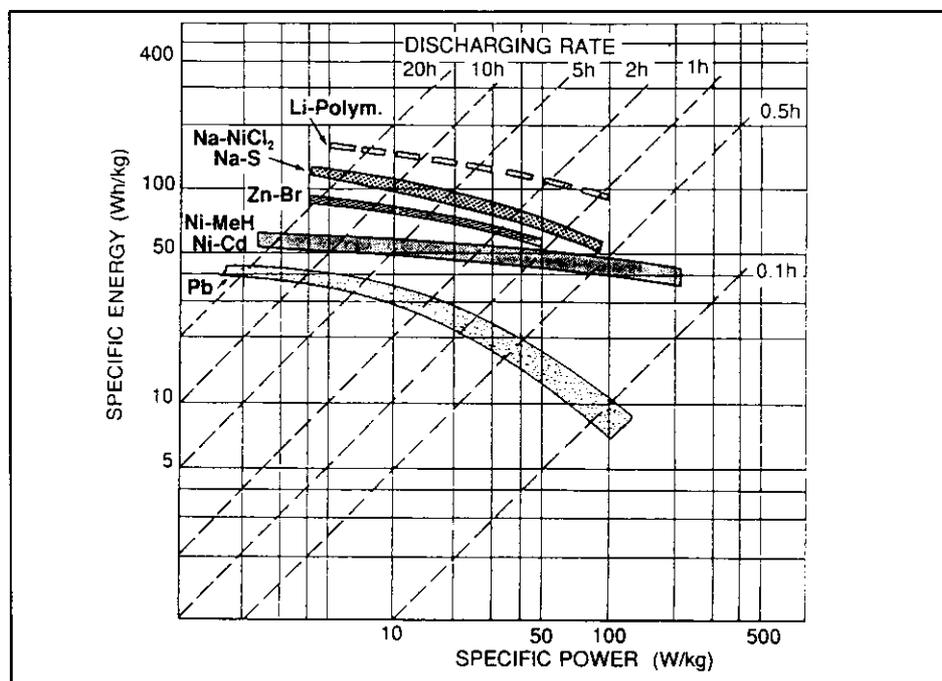


Figure -5.2- Énergie massique "restituable" des batteries en fonction de la puissance massique demandée [31]

En réalité, l'énergie massique varie en fonction de la puissance consommée car la batterie n'est pas parfaite (rendement non unitaire). Plus la puissance est élevée, plus le rendement se dégrade. L'énergie massique utilisable dépend donc de la puissance massique demandée à la batterie, la **figure 5.2**, issue de [31], montre cette fonction pour diverses technologies de batteries. Ainsi, l'autonomie calculée précédemment en fonction de la masse de batteries devrait être corrigée, plus la masse de batteries est réduite, plus la puissance massique demandée s'accroît et donc son énergie massique diminue.

Influence de la masse du moteur sur le rendement

Supposons que l'on ait déjà choisi le rapport de réduction du réducteur fixe de la transmission mécanique ou, encore, les rapports de l'éventuelle boîte de vitesses. Le couple maximal du moteur se trouve déterminé. On se propose d'analyser l'influence de la masse active du moteur sur son rendement et de montrer qualitativement qu'il existe un optimum de masse pour maximiser l'autonomie de la batterie. Il est en effet connu que la réduction des dimensions conduit, à couple donné, à une augmentation des pertes Joule donc à une détérioration du rendement, en revanche pour atteindre des rendements très élevés, il faut faire croître fortement le volume et la masse [45]. Une analyse minimale, encore fondée sur les lois de similitude, permet de montrer, si k est le facteur d'échelle et si l'induction d'entrefer est conservée (en réalité, elle diminue en cas de réduction d'échelle car l'entrefer ne peut être réduit autant que les autres dimensions), que :

$$P_J \propto k^{-5} \quad \text{à couple constant}$$

$$P_{Fe} \propto k^3 \quad \text{à vitesse constante (même nombre de pôles et même fréquence)}$$

