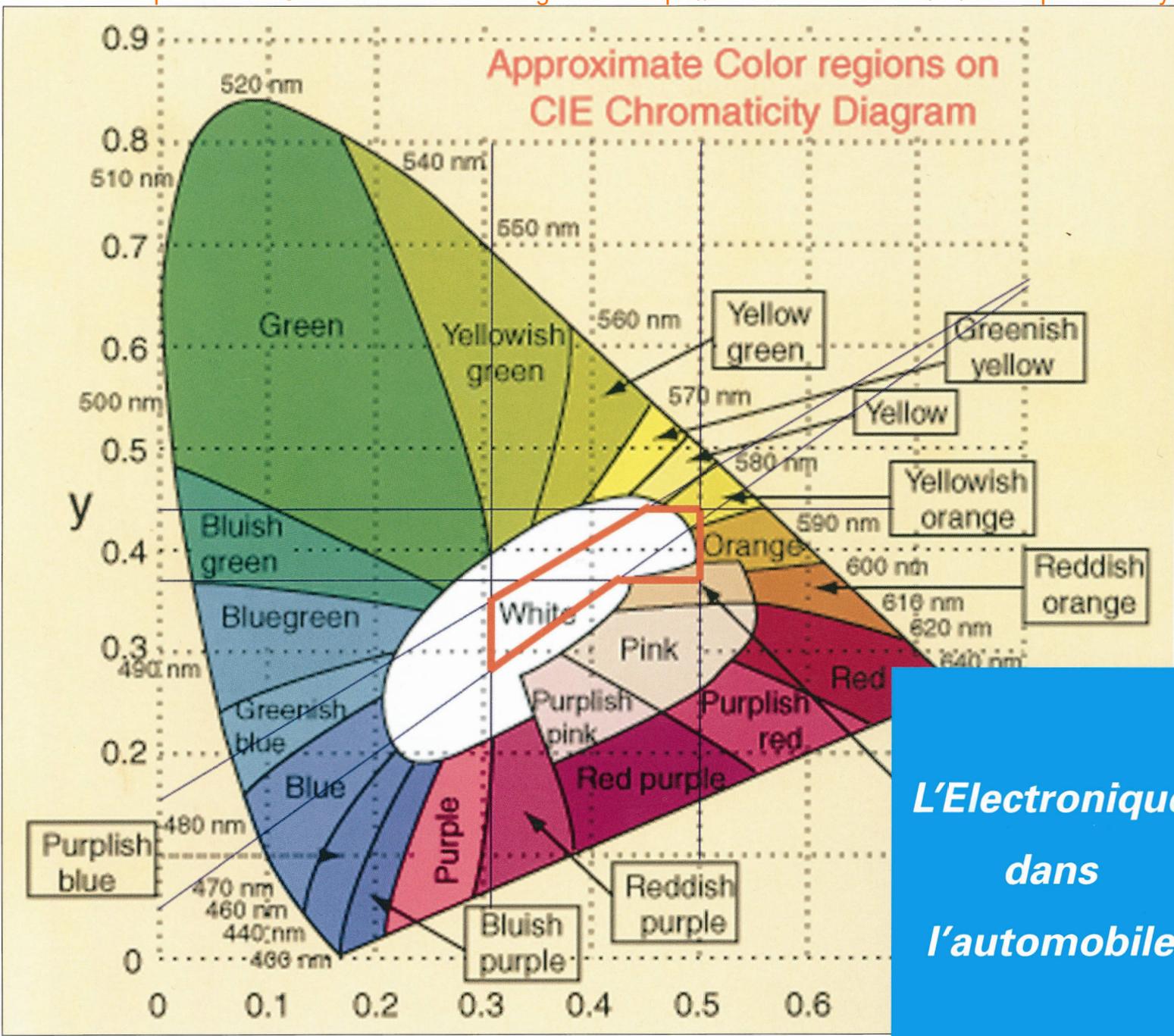


La Revue SEE.I



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



**L'Electronique
dans
l'automobile**

Définition du "blanc" en éclairage automobile (Document Valéo)

Publication trimestrielle du Cercle Thématique 13.01 de la SEE

ENSEIGNER L'ELECTROTECHNIQUE ET L'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE



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

N° 33 - Juin 2003



Très prochainement,

La **SEE**, Société de l'Electricité, de l'Electronique
et des Technologies de l'Information et de la Communication
va créer une nouvelle revue :

e-STA

Une "e-revue"

consacrée aux

Sciences et **T**echnologies de l'**A**utomatique

Co-directeurs :

Pierre BORNE

*Professeur à l'Ecole Centrale de Lille,
Vice-Président des Clubs Techniques
de la SEE*

Michel FLIESS

*Directeur de recherche
CNRS
Ecole Polytechnique*

Rédacteur en chef

Salah MAOUCHE

Professeur à l'Université des Sciences et Techniques de Lille.

*Assistez à la naissance très prochaine de cette nouvelle revue
sur le site web de la SEE*

www.see.asso.fr

Lire les informations dans la rubrique "Publications"



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

17, rue Hamelin, PARIS 75 783 CEDEX 16

Tel : 01 56 90 37 00 fax : 01 56 90 37 19 site web : www.see.asso.fr

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

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

<p>Edition SEE, 17 rue Hamelin 75 783 PARIS CEDEX 16</p> <p>Directeur de la publication Jean-Gabriel REMY Président de la SEE</p> <p>Rédacteur en Chef François BOUCHER</p> <p>Comité de publication Jean BONAL Jean-Claude BOUDENOT Gérard DELAVIER Lucien DESCHAMPS Jean FAUCHER Gilles FELD François FOREST Brigitte GRELAUD Jean-Philippe ILARY Michel LAVABRE Marie-Michèle LE BIHAN Pascal LOOS Michel MEUNIER Bernard. MULTON Claude OBERLIN Oviglio SALA Jean-François SERGENT</p> <p>Site WEB (lesite3EI.com) Responsable : Philippe LE BRUN</p> <p>Jean-Pierre TAREL Jean-Philippe ILARY</p> <p>Abonnement annuel (4 numéros) Année scolaire 2002/2003, tarifs TTC :</p> <p><u>Individuel :</u> France et CEE.....30 € Pays hors CEE.....40 €</p> <p><u>Collectivités</u> France et CEE.....45 € Pays hors CEE.....60 €</p> <p>Réalisation et impression (1100 ex) Repro-Systèmes 23, rue de Verdun 77 181 Le Pin</p> <p>Routage et Expédition Départ Presse ZI les Richardets 93 966 Noisy le Grand</p> <p>Dépôt Légal : Juin 2003 Commission Paritaire 1202 G 78028 ISSN 1252-770X</p>	<p style="text-align: right;">Sommaire du n°33</p> <p style="text-align: center;">Thème : l'électronique dans l'automobile</p> <p>p. 1 Sommaire. p. 2 Éditorial, bulletin d'abonnement p. 3 Publications, Informations.</p> <hr/> <p style="text-align: right;">Thème.</p> <p>p. 5 Origines et évolution de l'électronique dans l'automobile Claude SATINET, Directeur Général des Automobiles Citroën.</p> <p>p. 13 L'impact de l'électronique de puissance sur les organes auxiliaires. Yves BERRIÉ, Ancien Ingénieur à la Direction de la Recherche de RENAULT SA, Bertrand LARGY, Direction de l'Ingénierie de Renault SA.</p> <p>p. 17 L'éclairage dans l'automobile. Pierre ALBOU, Valeo Lighting Systems, BOBIGNY.</p> <p>p. 30 Remplacement des fusibles et relais dans l'automobile. Françoise VAREILHIAS, Pierre TURPIN, Laurent GUILLOT, Philippe DUPUIS, Philippe PERRUCHOU , MOTOROLA Semi-Conducteurs SAS, TOULOUSE.</p> <p>p. 35 L'application Alterno-démarrreur et la mesure de courant. Luc COLOMBEL, LEM</p> <hr/> <p style="text-align: center;">Recherche et développement, ; applications industrielles.</p> <p>p. 38 L'électronique de puissance et le véhicule de demain ; optimisation d'un convertisseur 42 V / 14 V, sous des contraintes d'encombrement, de rendement, de CEM et thermique. C. LAROUCI, J. P. DIDIER, M. SELVEZ, S. PRADO, R. COUTURIER, E. OHAYONNE, X. RETAILLEAUX, Laboratoire Commande et Systèmes, ESTACA, LEVALLOIS-PERRET.</p> <p>p. 43 La motorisation de véhicule électrique : étude du moteur de son alimentation et de sa commande. Gérard CHAMPENOIS, LAII, POITIERS.</p> <hr/> <p style="text-align: right;">Applications pédagogiques.</p> <p>p. 50 Application des réglages par plans d'expériences suite : réglage du système de traction FEREELEC. Jean FILIPPINI, 88 000 EPINAL.</p> <p>p. 59 Technologies mises en œuvre dans le transfert d'énergie micro-ondes et hautes fréquences avec la matière. RADIANT, CETIAT, VILLEURBANNE.</p> <hr/> <p style="text-align: right;">Histoires des sciences et des techniques.</p> <p>p. 65 L'évolution de l'électronique de puissance en traction ferroviaire : les thyristors, leur application sous courant continu (suite). Christian LECLERC, Ingénieur Honoraire de la SNCF</p> <hr/> <p style="text-align: right;">Publications 3EI</p> <p>p. 76 Ventes des publications 3EI.</p>
---	---

Toute reproduction ou représentation intégrale ou partielle, par quelque procédé que ce soit, des pages publiées dans la présente édition, faite sans l'autorisation de l'éditeur est illicite et constitue une contrefaçon. Seules sont autorisées, d'une part, les reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective et, d'autre part, les analyses et courtes citations justifiées par le caractère scientifique ou d'information de l'œuvre dans laquelle elles sont incorporées.

Toutefois des copies peuvent être utilisées avec l'autorisation de l'éditeur. Celle-ci pourra être obtenue auprès du Centre Français du Droit de Copie, 20, rue des Grands Augustins, 75006 Paris, auquel la Revue 3EI a donné mandat pour la représenter auprès des utilisateurs. (loi du 11 mars 1957, art.40 et 41 et Code Pénal art. 425).

e-STA ... DERNIERS RÉGLAGES AVANT LANCEMENT !