Négligeons en première approximation les pertes fer (hypothèse justifiée pour les petites dimensions) et prenons l'exemple d'un moteur capable de fournir un couple C_1 (référence : $k = 1$) de 100 N.m à 2500 tr/mn (26 kW), de masse active M_1 égale à 40 kg, avec un rendement η_1 de 93%, ceci donne donc des pertes Joule P_{J1} égales à 2 kW. Les pertes Joule et le rendement évoluent avec k selon le tableau ci-dessous :

k	0,585	0,794	1	1,26
Mactive	10 kg	25 kg	50 kg	100 kg
PJ	29 kW	6,3 kW	2 kW	630 W
η	47%	80%	93%	97%

Ainsi, si la masse est trop faible, la dégradation du rendement augmente la consommation. A l'opposé, si l'on souhaite avoir un très bon rendement, la masse du moteur devient trop élevée et augmente à nouveau la consommation. Il existe donc une valeur optimale de la masse du moteur. L'optimum est particulièrement difficile à déterminer car le rendement du moteur n'est pas constant dans le plan couple-vitesse et il faut raisonner sur un cycle bien défini [7, 46]. En outre, il faut considérer le rendement global. Ceux du convertisseur électronique et de la batterie sont indirectement liés à celui du moteur, en effet, si le rendement moteur diminue, la puissance qu'il absorbe augmente ce qui fait décroître le rendement du convertisseur et de la batterie... En fait, il faut éviter de trop minimiser la masse du moteur.

5.2- Conclusion

Dans cet article, nous avons donné les éléments permettant le dimensionnement de la chaîne de traction d'un véhicule tout électrique, nous avons choisi, comme exemple, un véhicule urbain. Les caractéristiques et les limites en couple et puissance des moteurs électromagnétiques ont été mises en évidence et nous avons vu qu'il existait une limite de faisabilité en termes de vitesse maximale fonction de la puissance. Après avoir analysé les caractéristiques mécaniques requises, nous avons vu qu'il était nécessaire, pour des raisons de puissance maximale installée (coût), de disposer d'un entraînement capable de fournir un couple aux roues élevé à basse vitesse puis de délivrer la puissance maximale du moteur sur une plage étendue de vitesse, dans un rapport d'environ 1 à 4 pour un véhicule urbain. Plusieurs solutions peuvent ainsi être proposées :

- si l'on souhaite conserver la transmission traditionnelle à boîte de vitesses et embrayage, le moteur électrique peut être dimensionné avec un couple plus faible que celui requis par les autres solutions (à vitesse maximale imposée). Ainsi, un fonctionnement à puissance maximale constante (PMC) du moteur électrique n'est pas obligatoire. Cependant, une faible plage à PMC peut permettre l'exploitation de la puissance maximale du moteur entre chaque rapport de boîte pour éviter les "dents de scie" de puissance et ainsi de minimiser le nombre des rapports.

- si l'on veut éliminer embrayage et boîte de vitesses pour simplifier la mécanique et accroître la fiabilité, il est intéressant d'utiliser un moteur associé à un réducteur fixe, à condition qu'il soit capable de fonctionner à PMC sur une plage étendue de vitesses. Pour réduire les dimensions et la masse du moteur, on a intérêt à avoir un rapport de réduction élevé sans, toutefois, atteindre des valeurs trop élevées afin que l'énergie cinétique stockée dans le moto-réducteur en rotation reste très inférieure à celle du véhicule en translation. Un rapport de 10 à 12 semble répondre de façon économique au cahier des charge d'un véhicule urbain, des valeurs de 20 sont cependant envisageables.

- enfin, si l'on désire absolument supprimer le maximum d'éléments de transmission mécanique, on peut motoriser directement deux ou quatre roues avec des moto-réducteurs ou des moteurs couples intégrés dans les roues. Du point de vue du constructeur automobile, c'est une solution idéale qui permet de maximiser le transfert de puissance quelle que soit l'adhérence

de chaque roue. Nous avons montré qu'un tel choix posait nombre de problèmes difficiles. Le premier étant la réalisation de moteurs à grand couple massique pour l'entraînement direct des roues, le second est la nécessité d'un contrôle à très grande sûreté du mouvement des deux moteurs (le différentiel réalisait cette fonction simplement). Il faut autant de convertisseurs électroniques que de moteurs. En outre, le fractionnement des moteurs conduit soit à une baisse de rendement soit à une augmentation de leur masse totale. Notons qu'il est exclu d'avoir des boîtes de vitesses mécaniques et qu'il est très souhaitable que les moteurs soient capables de fonctionner à PMC sur une large plage de vitesses.. Bien que cette possibilité de motorisation soit envisagée par plusieurs constructeurs, elle nous semble encore trop futuriste sur le plan économique.