La SEE, Société de l'Électricité, de l'Électronique et des Technologies de l'Information et de la Communication, souhaite favoriser la rapidité et l'efficacité de l'information, et les échanges scientifiques dans ses domaines. C'est dans cet esprit qu'elle va créer, «une e-revue » :

e-STA – Revue des sciences et Technologies de l'Automatique.

*Cette « e-publication » créée sur l'initiative de Pierre Borne - Vice-Président des Clubs Techniques de la SEE – relevant du domaine du Club Technique 18 de la SEE -Automatique et Automatisation Industrielle- viendra compléter les deux titres de presse écrite de la SEE : d'une part notre revue généraliste **la REE** (Revue de l'Électricité et de l'Électronique), et de l'autre, notre titre spécialisé **La Revue 3EI** (Enseigner l'Électrotechnique et l'Électronique Industrielle) dont vous êtes fidèles lecteurs.*

La diffusion d'une « revue en ligne est signe d'un progrès et d'une mise en marche avérée dans la voie de la modernité sur laquelle la SEE est engagée.

e-STA permettra, à partir d'une gestion purement électronique, de publier simultanément des articles de pointe développant les derniers acquis de la recherche, des synthèses à caractère pédagogique ainsi que des articles d'application, davantage ouverts aux industriels utilisateurs des technologies comme de l'outil en ligne.

e-STA bénéficiera de tous les « plus » que propose le web et en particulier l'habillage couleur, l'animation, les liens hypertextes et l'insertion de très courtes vidéos sans oublier la recherche documentaire.

La structure rédactionnelle du titre se composera de deux co-Directeurs :

- *Pierre Borne - Professeur à l'École Centrale de Lille,*
- *Michel Fliess - Directeur de la Recherche au CNRS /École Polytechnique.*

*Le Rédacteur en Chef nommé est Salah Maouche
Professeur à l'Université des Sciences et Techniques de Lille.*

Cette nouvelle publication de la SEE, la première du « genre » devrait, pour ses volumes réguliers, paraître dans un premier temps au rythme de quatre numéros par an, la sortie du premier numéro étant normalement prévue avant les vacances d'été... La Rédaction vous donne donc un premier rendez-vous de lecture proche !

La langue officielle d'e-STA sera le français, avec possibilité d'ajouts de traductions dans une autre langue.

*Avec cette «e revue», la SEE étoffe son offre en matière de publication. Aux côtés de **la REE**, diffusant l'État de l'Art, et de **La Revue 3 EI**, support dédié à l'enseignement de l'Électrotechnique et de l'Électronique Industrielle dont vous êtes fidèle lecteur, e-STA sera très spécialisé dans le domaine de l'automatique.*

Gageons que, le succès aidant, cette action pourrait ensuite se décliner dans d'autres secteurs de la SEE.

Cher Lecteur de La Revue 3 E.I si vous êtes intéressé par le lancement de e-STA vous pouvez vous connecter sur le site de la SEE (www.see.asso.fr) où, très prochainement, de nombreuses autres informations vous seront communiquées (mode d'accès, modalités de navigation, organisation de l'information, spécimen de mise en page, programme rédactionnel, sommaire du numéro « zéro », nom des auteurs, tarifs et modalités d'abonnement).

TOULOUSE, 13 et 14 novembre 2003

Centre de Congrès Pierre Baudis
 Informations en page III de couverture

CETSIS 2003



Colloque
 sur l' **Enseignement**
 des **Technologies**
 et des **Sciences**
 de l' **Information**
 et des **Systems**

Être Abonné à La Revue 3EI et bénéficier des privilèges offerts aux adhérents de la SEE, est désormais possible si vous êtes professeur en lycée ou PRAG ! Cette offre sera reconduite pour 2003/2004.

La SEE offre aux enseignants des lycées et PRAG, abonnés pour l'année 2002 / 2003 à la Revue 3EI, la possibilité de devenir adhérent à un **tarif d'adhésion préférentiel** : 25 € (en France) au lieu de 80 €. (plein tarif).

Cette adhésion leur donne des privilèges (bulletin d'adhésion disponible sur le site de la SEE: see.asso.fr)

- un **tarif d'abonnement à la REE à 86 €** au lieu de 138 €
- une **remise de 20% sur l'achat des recueils des conférences SEE des années 2000 / 2001 / 2002 ;**
- des **inscriptions aux Journées d'Études et Congrès SEE, concernant le domaine 3EI, à des tarifs réduits.**

- liste des manifestations disponible sur demande en contactant la **SEE/Service Congrès**
 - tél 01 56 90 37 03 ou 04, par fax 01 56 90 37 08, par Courriel : congres@see.asso.fr
 - sur visite du site de la SEE : see.asso.fr.

et leur permet des avantages particuliers tels que l'achat de

- quatre numéros de la REE au tarif de 40 €** (au lieu de 59,60 €) (1)
- ou cinq numéros au tarif de 47 €** (au lieu de 74.50 €)(2)

(1) et (2) à choisir d'après le programme rédactionnel de la publication.

Programme rédactionnel 2003 de la REE

D / Dossier – R / Repères (sous réserves de modifications)

Janvier N° 1/03	D. Les ondes terahertz R. L'histoire des radars en France et dans le monde	Juillet N° 7/03	D. Sélection d'articles de PSIP R. Fréquences : partager le spectre autrement
Février N° 2/03	D. La connectique R. UMTS : quelles avancées en traitement du signal ?	Septembre N° 8/03	D. Les nanotechnologies R. Les systèmes critiques face aux malveillances
Mars N° 3/03	D. L'aéronautique face à l'enjeu des fréquences radio R. Utilisation des techniques séparatives dans l'industrie	Octobre N° 9/03	D. Les matériaux en génie électrique R. Les systèmes hybrides
Avril N° 4/03	D. Électricité et électronique au service de l'eau	Novembre N° 10/03	D. Les matériels électriques de poste R. Imagerie pour les sciences du vivant
Mai ¹ N° 5/03	D. La cinématographie ultra rapide R. Ouverture des marchés de l'électricité et de la régulation R. Les communications optiques	Décembre N° 11/03	D. Principe de précaution dans l'aide à la décision dans l'industrie R. Internet et télévision R. Méthodes de diagnostic des machines électriques
Juin N° 6/03	D. Avancées techniques dans le domaine des câbles d'énergie R. Maîtrise de l'échelonnement des essais		

¹ Le numéro de mai 2003 comporte un article écrit par M. BOUDENOT « AMPÈRE au coeur de la physique du début du XIX^e siècle. » (14 pages) pour la rubrique histoire de l'électricité.

ORIGINES ET EVOLUTION DE L'ELECTRONIQUE DANS LE DOMAINE DE L'AUTOMOBILE.

Claude SATINET,

Directeur Général des Automobiles Citroën,
Membre du Directoire de PSA

1 Introduction : caractérisation de l'automobile en terme de monde industriel.

Avant de décrire les origines puis l'évolution de l'électronique dans l'automobile, il est nécessaire de commencer cette présentation en essayant de caractériser ce que peut représenter l'automobile en terme de monde industriel, laissant le soin au lecteur spécialiste de l'électronique, de juger si son domaine répond aux critères ou valeurs du monde de l'automobile.

Précisons les caractéristiques de celui-ci.

Première caractéristique : le cycle de vie.

Quand on décide aujourd'hui de fabriquer ou de mettre en production une nouvelle voiture, elle apparaîtra sur le marché quatre à cinq ans plus tard. A ce moment, sa durée de vie en production sera en moyenne de sept ans, (durée en diminution notable ces dernières années); le parc roulant en France a, à peu près, douze ans d'âge moyen, signifiant qu'un acheteur de la voiture à la septième année de production espérera la conserver en bon état douze à quinze ans.

Lors de cette prise de décision pour une telle durée, seules des technologies strictement maîtrisées sont utilisées. Il s'est donc nécessairement passé avant, un certain temps entre ce qui a pu être le processus de recherche ou de développement d'une des technologies et la vie de la voiture. En conséquence, la durée normale des technologies que nous décidons d'utiliser est de vingt à vingt-cinq ans. Ceci est un peu différent de la vie des produits du type électronique, en tout cas aujourd'hui. On reviendra plus loin sur cet aspect, probablement à l'origine de l'une des difficultés futures.

Deuxième caractéristique du monde de l'automobile : les volumes de production.

Le nombre des composants que nous montons chaque jour sur les voitures, dans les usages les plus rares est de quelques centaines et de quelques milliers dans les usages les plus fréquents; évidemment ces nombres peuvent varier un peu. Ils nous séparent considérablement d'un autre secteur utilisant beaucoup la technologie également, l'aviation, mais qui n'est pas du tout dans les mêmes volumes de production quotidiens.

Troisième caractéristique : les éléments de contrainte économique.

L'automobile est dans un monde industriel ou économique extraordinairement concurrentiel et pour ce qui concerne les voitures de production importante, c'est-à-dire à forte cadence journalière, nos critères de

choix en terme de coûts, de prix unitaire, sont largement inférieurs à l'Euro. La décision du choix d'une solution s'effectue sur des éléments qui sont de l'ordre d'un dixième d'Euro; nos choix sont très sensibles à des éléments de coûts unitaires très faibles.

Quatrième caractéristique : les contraintes réglementaires.

Le monde de l'automobile est un monde où il existe de très nombreuses contraintes réglementaires. Chaque jour, les législateurs des différents pays et des décideurs de différents niveaux dans des organisations supra nationales s'acharnent ou s'occupent, peu importe, à créer de nouvelles contraintes réglementaires ou quasi réglementaires.

Il est évident et notamment dans les domaines où l'électronique intervient beaucoup, comme les éléments de sécurité, les résistances au choc, les comportements des voitures aux chocs, les dispositifs de style airbag, pré-tensionneurs de ceintures et autres, et encore plus, dans les domaines de pollution, des respects de la composition des gaz d'échappement, des normes de pollution (n'arrêtant pas de devenir de plus en plus strictes), que ces contraintes sont entièrement justifiées au plan moral, voire éthique. Il ne m'appartient pas de les discuter, mais constatons qu'elles enferment le monde de l'automobile dans un univers extraordinairement contraint au plan réglementaire par des normes de plus en plus sévères qu'il faut, bien entendu, essayer de respecter.