En ce qui concerne le choix de la technologie des moteurs électriques, nous avons vu que le moteur à courant continu à collecteur alimenté par un hacheur réversible en courant constituait aujourd'hui la solution répondant le mieux aux contraintes économiques de fabrication en petite ou moyenne série. Les inconvénients de ce moteur en termes de maintenance et de puissance massique font qu'il sera très probablement remplacé par des moteurs à commutation électronique (MCE) si le véhicule électrique doit être produit à moyenne ou grande échelle. Les types de MCE sont nombreux, chacun possède ses avantages et inconvénients et il est difficile aujourd'hui de trancher. On peut, toutefois remarquer que les solutions à base de moteurs asynchrones à cage et de moteurs synchrones à aimants permanents sont les plus étudiées. Les moteurs synchrones à rotor bobiné et les moteurs à réluctance variable restent attrayants et suscitent aussi quelques études moins nombreuses. Nous avons aussi montré que des structures originales à bobinages globaux (à flux transverse) permettaient d'obtenir de très bons couples massiques au prix d'une construction complexifiée. Dans tous les cas, de bonnes performances des moteurs sont obtenues à des fréquences d'alimentation élevée (grands nombres de pôles ou/et grandes vitesses de rotation), il est donc indispensable de minimiser les pertes magnétiques et, bien sûr, de les prédéterminer, ce qui représente, encore aujourd'hui, une difficulté. Rappelons le rôle essentiel rempli par l'électronique de puissance dans l'alimentation à rendement optimisé des moteurs électriques. La technologie IGBT semble actuellement la mieux adaptée au domaine des tensions de batteries entre 100 et 300 V correspondant à des véhicules de puissances moyennes ou élevées (véhicules urbains, routiers, utilitaires, de transports en commun...). Le coût du convertisseur électronique représente une part très importante du prix de l'entraînement et est un frein majeur au développement des MCE, aussi des travaux importants restent à faire pour résoudre ce problème.

Pour conclure, nous pouvons dire que la conception et l'optimisation de la chaîne de traction d'un véhicule électrique est un problème pluridisciplinaire qui doit prendre en considération, au minimum, les batteries, la transmission mécanique et la motorisation électromagnétique à alimentation électronique. Enfin, la recherche d'un coût minimal vient s'ajouter aux difficultés scientifiques et technologiques...

6- BIBLIOGRAPHIE

[1] M. PORNIN

"Traction électrique automobile routière",
Techniques de l'Ingénieur, Traité de Génie électrique, juin 1981.

[2] A. de GUIBERT

"Accumulateurs au plomb et véhicule électrique",
Revue Générale de l'Electricité n°10/93, novembre 1993, pp.13-18.

[3] J.P. CORNU

"Le Nickel-Cadmium : un atout majeur pour la cité",
Revue Générale de l'Electricité n°10/93, novembre 1993, pp.19-24.

[4] H. BIRNBREIER

"Une nouvelle génération de batteries sodium-soufre",
Revue Générale de l'Electricité n°10/93, novembre 1993, pp.25-28.

[5] M. ARVONNY, P. M. COLMANT, D. GOUT

"La voiture électrique aux portes de la ville",
Les Echos Industrie (les Echos, supplément du 10 avril 1991), pp.23-26.

[6] T. KAWASAKI, M. ARIYOSHI, H. NAKAMURA

"Development of Small and Attractive EV",
10th Intern. Electric Vehicle Symposium (EVS-10), Hong Kong,
December 1990, pp.88-97.

[7] T. JOUBERT, Z.Y. ZHAO, A. MIEZE, C. ADES

"Bilan énergétique d'un véhicule électrique sur parcours urbain réel",
Symposium Véhicules propres La Rochelle Nov. 1993, pp.200-204.

[8] F.A. WYCZALEK

"Heating and Cooling Battery Electric Vehicles- The Final Barrier",
IEEE Aerospace and Electronic Systems (AES) Magazine, November
1993, pp.9-14.

[9] G. MAGGETTO

"Advanced Drive Systems and Infrastructure for Electric or Hybrid
Buses, Vans and Passenger Cars (III)",
EPE Journal, Vol.2, N°4, December 1992, pp.211-224

[10] P. AYROLLES

"Six minutes pour recharger la Peugeot 405, routière électrique",
L'argus de l'automobile, 12 septembre 1991, p.16.

[11] B. WUEST, R. MUELLER

"High-Capacity Drive System for Road Vehicles with Electrical and
Hybrid Drive",
Symposium Véhicules propres La Rochelle Nov. 1993, pp.317-321.

[12] Direction de la Communication PSA

"Le véhicule électrique", Brochure diffusée par PSA, 1993, 11 p.

[13] C.C. CHAN

"Electric Vehicle Development in Asia Pacific",
10th Intern. Electric Vehicle Symposium (EVS-10), Hong Kong,
December 1990, pp.6-23.

[14] F.A. WYCZALEK

"Battery Electric Vehicles- Review/Math Model/Assessment",
Symposium Véhicules propres La Rochelle Nov. 1993, pp.107-111.

[15] P.C. POUBEAU

"Les accumulateurs cinétiques d'énergie : Applications au véhicule
électrique", RGE 12/82, décembre 1982, pp.846-854.

[16] J. DAUVERGNE

"Le confort thermique des véhicules électriques",
Revue Générale de l'Electricité n°10/93, novembre 1993, pp.53-56.

[17] D. COUNAS

"La voiture électrique à l'ère de l'hybride",
L'usine nouvelle N°2301, 31 janvier 1991, pp.60-61.