S'il nous avait été demandé, il y a quinze ans, la probabilité de respecter les normes d'aujourd'hui, nous aurions naturellement affirmé que c'était strictement impossible à imaginer et que seuls des " fous " pouvaient élaborer de telles normes ! Il est vrai que, quand on vieillit, on se rend compte finalement que l'impossible n'était pas aussi impossible que ça.

D'autre part, il y a aussi des éléments qui ne sont ni des normes ni des règlements écrits dans aucun texte obligeant de les respecter mais qui sont quand même des quasi-contraintes ou des quasi-règlements, c'est tout ce qui peut venir de la concurrence par exemple en terme de consommation, de valeurs de consommation. Aujourd'hui il n'y a pas en Europe de contraintes réglementaires sur la quantité de carburant consommé, cela peut arriver demain mais ce n'est pas le cas aujourd'hui; en revanche, c'est un élément de choix pour nos clients entre différents produits, donc ce n'est pas une contrainte mais, quand même, une très forte pression exercée par les clients ou les organismes de consommateurs ce qui donc revient au même.

**Cinquième caractéristique :
la sécurité et monde concurrentiel.**

Deux éléments extrêmement importants doivent encore être mentionnés :

- Éléments liés à la sécurité.

Le produit automobile est potentiellement dangereux à la fois pour les utilisateurs et pour la collectivité. Il faut qu'en permanence, et probablement plus que dans d'autres métiers, nous ayons conscience des risques que l'on fait courir à nos clients ou aux utilisateurs de la voiture et éventuellement aux autres

- Le monde de l'automobile est un monde concurrentiel.

La décision de choix d'une voiture ou d'une autre, appartient toujours au client, il est le seul à décider réellement et ses choix ne sont pas toujours rationnels. Il ne faut pas penser que sous prétexte que notre logique d'ingénieur nous a conduit à estimer que le produit est merveilleux, justifié par 247 pages d'argumentaires pour expliquer qu'il n'y a pas mieux, donc il sera acheté. Nos clients ne sont pas toujours rationnels, ne lisent pas les manuels d'explications compliqués et donc choisissent en fonction d'autres critères que ceux nous paraissant rationnels.

2 Multiplicité des acteurs du monde de l'automobile.

Les acteurs sont multiples dans le monde de l'automobile. Si on s'amuse à prendre une voiture finie et à la démonter complètement, voulant dire dévisser tout ce qui dévissable, puis dessouder ce qui a été soudé ou décoller ce qui a été collé, on se retrouverait probablement avec entre dix et quinze mille composants élémentaires qui sont les constituants de la voiture. Dans cette espèce de collection de 10 à 15 000 pièces, celles réellement fabriquées ou élaborées par le constructeur sont extrêmement rares, il s'agit probablement de moins de 100 pièces. En effet, le nombre de pièces élaborées par le constructeur à partir de la matière, est extrêmement faible ; les pièces restantes sont des composants venant naturellement d'un monde extérieur nous fournissant parfois des éléments assez simples. On achète les vis sous forme de vis, c'est donc un composant relativement facile à comprendre, parfois il s'agit d'ensembles extrêmement élaborés.

Quand on achète des calculateurs d'ABS ou des éléments de cette nature, on achète en fait une "boîte noire" avec quelques connecteurs ; ces pièces sont composées d'un très grand nombre d'éléments, auxquels nous n'avons pas vraiment accès ni la connaissance de leur contenu et ceci est vrai pour de nombreux autres composants.

Pour que cet assemblage, dont nous ne connaissons jamais en fait les 10 ou 15 000 composants élémentaires, fonctionne, il doit être ramené à quelque chose que nous connaissons, soit un ensemble de l'ordre de 2000 composants que nous gérons en terme d'interlocuteurs. Cela signifie que pour faire une voiture, il faut travailler avec beaucoup de ces

composants issus de mondes aussi différents par leurs origines que par leurs habitudes.

Prenons deux exemples d'achat de matières que nous effectuons.

Il n'y a pas une très grande communauté de vue entre les gens de la sidérurgie nous expédiant des bobines de tôle de qualité à peu près constante et les fabricants de cuirs nous expédiant des peaux de vache, au sens strict du terme bien entendu, avec la traduction réelle de ce qu'était la vache et d'une partie de sa vie, c'est-à-dire les fils de fer barbelés qu'elle a rencontrés ayant provoqué un certain nombre de trous répartis de manière aléatoire ; trous sur les peaux qu'il est souhaitable d'intégrer au mieux dans l'utilisation ultérieure de la peau.

La sidérurgie est un monde rationnel dont les gens s'engagent à livrer des tôles d'épaisseur et de qualité quasi constantes. Les vendeurs de peaux de vache affirment qu'ils ont fait pour le mieux, mais sans garantir que toute peau est identique à une autre. Nous devons nous adapter à ces mondes différents et en tenir compte ; le travail du cuir est plus proche de celui de l'artiste. Les rôles de ces partenaires sont différents dans la conception des voitures.

3 Les standards.

3-1 Justification des standards.

J'ai évoqué plus haut un fabricant de vis ; celui-ci fait des vis, c'est essentiel. La fixation est une fonction absolument primordiale dans la voiture, quelque chose qui implique considérablement sa structure et son fonctionnement, davantage que la fonction ABS qui le complète. Plusieurs centaines d'intervenants doivent travailler ensemble pour faire une seule voiture. L'une des solutions pour que "ça marche" bien entendu, parce que sinon on n'y arriverait pas, c'est d'avoir recours à un certain nombre de standards. Le standard, n'est pas défini forcément avec le sens ISO du terme, c'est-à-dire que je ne suis pas sûr que l'on pourrait trouver la norme associée.

Citons quelques exemples connus de tous.

En général dans l'automobile, la tension batterie, sauf pour les camions, est de 12 volts. Cette valeur de tension est à peu près standard dans le milieu et aujourd'hui personne ne s'en écarte ; cela n'a pas besoin de faire l'objet d'une norme, mais c'est plutôt une habitude devenue une forte contrainte.

Un autre élément, complètement anecdotique, est le diamètre de l'allume-cigare. Sa taille standard fait que chacun peut l'utiliser comme prise de courant auxiliaire pour tout accessoire de type bouilloire ou autre objet à brancher dans une voiture, acheté dans un quelconque supermarché.

Les dimensions des pneus satisfont à des standards ou quasi-standards. Celles-ci, en nombre limité, correspondent à des dimensions répertoriées. De même la manière d'accrocher les pneus sur les jantes par exemple correspond à peu près à un standard.

3-2 Les standards sont nécessaires pour de nombreuses raisons élémentaires.

La première, c'est d'abord de permettre le réemploi des composants. S'il n'y avait pas la moindre standardisation, il est clair qu'on aurait aucune chance de réemployer des composants puisqu'ils ne correspondraient jamais à l'intégration dans un univers connu.

La seconde, pour nous permettre de mettre en concurrence plusieurs fournisseurs. Si les produits sont à peu près standards, en conservant l'exemple des batteries de 12 volts, on a probablement la possibilité de mettre en concurrence des fabricants de batteries. Si chaque constructeur avait ses tensions spécifiques, il serait probablement plus difficile de trouver des fournisseurs. C'est également un élément qui, vu dans l'autre sens, permet à ces fournisseurs d'avoir plusieurs clients différents dans l'automobile ; ils vont avoir la capacité de ré-utiliser ou de ré-offrir des composants développés dans ce cadre là. C'est un élément permettant également de réduire la diversité des composants, préoccupation permanente des constructeurs pour augmenter les séries totales et en réduire le coût.

3-3 Les standards, à la fois, limitent l'évolution et permettent celle-ci.

Conséquences apparemment contradictoires nécessitant quelques explications.

Quand un standard existe, le fait qu'on y reste accroché empêche de le faire bouger. Par contre, le fait qu'il y ait des standards permet de faire varier les éléments des deux côtés. Ainsi, si on est d'accord sur le diamètre d'un allume-cigare, on peut faire bouger la manière dont on l'utilise pour réellement chauffer le bout des cigarettes ou bien l'autre côté pour faire bouger l'environnement dans lequel on l'inscrit.

L'évolution des standards est un exercice extrêmement difficile et long, d'ailleurs de plus en plus long. Pour passer de 6 à 12 volts, il a fallu un peu moins de dix ans, transition relativement rapide.

Aujourd'hui deux discussions sont en cours : l'une sur le 42 volts, (valeur semblant être la plus vraisemblable pour succéder au 12 volts), l'autre, sur l'échéance d'application. Celle-ci a plutôt tendance à se reculer dans les esprits ; il y a trois ou quatre ans, c'était pour avant 2010, maintenant peu de monde, voire plus du tout envisage ce changement avant 2010 ! C'est donc probablement une difficulté. Cela veut dire que quand on est ancré sur le 12 volts, standard présentant plein de défauts aujourd'hui, il est assez difficile de le modifier, pour le 42 volts par exemple ; quelles qu'en soient les raisons, la transition est sûrement un souci préoccupant beaucoup d'acteurs.

Prenons un autre exemple. Il a été évoqué plus haut les systèmes d'accrochage des pneus sur les jantes, aujourd'hui il y a des systèmes à peu près classiques. Un fournisseur de pneus bien connu, Michelin, essaie de proposer un autre standard depuis déjà au moins cinq ans : les pneus PAX. Ces pneus increvables (ils permettent de rouler encore plusieurs centaines de kilomètres après une crevaison), sont caractérisés par

un système d'accrochage complètement différent sur la jante ; ce fabricant n'a pas réussi à ce jour à conquérir des clients en grand volume. Sans affirmer qu'on ne trouve pas chez tels de nos concurrents français une version assez confidentielle proposant en option des pneus PAX, cela ne correspond vraiment pas à une production de série. Pourquoi ? Parce que passer d'un monde dans lequel le client a la possibilité d'aller acheter les pneus où il veut, en particulier en terme de pièces de rechange, à un monde que nous ne sommes pas prêts à affronter, où un seul fournisseur aurait la maîtrise complète de la solution. La position de Michelin s'est largement assouplie, puisqu'il a vendu sa technologie à quelques-uns de ses concurrents pour essayer de l'introduire, mais malgré tout ça, l'introduction n'est pas faite et elle sera probablement un peu longue si même elle a lieu un jour.