- [18] **AUTO-VOLT**
"Divers aspects de la motorisation électrique dans le cadre du mondial de l'automobile",
 Revue Auto-Volt, décembre 1992, pp.9-14.
- [19] **G. MAGGETTO**
"Advanced Drive Systems for Electric or Hybrid Passenger Cars, Vans and Buses",
 Symposium Véhicules propres La Rochelle Nov. 1993, pp.1-11.
- [20] **R. BROUÉE**
"Traction automobile projet de traction hybride", Revue FLUX (Société des Ingénieurs de l'ESE) n°126, octobre 1989, pp.10-15.
- [21] **M. JUFER**
Electromécanique
 Traité de l'école polytechnique fédérale de Lausanne, Ed. Georgi (1979) et Ed. Dunod.
- [22] **J. CHATELAIN**
Machines électriques, Tomes 1 et 2,
 Traité de l'école polytechnique fédérale de Lausanne, Ed. Georgi (1983) et Ed. Dunod.
- [23] **A. WIART**
"New High-Speed High Power Machines with Converter Power Supply", MOTORCON 1982, pp.354-365.
- [24] **H. WEH, H. MAY, M. SHALABY**
"Highly Effective Magnetic Circuits for Permanent Magnet Excited Synchronous Machines", ICEM 90, vol. II, pp.1040-1045.
- [25] **H. WEH**
"Synchronous Machines with New Topologies"
 SM 100, Zürich, August 91, Part 2, pp.C1-C9.
- [26] **A.H. BEN AHMED**
"Contribution à la conception des machines synchrones à aimants permanents et bobinage global", Thèse de Doctorat, 7 janvier 1993.
- [27] **C. HAGLON**
"Machines électriques à vitesse variable et à haute puissance massive et volumique"
 Journées DRET électrotechnique avancée, octobre 1989, 26 p.
- [28] **M. KANT**
"Motorisation d'un véhicule électrique",
 Revue Générale de l'Electricité n°10/93, novembre 1993, pp.29-38.
- [29] **G. BRUSAGLINO**
"Traction Motors for Electrically Propelled Vehicles",
 Revue Générale de l'Electricité n°10/93, novembre 1993, pp.39-46.
- [30] **A. ITTEN, R. GLOOR**
"Integral Drive Electronics for Passenger Cars",
 EPE'93, Brighton, 13-16 September 1993, Vol.6, pp.97-102.
- [31] **G. BRUSAGLINO (FIAT)**
"Energy Management Optimization by an Auxiliary Power Source",
 Symposium Véhicules propres La Rochelle Nov. 1993, pp.223-230.
- [32] **S.A. NASAR, I. BOLDEA, L.E. UNNEWEHR**
Permanent Magnet, Reluctance and Self-Synchronous Motors
 CRC Press, 1993.
- [33] **B. MULTON**
"Principe et éléments de dimensionnement des machines à réluctance variable à double saillance autopilotées", journées électrotechniques du club EEA, 25 et 26 mars 1993, Belfort, 19 p.
- [34] **N.N. FULTON, P.J. LAWRENSON**
"Switched Reluctance Drives for Electric Vehicles : A Comparative Assessment", PCIM Conf., Nürnberg, June 1993, pp.562-579.
- [35] **B. MULTON, C. JACQUES**
"Comparaison de deux moteurs électriques autopilotés : le moteur synchrone à aimants permanents et le moteur à réluctance variable à double saillance", Congrès Véhicules Propres, réalités et perspectives du véhicule électrique, La Rochelle, 15-19 nov. 1993, pp.295-302.
- [36] **X. XU, V.A. SANKARAN**
"Power Electronics in Electric Vehicles : Challenges and Opportunities",
 IEEE IAS Conf., Toronto, Oct. 1993, Part I, pp.463-469.
- [37] **R.D. KING**
"ETX-II 70 Hp Electric Drive System Performance-Component Tests", 10th Intern. Electric Vehicle Symposium (EVS-10), Hong Kong, December 1990, pp.878-888.
- [38] **M. FERRANTI, L. FERARIS, E. LANER, F. VILLATA**
"Induction Motor Drives for Traction Application",
 EPE'93, Brighton, 13-16 September 1993, Vol.5, pp.282-288.
- [39] **A. K. ÁDNANES, R. NILSEN, R. LØKEN, L. NORUM**
"Efficiency Analysis of Electric Vehicles with Emphasis on Efficiency Optimized Excitation",
 IEEE IAS Conf., Toronto, Oct. 1993, Part I, pp.455-462.
- [40] **R. BRUN**
"Problèmes fondamentaux et aspects technologiques des transmissions de puissance (mécanique, hydrodynamique, électrique, hydrostatique)", Synthèse des Conférences d'Etude des Transmissions de puissance en avril 1975, publié dans la revue des Ingénieurs de l'Automobile, N°5-6, mai-juin 1976.
- [41] **L. CHANG**
"Recent Developments of Electric Vehicles and Their Propulsion Systems", IEEE AES Magazine, December 1993, pp.3-6.
- [42] **F. SATO, Y. NAGANUMA, Y. MATSUOKA, H. SUZUKI, S. KAMIO, H. SAKURAI, H. SHIMIZU, M. ONO**
"Development of Next Generation Advanced Electric Vehicle",
 10th Intern. Electric Vehicle Symposium (EVS-10), Hong Kong, December 1990, pp.63-70.
- [43] **M.J. RIEZENMAN**
"Electric Vehicles (special report)",
 IEEE spectrum, Nov.1992, pp.18-24, 93-101.
- [44] **H. BAUSCH, P. EHRHART, A. GRUNDL, G. HEIDELBERG**
"Road Vehicle with Full Electric Gear",
 10th Intern. Electric Vehicle Symposium (EVS-10), Hong Kong, December 1990, pp.104-114.
- [45] **D.E. CAMERON, J.H. LANG, D. BELANGER**
"The Computer-Aided Design of Variable Reluctance Generators",
 APEC'92, pp.114-120.
- [46] **V. BLICK**
"Simulation of Electric Vehicles in the Laboratory for the Evaluation of Battery Packs",
 Symposium Véhicules propres La Rochelle Nov. 1993, pp.27-33.
- [47] **J. ARNOULD, P. MERLE**
"Dispositifs de l'électronique de puissance"
 Traité des Nouvelles Technologies HERMES, 1992, 2 volumes.
- [48] **IEEE Spectrum**
 (Technology 1994), January 1994, pp.62-65.
- [49] **B. NOGAREDE, H.L.MEYER, C.E. BARBIER**
"Véhicule électrique : données technologiques pour la simulation"
 Journées Électrotechniques du club EEA, Cachan, 24-25 mars 1994.

La revue

3

E.

.

I