Ces trois paragraphes d'introduction étaient nécessaires pour exposer ce qui peut différencier ou rapprocher le monde de l'automobile de celui de l'électronique industrielle que les lecteurs de La Revue 3EI connaissent mieux.

4 L'électronique dans l'automobile.

Abordons maintenant les domaines d'applications de l'électronique dans l'automobile que l'on classe habituellement en trois niveaux, je propose un classement en trois plus un.

Les trois premiers sont : contrôles, confort et loisirs.

- Le *contrôle*, est directement lié au fonctionnement de la voiture, mais dans ses fonctions de base automobile, cela s'applique au moteur, à la transmission, à la suspension, au freinage.

- Le *confort*, concerne des éléments très directement liés à l'usage de l'automobile, sans être présents sur tous les modèles, cela n'est pas rigoureusement indispensable ; l'engin reste automobile même privé de ces différentes fonctions. Les éléments de confort sont par exemple, le fonctionnement des essuie-glace, de l'éclairage, de la climatisation, la navigation etc.....

- Les éléments de *loisirs*, ne sont pas directement liés à l'usage de la voiture. On peut énumérer le cas notamment de la radio, de la télévision, du téléphone etc.

Le point supplémentaire complétant les trois premiers appartient à un monde complètement à part, classé en dehors, car pouvant à la limite, s'appliquer à n'importe lequel des précédents. Ce point entre dans la catégorie appelée *les services à valeur ajoutée*, comme notamment l'urgence localisée et l'info circulation, sur lesquels nous reviendrons plus loin.

4-1 L'électronique de contrôle.

4-1-1 Sûreté de fonctionnement.

Directement liée au fonctionnement de la voiture, elle assure les fonctions de contrôle moteur, de contrôle de la transmission (qu'il s'agisse de boîte de vitesse automatique ou tout autre équivalent plus ou moins moderne des boîtes automatiques), des éléments de

contrôle de la suspension dans la mesure où elle n'est pas strictement passive, elle donne donc lieu à un pilotage, et puis des éléments de freinage, ABS, ESP et autres dispositifs semblables.

La première caractéristique de ces éléments de contrôle, est leur extraordinaire besoin de sûreté de fonctionnement, ceci pour des raisons de sécurité. C'est la première préoccupation que nous devons avoir, lors de l'introduction de l'électronique dans ces fonctions vitales. Les taux de défaillance doivent être extrêmement bas. La défaillance éventuelle ne doit pas entraîner de conséquences, d'où l'apparition de nombreuses situations dégradées, de régime de sauvegarde, enfin de beaucoup d'éléments de ce genre.

4-1-2 Exemple de l'introduction de l'électronique dans le contrôle moteur à explosion, à essence.

Qu'est-ce que le contrôle du moteur à essence ? Un moteur à essence a besoin d'un mélange d'air et d'essence, d'une étincelle à peu près au bon moment. Le réglage effectué, le système parvient à peu près à tourner. Le contrôle est, ou en tout cas était, traditionnellement fait par le débit d'air variable sur lequel on agit sur les moteurs à essence classiques pour faire varier leur vitesse, leur puissance, etc....

La première génération de ces moteurs était relativement simple. Le mélange air-essence se faisait par un carburateur, dispositif à peu près au niveau constant, un gicleur, un système de dépression et puis le simple passage de l'air entraînait une aspiration de l'essence qui arrivait à peu près à se mélanger. L'explosion du mélange, dans les cylindres, était provoquée par l'effet d'une étincelle produite, au bon moment, par un générateur d'étincelles (les premiers générateurs d'étincelles fonctionnaient sans batterie grâce à des magnétos). De manière absolument classique, il n'est pas nécessaire d'avoir recours à des dispositifs très sophistiqués : un générateur d'étincelle arrivant à peu près au bon moment et finalement le tout fonctionne en faisant varier le débit d'air dans le système d'alimentation d'air avec une commande d'accélérateur.

Il existe encore des voitures roulant sur cette base là, de moins en moins certes, mais quand on a la chance d'en trouver une, c'est assez sympathique. Ces réglages, relativement rustiques, donnent des prestations en terme de puissance au litre assez faibles, des consommations au contraire assez fortes par rapport aux prestations fournies. Ces commandes rustiques limitent le régime moteur à des valeurs assez basses et aussi les capacités d'adaptation de fonctionnement aux diverses conditions.

Alors apparurent sur ces voitures des commandes de réglage de l'avance, (réglage de l'instant de l'étincelle par rapport à l'introduction du mélange dans le cylindre), un réglage de la richesse soit en fonction des conditions d'emploi, soit en fonction des conditions de températures, tout ceci se traduisant par l'ajout de commandes autour du volant, chargeant le conducteur de trouver les conditions optimales de fonctionnement. Un assez grand talent pour conduire la voiture était souhaitable demandant de bien connaître

les caprices de l'engin, chacun des modèles possédant sa propre personnalité à respecter profondément pour avoir la chance de parcourir quelques kilomètres avec lui.

Des mécaniciens émérites, au cours de plusieurs décennies, ont perfectionné la mécanique pour la rendre de plus en plus automatique. Au lieu d'avoir un simple carburateur comme dans le système de base, on peut naturellement avoir des variations plus élaborées du nombre de gicleurs en fonction des ouvertures, en fonction des vitesses du moteur et accordant l'ensemble en les faisant entrer en résonance avec un certain nombre de régimes, etc.... Pour ce qui concerne l'avance, on a évidemment assez vite eu recours à la correction en fonction de la vitesse par l'utilisation de correcteurs centrifuges pour augmenter l'avance avec l'accroissement du régime moteur afin de conserver un fonctionnement à peu près correct.

La fonction élémentaire de richesse, que les plus âgés ont sûrement manipulé sous la forme du *starter*, s'est ensuite perfectionnée grâce à un dispositif corrigé automatiquement en fonction de la température (appelé *starter automatique*) et autres corrections telles les corrections d'avance automatique et puis même également un éclatement des correcteurs barométriques pour tenir compte de la densité de l'air dans le mélange.

Toutes ces opérations de mécanique classique venant d'être décrites, se sont faites uniquement avec des ressorts et des pièces mécaniques. Les moteurs sont extraordinairement performants, simples à utiliser, il n'y a plus rien à faire, sinon accélérer et freiner. On est ramené à la conduite normale, en revanche, la mise au point en terme de fonctionnement est assez délicate. Le conducteur n'a plus beaucoup de problèmes, mais il a intérêt à bien connaître le mécanicien qui va se charger, entre chaque sortie, de remettre l'engin dans des conditions optimales de fonctionnement. Le problème a été déplacé : le conducteur n'a plus à savoir « *comment ça marche* », par contre on transforme l'objet performant en un objet coûteux à l'achat, parce que ces mécaniques sont complexes et très délicates à l'entretien.

Ce genre d'évolution est limitée. La complexité se traduit, du point de vue de l'économie, en terme de prix et de coûts de fonctionnement. Heureusement, ces évolutions extraordinairement sophistiquées ont coïncidé à peu près avec l'arrivée de l'électronique dans la voiture. Que se serait-il passé dans le cas contraire ? Mais s'amuser à refaire l'histoire ne présente pas d'intérêt.

L'électronique dans ce domaine a été introduite d'abord dans l'allumage, puisque évidemment chacun le comprend, on pouvait faire mieux que d'avoir un rupteur faisant une grosse étincelle avec des contacts se dégradant. A l'aide d'un transistor, on peut créer une amplification entre un courant faible contrôlé par un rupteur, de l'autre côté un courant fort. En conservant le rupteur comme élément mécanique, on a eu effectivement la suppression de dégradations liées aux étincelles là où on ne les voulait pas. Dans les bougies, elles sont indispensables mais dans les rupteurs on préférerait les éviter.

L'étape absolument essentielle dans cette introduction de l'électronique est intervenue ensuite par la suppression, à son tour, du rupteur grâce à l'utilisation d'une commande mettant en œuvre un capteur (différentes technologies ont été utilisées, optiques, magnétiques ou autres). On sortait alors du schéma de la mécanique traditionnelle. L'étincelle d'allumage est provoquée uniquement en fonction de la position de l'arbre à cames décelée par un capteur ; avec l'électronique toutes les fantaisies sur les lois de correction d'avance sont permises, toute l'imagination des créatifs était possible.

Le deuxième élément parfaitement complémentaire au précédent, fut de passer au contrôle du débit d'essence, puisqu'on avait le carburateur, voire l'injection mécanique, élément un peu plus fin mais pas nettement supérieur en terme de débit. Par une électrovanne, le débit du liquide à l'instant souhaité est maîtrisé. Les contrôles simultanés du débit de l'essence et de l'allumage donnaient naissance à ce qui s'appelle l'injection électronique. L'un des premiers exemples, au moins sur le marché français, pouvant être mentionné est l'ABS 23 que sûrement un certain nombre de lecteurs ont connu. Cette étape correspond à la fin des années soixante, début soixante-dix, au départ de la commercialisation en série, de voitures possédant un contrôle électronique de la fonction moteur.

Les derniers carburateurs, ultimes représentants de la génération précédente, ont disparu de l'industrie automobile de série en Europe en 1993. Entre le moment où l'injection électronique apparaît et le moment où l'injection électronique devient le seul système utilisé pour ces moteurs, il s'est écoulé vingt-trois ans. Il faudra attendre encore un moment pour voir la disparition complète des carburateurs dans les garages ; les dernières voitures à carburateur n'ayant que dix ans, donc finalement encore dans la pleine jeunesse au moins pour un certain nombre d'entre elles.

4-1-3 Le contrôle moteur en 2003 et au-delà

Où en est aujourd'hui le contrôle moteur ?

Le processus décrit précédemment a évolué. On est aujourd'hui dans un système de commande en fonction de l'intention du conducteur toujours exprimée par l'intermédiaire d'une pédale, commandant réellement le débit d'air. De cette intention là et des conditions de fonctionnement, on en déduit un certain nombre d'instructions pour le fonctionnement du moteur. L'évolution actuelle, consiste à passer plutôt sur des éléments de contrôle en boucle fermée, c'est-à-dire qu'on ne se met pas à tirer les conséquences de l'environnement ou des intentions du conducteur, mais on essaie de garantir un certain nombre de résultats, par exemple le meilleur réglage d'avance, en tout cas le réglage optimum en terme de puissance de l'avance, juste avant le cliquetis. donc si on arrive à avoir un capteur de cliquetis performant, sensible, on s'arrange pour être juste au début du cliquetis (réglage optimal), c'est-à-dire avant la phase qui détruirait le moteur.

(Cette dernière extrémité ne pouvant évidemment pas être envisagée comme objectif!).

En ce qui concerne le contrôle de l'essence, on essaie, pour des raisons d'ailleurs de plus en plus réglementaires, à surveiller la composition des gaz d'échappement, puisque finalement, il est inutile d'injecter trop d'essence si c'est pour la retrouver dans les gaz d'échappement. Naturellement, on utilise aussi beaucoup de techniques de cartographie, c'est-à-dire de fixation des paramètres en fonction d'un certain nombre d'éléments mesurés ; nous devons reconnaître qu'on ne connaît pas assez bien le fonctionnement des explosions dans les cylindres pour pouvoir considérer que c'est un système qu'on sait modéliser. On se limite à dire ce qu'il faut faire en fonction d'un certain nombre de conditions repérées ; cela se fait par des procédés cartographiques du fait de notre manque de maîtrise sur le sujet.

L'un des derniers stades franchis sur le sujet, qui tend à se généraliser, est la suppression de l'action directe de l'accélérateur sur le débit d'air. Le conducteur ne répond pas à une logique totalement fiable ; il arrive parfois que ses ordres soient illogiques. La pédale d'accélérateur actionne désormais un potentiomètre ; la position de la pédale, la vitesse de variation de celle-ci sont transmis à la commande qui " fera pour le mieux " pour respecter les instructions du conducteur, sans pour autant respecter totalement ses consignes. Cela est rendu possible par la motorisation des commandes de gaz et d'air et l'électronique associée. Le dernier lien mécanique entre le conducteur et le moteur est ainsi supprimé.

L'évolution future, au-delà de la boucle fermée, au-delà du système d'auto diagnostic, (on demande déjà aujourd'hui, à tous ces systèmes de signaler leur propre défaillance), c'est maintenant de signaler, et cela deviendra réglementaire dans peu de temps, les écarts sur les résultats, c'est-à-dire non seulement de dire " le travail n'est pas fait correctement ", mais si les gaz d'échappement n'ont pas la composition réglementaire, il faut le signaler ; nous devons avoir mis en place toutes ces fonctions en un peu moins de quatre ans.

Voilà les éléments nous ayant permis de faire introduire de l'électronique dans le contrôle moteur.

4-2 L'introduction des calculateurs dans les divers contrôles.

Les traitements séparés du moteur, de la boîte de vitesse, du freinage, etc. n'est plus possible. Essentiellement pour des raisons de sûreté de fonctionnement mais aussi pour des raisons de sécurité, on utilise des calculateurs par fonction. Grossièrement il y en a un pour le contrôle-moteur, un pour la boîte de vitesse, un pour l'ABS, etc., chacun d'eux placé au plus proche possible de l'organe contrôlé. En revanche, ces contrôles ne sont pas indépendants entre eux. Par exemple, lors d'un changement de rapport de boîte de vitesse, il est tout à fait opportun de couper l'alimentation moteur afin de ne pas avoir trop de couple " à passer " au moment de la transition.

Des interactions assez fortes entre les différents calculateurs sur le fonctionnement, c'est évident également sur les systèmes de ESP, de contrôle de trajectoires où effectivement il faut agir en même temps sur les éléments de freinage et sur les éléments de motorisation, sont indispensables. Il a fallu créer, le résultat est assez satisfaisant, les protocoles de communications entre les différents calculateurs qui sont des éléments structurants pour l'architecture électrique de la voiture, c'est notamment le système CAN qui est probablement le plus répandu en termes de contrôle.

4-3 Acteurs dans le domaine du contrôle ; intégration entre les fonctions.

Le nombre d'acteurs dans ce domaine de contrôle-moteur est très limité dans le monde et leur nombre est plutôt en réduction. L'arrivée de nouveaux entrants, n'est pas imaginable. On ne voit pas aujourd'hui un industriel décidant, alors qu'il n'a jamais fait de contrôle de freinage, se lancer dans le développement de l'ABS sur les automobiles. Cela ne se passe pas ainsi. Il y a des sortants mais pas d'entrants.

Le deuxième élément c'est le développement de l'intégration entre les fonctions. Cet aspect demeure actuellement à un stade relativement rudimentaire. Le contrôle global d'une voiture ne peut se faire qu'en ayant une assez forte intégration entre l'ensemble de ses éléments et puis en reprenant l'exemple de l'accélérateur, il faut essayer d'avoir davantage de prise en main du conducteur en lui évitant de faire des erreurs ; pour y parvenir, il faut supprimer les dernières commandes dont il dispose pour agir directement sur la voiture soit le frein et le volant. Il est urgent de passer au système de commande *by wire*.

Les systèmes de commande tout électrique constituent un sujet tout à fait à l'ordre du jour. Des véhicules expérimentaux, du groupe PSA ou des concurrents, roulent avec des directions entièrement *non mécaniques*, mais aussi sans commandes directes de freinage. Pour ce qui concerne la direction, les dispositifs classiques possèdent une démultiplication constante ; la relation entre l'angle de roue et l'angle de volant (en général assurée par un pignon classique), ne peut pas varier beaucoup, par contre l'assistance peut être variable (variations d'effort s'ajustant en fonction de la vitesse). En dématérialisant totalement la relation, la démultiplication variable est rendue possible, par exemple en s'adaptant à la vitesse (les rapports de démultiplication souhaitables sont très différents pour le déplacement à vitesse élevée et les manœuvres de parking par exemple).

4-2 L'électronique de confort

4-2-1 Évolution de la jauge à essence : de l'origine à nos jours...

Les éléments du confort sont utilisés en roulant, intégrés à la voiture et aussi au fonctionnement de celle-ci mais non essentiels car ne mettant pas en cause, en principe, la sécurité de fonctionnement. Citons quelques exemples : la climatisation, la commande

d'essuie-glace, la commande d'éclairage, l'aide à la navigation et pourquoi pas la jauge à essence.

La jauge à essence n'est pas essentielle au fonctionnement de la voiture ; sans elle, on peut rouler, (*s'il y a de l'essence*) mais nous sommes tous très habitués à cette fonction.

Historiquement, les premières jauges à essence, étaient réellement un objet qu'on trempait dans le réservoir, à peu près parallélépipédique ; la graduation linéaire de la jauge fournissait une assez bonne représentation du contenu du réservoir. Bien sûr, cela n'était pas très pratique, en particulier en roulant, il est assez difficile d'aller mesurer le contenu du réservoir.

Le principe de la première version de jauge fut très simple : un tube niveau. Le réservoir était situé au-dessus du moteur, juste devant le conducteur ; en fonctionnement, par gravité, le circuit d'essence en pot, alimentait le moteur, le système était alors dépourvu de pompe. Des gens imaginatifs ont pensé qu'en mettant un petit tube en verre à l'intérieur de l'habitacle à peu près sur la hauteur du réservoir, par un phénomène assez connu des liquides, on parvenait à estimer le niveau de remplissage du réservoir à partir du niveau du liquide dans le tube. Cette méthode a été satisfaisante jusqu'au jour où l'emplacement des réservoirs a été modifié.

Apparurent alors des éléments qui ont régné pendant des décennies dans les voitures, c'est-à-dire un flotteur qui faisait varier une résistance, et, à l'autre extrémité, une aiguille qui moyennant une tension à peu près constante donnait un indicateur de niveau. Méthode en vigueur pendant plusieurs décennies sans être totalement satisfaisante. Lorsque la voiture roule, l'aiguille a tendance à donner une indication assez fluctuante du niveau d'essence, en tout cas plus fluctuante que la vitesse de consommation ; si au contraire, on atténue les fluctuations par un dispositif de filtrage, l'information n'est plus fiable. Le niveau, gradué en quarts de réservoir a cependant donné satisfaction.

Depuis que l'on utilise un dispositif à injection, la quantité d'essence consommée par intervalle de temps, permet de calculer la consommation. A partir de la consommation et du contenu restant dans le réservoir, le conducteur peut être informé de la distance qu'il peut encore parcourir. Les procédés de mesure de la quantité d'essence contenue dans le réservoir et le débit injecté dans le moteur sont de plus en plus sophistiqués afin d'améliorer la fiabilité de l'information fournie au conducteur.

4-2-2 Axes des évolutions de l'électronique du confort.

Le domaine du confort n'est pas un monde fermé ; de nombreuses évolutions sont possibles. Les deux axes principaux de développement sont liés à :

- l'apparition d'un capteur nouveau ;
- l'utilisation des informations disponibles dans la voiture, avec ou sans capteurs nouveaux, pour essayer de développer le traitement d'informations destinées au conducteur.

Nouveau capteur ou nouveau dispositif utilisé pour l'information.

Prenons l'exemple des capteurs de pluie. Un élément, de la famille des capteurs optiques, décèle l'événement "pluie" sur le pare-brise. Le conducteur est alors pourvu d'une assistance très simple : mise en route des essuie-glace (*s'il pleut réellement*) ; le bon fonctionnement est assujéti à la fiabilité du capteur.

Le contrôle d'allumage des phares dans les tunnels constitue un cas similaire ; à l'aide de deux capteurs (nombre minimal) détectant effectivement les conditions d'éclairage, les ordres d'allumage et d'extinction des phares peuvent être pris sans intervention du conducteur déchargé de cette préoccupation.

En résumé, pour cet axe de développement, tout capteur nouveau peut donner naissance à un nouvel élément de confort.

Le second axe de développement est lié à l'exploitation des informations fournies par les dispositifs de contrôles, avec ou sans capteurs, destinées à l'information du conducteur.

Prenons deux exemples :

-Le capteur de pluie permet d'activer les essuie-glace ; si en plus on dispose d'une information sur la vitesse, le balayage peut s'effectuer à vitesse variable, mais qui dépend cette fois, réellement de la vitesse constatée. Le système d'essuyage de pare-brise devient tout à fait agréable à utiliser.

-Le GPS fournit les coordonnées de la voiture. Grâce à un tel dispositif on entre dans les systèmes de navigation permettant de suivre les déplacements de la voiture et repérer à chaque instant sa position.

D'autres exemples peuvent être cités : capteurs de proximité donnant naissance à l'aide au stationnement (*radars de parking*) ; associés à une commande de direction, ils laissent imaginer le créneau automatique (*ces systèmes, à l'état de prototypes sont déjà à l'essai, les performances ne sont pas encore totalement maîtrisées*) ;

Dans le même style, un dispositif de type radar, détectant les obstacles, associé au contrôle de la vitesse de la voiture soit par le moteur, soit par la boîte de vitesse, permet d'envisager des suivis automatiques de files ou autres éléments de ce genre.

On peut imaginer de nombreux autres développements, utilisant :

- de nouveaux capteurs appliquant dans le domaine automobile des technologies déjà utilisées dans d'autres secteurs, devenant aujourd'hui économiquement acceptables ;
- soit des éléments de logiciels en particulier dans le domaine de la reconnaissance d'images ; il est possible d'utiliser des caméras (de prix modiques) associées à du traitement d'images, pour fournir une aide à la conduite au conducteur. Les besoins sont nombreux dans cette voie ; les développements verront le jour à condition qu'ils respectent un équilibre économique indispensable.

4-3 L'électronique des loisirs et des services.

4-3-1 Les loisirs.

Historiquement c'est la radio, bien entendu. En fait, il y a peu de relations entre le poste de radio et la voiture à part l'emplacement et éventuellement l'alimentation électrique. Ces éléments de loisirs sont essentiellement destinés aux passagers ou au conducteur à l'arrêt, (*il est assez mal vu, si ce n'est pas encore interdit de distraire le conducteur pendant sa conduite*). On essaie de multiplier ces éléments de loisirs pour des raisons de sécurité.

Pour la télévision, d'excellents démonstrateurs de télévision numérique terrestres montrent qu'on peut parfaitement, et de manière extrêmement confortable, suivre ses émissions dans un véhicule en mouvement, au moins dans les zones couvertes par les émetteurs correspondants. On peut aussi avoir des éléments de vidéo, de jeux, etc....

Mentionnons, dans cette catégorie loisirs, toute la partie *services* se trouvant dans les CD-Rom de navigation procurant effectivement une information mais pas directement liée à la navigation.

Dans ce domaine de loisirs, il n'y a pas beaucoup d'interférences avec la voiture, sauf les problèmes d'implantation physique et les problèmes de câblages électriques associés.

4-3-2 Les services à valeur ajoutée : domaine plein d'avenir ou domaine aujourd'hui dépassé ?

L'appel d'urgence localisé est l'un des exemples le plus classique, c'est ce qui est commercialisé en particulier aux États-Unis par *General Motors* sous forme d'un dispositif placé dans la voiture. La connexion à un centre d'appel, reconnaissant la position de la voiture par GPS, s'effectue grâce à la pression d'un unique bouton. La liaison avec un centre de secours est assurée par téléphone ; ce centre dispose immédiatement de l'identité de l'abonné à secourir et de sa position, il le connecte directement avec le centre d'assistance.

Ce système paraissant relativement simple lorsqu'on le décrit présente quelques problèmes associés à son fonctionnement :

-le premier est celui de la couverture téléphonique de la zone d'où l'appel a eu lieu ;

-le deuxième est que le dispositif doit fonctionner en cas de besoin et ce quel que soit l'état ou la situation de la voiture (*accidentée, voire sur le toit*) ; ces conditions ne correspondant pas aux situations normales d'utilisation, sont causes de risques de dysfonctionnement du système.

-la précision est le troisième problème posé par le dispositif ; l'information transmise au service d'assistance doit être suffisamment précise pour qu'il puisse être efficace, il ne s'agit pas de lui dire qu'une voiture est en difficulté dans un rayon d'un kilomètre dans lequel il y aurait cinq autoroutes, parce qu'effectivement la probabilité d'intervenir au bon moment est assez faible.

-enfin, une vraie question se pose : peut-on faire un déclenchement automatique ou pas ? On entre sur une autre nature de problèmes, tout simplement des problèmes juridiques. Est-ce qu'on a le droit de

promettre le fonctionnement d'un dispositif dont on n'est pas sûr, c'est un peu délicat et cela incite en tout cas à une assez grande réflexion.

Ce qui est surtout troublant, c'est que ce dispositif décrit, que General Motors commercialise depuis un certain temps, ne fonctionne pas d'un point de vue économique. General Motors " offre le système " et un an d'abonnement payé dans le prix de la voiture ; la deuxième année et les suivantes, l'abonnement est à la charge du client (ou de l'utilisateur de la voiture) et sur ce point précis il n'y a pas moyen de trouver un niveau d'équilibre entre le montant que le client est prêt à payer et le coût de fonctionnement. Pourquoi ? Simplement, combien sommes-nous prêts à payer ce genre de dispositif, (en coût de fonctionnement), quel est le montant d'abonnement que nous sommes prêts à payer pour ce type de service. Pour 200 € par an le modèle économique fonctionne, en dessous, il ne marche pas. A chacun de se poser la question.

D'autres éléments de même nature peuvent-être envisagés : *l'Info Traffic* par exemple, est probablement un système que tout utilisateur de dispositif de navigation embarqué, souhaiterait disposer.

Dans l'environnement français, il n'y a rien qui fonctionne réellement, permettant de fournir des informations suffisamment précises sur l'état de la circulation dans la zone dans laquelle se trouve le conducteur ou dans celle qu'il envisage de rejoindre. Mais comme pour l'exemple précédent, quel montant sommes-nous prêts à dépenser pour ce genre de service ? Pensons-nous plutôt que c'est à l'administration de diffuser ces informations sous forme commerciale, donc ça ne marche pas pour l'instant.

Deux autres exemples peuvent être imaginés .

Les dispositifs d'interception des voitures volées : un certain nombre de sociétés commercialisent des dispositifs à installer dans la voiture, permettant de la repérer dans un système quelconque ; si elle est déclarée volée, elle se comporte un peu différemment ou en tout cas elle permet à des détecteurs de constater son passage, alors cela fonctionne à condition qu'un contrat lie l'automobiliste soit avec la Police, soit avec la Gendarmerie, soit avec les deux.

Le dernier appartient peut-être au domaine du rêve. On peut imaginer des voitures fonctionnant en télé surveillance ou en télé dépannage : un certain nombre de paramètres de la voiture sont transmis à une organisation qui détecte la conformité ou non avec le bon état de la voiture. Cela existe chez un des grands constructeurs d'avions mais pour les voitures, pour l'instant cela n'existe pas.

Le problème de base dans ces domaines de services à valeur ajoutée, est le nombre d'acteurs : un opérateur de télécommunications, c'est en général comme cela que ça marche, un prestataire de services, quelqu'un capable de fournir l'information de services à valeur

ajoutée, un dispositif d'administration du service et d'encaissements des revenus, parce que sinon ça ne marche pas en terme d'éléments économiques et enfin un dispositif de vente. Tout ceci est très intéressant, mais ne fonctionne que s'il y a un client au bout et c'est probablement ce qui est le plus difficile en ce moment.

5 Conclusion

La vie commune de l'automobile et de l'électronique est encore trop courte pour que l'on puisse en tirer toutes les conséquences.

On a évoqué, au début de cet article, le cycle de vie d'un modèle automobile ; on peut aussi évoquer tout le charme que l'on peut apprécier, aujourd'hui, en roulant dans une *B2 de 1923*, que l'on est encore capable de faire rouler. Dans soixante dix ans, serons-nous capables de faire rouler des voitures commercialisées en 2003 ? Il est impossible d'affirmer que les composants actuels seront encore disponibles, voire d'envisager leur remise en état. Les fabricants de ces composants électroniques et nous, les constructeurs d'automobiles, n'avons pas tiré toutes les conséquences de ces cycles de vie différents.

Autre exemple : nos clients ayant acquis, il y a dix ans, une *XM* équipée d'un téléphone analogique, sont aujourd'hui les heureux possesseurs d'un objet absolument sans utilité puisqu'il n'y a plus de réseaux. Cet objet, sans usage, s'est transformé en un éventuel élément de décoration de l'intérieur de leur voiture. Ceci n'est pas très grave dans cet exemple du téléphone, car d'autres solutions ont vu le jour mais ce genre de risque est réel dans d'autres applications de l'électronique embarquée.

L'absence de standards stables sur des durées de vingt cinq ans ou plus est l'origine des problèmes qui apparaîtront dans le futur. Ces durées ne sont pas envisageables dans les domaines de l'informatique ou de l'électronique ; ceux-ci ne sont pas du tout dans l'univers de l'automobile pour ce qui concerne la durée de vie.

Les évolutions des différents domaines d'applications vont continuer. Pour les contrôles, il n'y a aura pas beaucoup *a priori* et le nombre d'acteurs restera limité. Pour le domaine du confort, le développement est certain ; c'est un domaine où la créativité et l'imagination ont beaucoup de potentiels. Dans le domaine du loisir, le développement est probable : vidéo, télévision, etc. Pour les services à valeur ajoutée, il n'est pas certain que les données économiques parviennent à être stables. On a rêvé d'*Internet* branché sur les voitures il n'y a pas très longtemps encore, les rêveurs d'aujourd'hui en ce domaine sont devenus nombreux mais les payeurs ont totalement disparus.

En conclusion, c'est que tout cela peut marcher, à condition que cela présente une réelle valeur pour le client.

L'IMPACT DE L'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE SUR LES ORGANES AUXILIAIRES

Yves BERRIÉ

Ancien Responsable du Groupe d'Études de transmissions Électriques et Hybrides à la Direction de la Recherche de RENAULT SA (Technocentre de Guyancourt)

Bertrand LARGY

Chef du service Électrotechnique à la Direction de l'Ingénierie Véhicules de RENAULT SA. (Technocentre de Guyancourt)

Résumé : Loin de limiter son influence à la chaîne de traction, l'électronique de puissance étend progressivement son règne à tous les organes dit "auxiliaires" d'un véhicule, même s'ils sont fondamentaux comme l'éclairage ou la direction assistée. Cette tendance, principalement dictée par l'impérieuse nécessité d'améliorer les rendements, est susceptible d'un fort développement dans l'avenir.

1 Une tendance forte : l'électrification des auxiliaires

Un nombre important de fonctions de l'automobile, (figure 1), initialement mécaniques, migrent actuellement vers l'électricité (par exemple : la direction, les pompes, le chauffage additionnel). Par ailleurs, un certain nombre de nouvelles fonctions embarquées voient le jour (multimédia, navigation, ...) qui sont, elles aussi, alimentées électriquement. L'apport de l'électronique de puissance dans ce domaine peut être de plusieurs ordres. Elle peut notamment permettre :

Une commande très précise qu'il est impossible d'effectuer de manière électromécanique: le contrôle moteur qui pilote ses injecteurs à la milliseconde ou, dans le futur, l'actionnement électromagnétique des soupapes.

Le pilotage fin (en vitesse par exemple) des actionneurs permettant un meilleur agrément pour l'utilisateur (la prestation d'un ventilateur est meilleure lorsque sa vitesse est finement ajustée), et une réduction de consommation électrique donc de carburant grâce à l'ajustement de la puissance utilisée au strict nécessaire.

Des solutions d'architecture électrique plus souples:

La commande, traditionnellement centralisée (relais), peut être délocalisée près de l'actionneur permettant une simplification du câblage de puissance du véhicule.

L'ajustement de la tension d'alimentation de l'actionneur à son niveau optimum (les lampes à décharges fonctionnant à un niveau stable de tension bien supérieur à la tension fluctuante de la batterie 12V du véhicule).

Quelles fonctions vont bénéficier de cette mutation ?

Les fonctions fortement consommatrices.

Les fonctions innovantes :

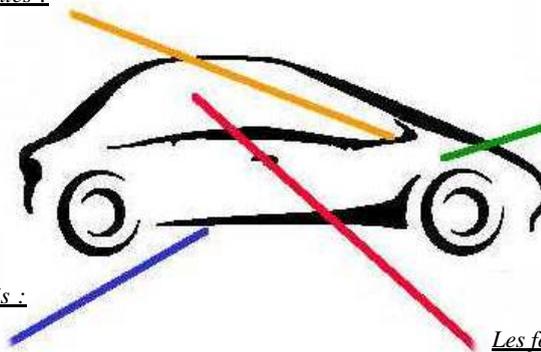
Navigation, guidage
Multimédia...

Les fonctions châssis :

X by wire
ABS
ESP
Suspension active

Les fonctions GMP :

Soupapes pilotées
Turbo électrique



Les fonctions de confort :

Chauffage additionnel
Dégivrage rapide
Climatisation électrique...

Figure 1

Néanmoins, deux freins s'opposent à l'introduction massive de l'électronique de puissance pour la commande des auxiliaires des véhicules routiers :

les pertes et le coût. .

Les pertes sont liées à la chute de tension inévitable qu'introduit un composant électronique. Cette chute de

tension n'est pas négligeable aujourd'hui en regard de la tension de bord de 12V, elle le deviendrait si cette tension devait s'élever comme dans le cas des futurs réseaux à 42V.

. Le coût est très lié à la surface de silicium donc au courant qui traverse le composant, il y aurait donc également à gagner ici en élevant la tension au réseau de bord.

En outre dans le cas d'actionneurs puissants, ceux-ci aussi peuvent imposer un réseau additionnel de bord à une tension supérieure au 12V traditionnel. L'électronique de puissance jouera alors un rôle capital en permettant le passage de l'énergie d'un réseau à l'autre à l'aide d'un convertisseur continu/continu.

Le présent

L'allumage

Le premier organe à bénéficier des bienfaits de l'électronique a été l'allumage. En effet, la coupure directe du courant de la bobine d'allumage à travers un contact mécanique génère une gerbe d'étincelles nuisibles et entraînant une usure rapide des contacts. La simple interposition d'un transistor de puissance a supprimé ce défaut ; par la suite, l'association d'une électronique de commande plus sophistiquée a permis d'améliorer la précision de l'étincelle et de rendre son intensité indépendante du régime de rotation.

La direction assistée

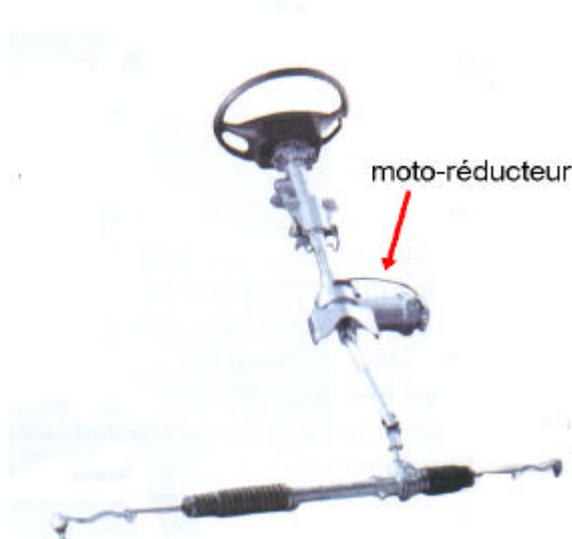


Figure 2

La solution traditionnelle d'assistance de direction est réalisée par un vérin hydraulique dont la pression est fournie par une pompe entraînée en permanence par le moteur du véhicule. Il en résulte un supplément de consommation et un surcoût difficilement admissible sur les petits véhicules. On s'est donc tourné vers un moto-réducteur (figure 2) attaquant la colonne de direction, alimenté à travers des transistors de puissance.

L'éclairage



Figure 3

Sur les modèles haut de gamme, on a vu apparaître depuis peu des projecteurs de route utilisant des lampes à décharge au Xénon. Ces lampes ont besoin pour fonctionner de tensions de plusieurs centaines de volts générées à partir de la batterie par un convertisseur électronique du genre hacheur. (figure 3).

La sonorisation

Bien sûr, le moindre auto-radio possède au moins autant de fois quatre transistors de puissance que de hauts-parleurs à alimenter. Mais comme ce montage en pont ne permet pas d'obtenir plus de 7 W efficaces sur 12 V (avec des HP de 2,5 Ω), les modèles plus évolués comportent des convertisseurs élévateurs de tension permettant d'obtenir les dizaines de watts propres à faire vibrer les amateurs de méga basses.

Dans les véhicules électriques :

- Comme on ne dispose plus de la dépression issue du collecteur d'admission pour répondre aux besoins du freinage assisté, il faut la remplacer par une pompe électrique.

- Le réseau de bord 12V doit être généré à partir de la batterie de traction par un convertisseur HT/BT. (figure 4)

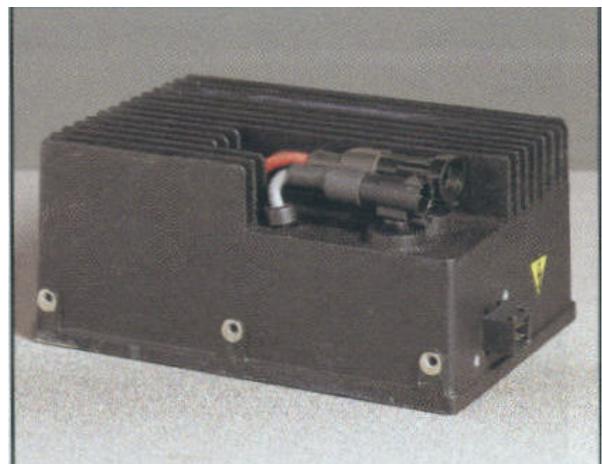


Figure 4 : convertisseur Haute Tension/Basse Tension

- Enfin un chargeur de bord permet la recharge de la batterie sur le réseau 220V

Le futur

Tous les moteurs auxiliaires actuellement utilisés dans les véhicules sont des moteurs à courant continu. L'utilisation de moteurs à courant alternatif permettrait d'améliorer le poids, le bruit, le rendement et la durée de vie. De plus, certains organes actuellement entraînés par le moteur thermique (pompe à huile, pompe d'air conditionné, pompes d'injection) pourraient, avantageusement être remplacés par un moteur électrique afin de rendre leur vitesse indépendante de son régime et de l'indexer sur des paramètres actuellement non pris en compte. Ces moteurs à courant alternatif nécessitent obligatoirement un convertisseur électronique.

Deux organes méritent une attention plus particulière : il s'agit de l'alternateur et du démarreur. Il y a fort longtemps que l'on a songé à les remplacer par une machine unique, et cela ne pose pas de problème théorique puisqu'une machine tournante présente un fonctionnement réversible ; mais en pratique, les caractéristiques exigées dans les deux fonctionnements sont contradictoires, et l'idée séduisante de disposer directement sur le vilebrequin une machine sans collecteur fournissant un fort couple à basse vitesse et capable de recharger la batterie entre le régime de ralenti (800 t/mn) et le régime maximum (6000 t/mn) avec un bon rendement n'a pas encore reçu de compromis technico-économique satisfaisant. Là encore, l'électronique de puissance jouera un rôle primordial dans le fonctionnement aussi bien en redresseur qu'en onduleur.

La généralisation du câblage multiplexé va faire que l'on ne transmettra plus directement le courant nécessaire à un organe mais seulement l'information de marche. Il faudra donc bien disposer à l'arrivée un organe de puissance électronique du genre relais statique. Toutefois, il ne faut pas que les organes en question (relais ou convertisseurs statiques) n'annihilent les avantages pressentis du fait de leur chute de tension interne. Or actuellement, et c'est bien là que le bât blesse, la tension de 12V du réseau de bord est insuffisante : un transistor saturé représente un chute de tension de 0,4 V soit 3%. et dans un pont, il y en a deux en série !...De plus, dès que la puissance dépasse une centaine de W, les intensités mises en jeu en 12 V entraînent des surfaces de silicium prohibitives. On entrevoit donc deux solutions :

- introduire un convertisseur 12V / HT (par exemple une centaine de volts) d'où poids, rendement, prix. De plus, avec l'augmentation de puissance consommée en 12V, on atteindra assez vite la limite de réalisation des alternateurs.

augmenter la tension du réseau de bord et la passer à 24, 36 ou même 48V (limite admissible en courant continu pour des problèmes de sécurité). : on y

pense depuis près de 15 ans sans que les choses bougent vraiment. En effet, il faudra réétudier tous les organes auxiliaires, dont certains – les ampoules à filament par exemple ou les tout petits moteurs - ne supportent pas ou mal les tensions élevées¹, d'où la nécessité d'introduire un convertisseur 12 V extérior ou incorporé à l'alternateur (figure 5). De plus, on risque de voir apparaître des problèmes nouveaux liés aux distances d'isolement. Et personne n'ayant envie d'essayer les plâtres...chacun attend que les autres commencent. Quant aux équipementiers, qui fabriquent pour tout le monde, ils ont évidemment besoin d'une consensus pour atteindre des quantités suffisantes faute de quoi les prix s'envoleraient !

Convertisseurs 42V/14V
Continu/Continu



Figure 5

De nombreux organes pourraient donc bénéficier d'une commande électrique quand le réseau de bord leur offrira une tension suffisante : citons entre autres :

- la direction assistée dans les véhicules moyen ou haut de gamme avec des réalisations dites "coaxiales" intégrées à la crémaillère de direction (figure 6).

Une direction assistée comprend :
L'électronique de puissance et de commande ;
L'arbre d'entrée/barre de torsion/pignon ;
Vis à bille ;
Crémaillère ;
Moteur ;
Capteur de couple conducteur.



Figure 6 : direction assistée " coaxiale "

¹ Sur les camions, les optiques de phare sont suspendues pour éviter des chocs aux filaments des ampoules 24V, solution inapplicable aux automobiles pour des raisons d'encombrement et de prix.

- le compresseur d'air conditionné, qui pourrait ainsi être déporté du moteur thermique
- le turbo-compresseur dont la vitesse pourrait être découplée de celle du moteur thermique
- les soupapes qui, si étaient électrifiées, permettraient au moteur d'atteindre des rendements inespérés grâce à des lois d'ouverture non réalisables par des cames et indexées sur de nombreux paramètres.
- les suspensions pourraient être dotées d'amortissement électriques variables avec les conditions de roulage.
- l'alternateur lui-même dont la régulation pourrait devenir électronique (figures 7a et 7b)

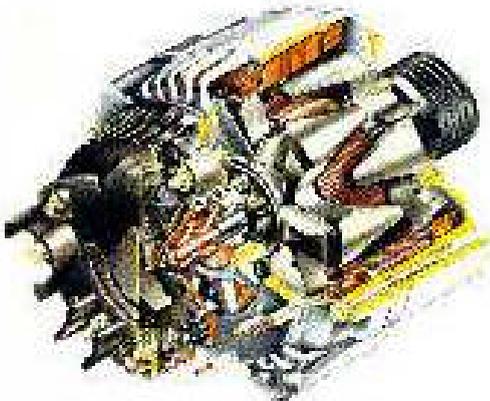


Figure 7a : alternateur



Figure 7b : alternateur électronique

Mais on pourrait aller encore plus loin avec le "Drive by Wire" ou pilotage câblé. En effet, dans les véhicules actuels, il reste de nombreux organes sont à commande directe mécanique ou hydraulique : direction, freinage, embrayage, boîte de vitesse, accélérateur, . Dans de nombreux modèles récents, le

câble d'accélérateur a déjà été remplacé par la transmission électrique au calculateur d'injection de l'information fournie par un potentiomètre intégré à sur la pédale d'accélérateur. On pourrait de même imaginer remplacer la colonne de direction par un câble reliant un capteur de direction relié au volant à un servomoteur asservi en position sur la barre de direction.. De même un capteur d'effort placé sous la pédale de frein pourrait piloter des électro-aimants ou des servomoteurs asservis en couple et commandant le serrage des plaquettes de frein. On y gagnerait une liberté considérable dans l'implantation des organes, et des possibilités étendues de réglage en fonction de paramètres divers tels que la vitesse, la charge, l'adhérence etc. Mais là, en plus du problème de source d'énergie électrique suffisante évoqué plus haut, on se heurte à un écueil législatif. En effet, de tels dispositifs ne pourront être autorisés que s'ils sont d'une fiabilité absolue, comparable à celle d'une liaison mécanique. Or on ne sait pas actuellement atteindre de tels niveaux de fiabilité à des coûts automobile sur des électroniques de puissance, les solutions classiques consistant à utiliser des composants de qualité "militaires" et à dupliquer les équipements. La conclusion en fin de ce numéro nous donnera une idée du chemin qui reste à parcourir dans ce domaine.

Conclusion

L'électronique de puissance est amenée à conquérir progressivement toutes les grandes fonctions de nos véhicules du futur pour les aider à répondre aux défis de la limitation de la pollution, mais de petites révolutions techniques seront nécessaires sur le réseau électrique de bord par le développement de nouvelles architectures électriques incorporant des convertisseurs statiques électroniques (figure 8).

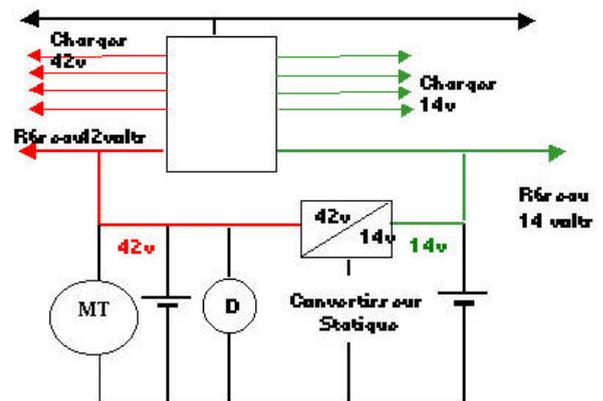


Figure 8

L'ECLAIRAGE AUTOMOBILE

Pierre ALBOU

VALEO LIGHTING SYSTEMS, 34 rue Saint André,
93012 BOBIGNY CEDEX

Résumé : l'éclairage automobile fait, depuis plusieurs années, massivement appel à l'électronique. En sus de divers dispositifs de commande automatique, qui ne sont pas toujours intégrés aux projecteurs, on trouve désormais dans ces derniers, non seulement des convertisseurs statiques (plus ou moins complexes –très complexes dans le cas des lampes au xénon), mais aussi des actionneurs munis de leurs commandes et de leurs alimentations. A terme, les projecteurs devront mettre en oeuvre un bus interne et le système de gestion adapté, afin de maîtriser leur complexité électrique croissante.

Monsieur Pierre ALBOU a animé un atelier de travail sur le thème de l'éclairage automobile le 21 mars dernier lors des Journées 3EI'2003 qui se sont tenues au CST de SAINT DENIS de l'IUFM de l'Académie de CRETEIL.

I- Introduction

L'éclairage automobile présente un certain nombre de traits qui le différencient de l'éclairage général¹ comme de l'éclairage utilisé dans le cadre d'autres moyens de transport (navires, trains, avions).

L'éclairage automobile est traditionnellement divisé en deux grands domaines : l'éclairage intérieur et l'éclairage extérieur. Le premier ne concerne que des luminaires placés dans l'habitacle du véhicule, aux fonctions très diverses. Nous ne l'aborderons pas en détail dans cet article. Bien qu'il ait des caractéristiques particulières (dont certaines communes avec l'éclairage extérieur), il peut souvent être rapproché de l'éclairage domestique (par exemple : plafonnier, éclairage de boîte à gants ou de malle), avec un changement d'échelle et de niveau d'exigence (caractéristiques photométriques, résistance à l'environnement).

L'éclairage extérieur peut être divisé en quatre domaines, suivant deux critères : la position du feu² (avant ou arrière du véhicule) et sa fonction principale vis à vis du conducteur (voir ou être vu). On obtient ainsi les catégories suivantes (tableau 1) :

	Voir	Etre vu
Avant	Feux de croisement, Feux de route, Feux anti-brouillard, Fonctions AFS ³	Feu de position Indicateur de direction DRL ⁴
Arrière	Feu de recul	Feu de position Feu de stop Indicateur de direction Feu de brouillard Feu de recul

Tableau 1

On notera que le feu de recul participe de deux fonctions (*être vu*, sa fonction réglementaire, *voir*, une fonction réclamée aujourd'hui par les constructeurs pour leurs véhicules haut de gamme).

Les indicateurs de position latéraux et les feux des rétroviseurs extérieurs peuvent être joints aux feux arrière en raison de leurs caractéristiques techniques (ils sont développés chez VALEO dans une même division).

³ **AFS** : Advanced Frontlighting Systems, future réglementation européenne autorisant de nouvelles fonctions dans les projecteurs (à l'horizon 2005) et dont nous reparlerons par la suite.

⁴ **DRL** : Day-time Running Light ou feu de jour, une fonction actuellement autorisée, autrefois obligatoire dans certains pays (par exemple scandinaves), objet d'une réglementation européenne et d'un projet visant à la rendre obligatoire. Elle doit être allumée de jour lorsque le véhicule fonctionne.

¹ General Lighting dans la dénomination Anglo-Saxonne (éclairage public, industriel et domestique).

² Dénomination légale des appareils couramment nommés « feux » et « phares » ou appelés, un peu plus correctement, « feux » (arrières) et « projecteurs ».

II- Caractéristiques propres à l'éclairage automobile

Les caractéristiques propres à l'éclairage automobile résultent de deux facteurs principaux : l'environnement des luminaires dû au véhicule et la réglementation.

L'environnement est décrit⁵ par les cahiers des charges des appareils, documents élaborés par les constructeurs ou compilés par les équipementiers (VALEO dispose par exemple d'un cahier des charges interne pour les projecteurs, enveloppe supérieure des exigences de plusieurs de ses clients). Etant liées à l'appareil considéré, ces contraintes diffèrent essentiellement entre feux avant et feux arrières. En revanche la réglementation diffère fondamentalement entre les fonctions de signalisation (*être vu*) et les fonctions d'éclairage (*voir*). On retrouve ainsi les quatre catégories évoquées en introduction.

II.1- Contraintes d'environnement

Principales contraintes dues à l'environnement dans lequel est placé le feu, du point de vue de l'électrotechnicien ou de l'électronicien :

1. Les caractéristiques du réseau électrique (voir plus loin).
2. Les perturbations électromagnétiques (très fortes dues à l'allumage par exemple).
3. La température (elle dépasse couramment 100 à 110°C dans un projecteur, dont tous les systèmes doivent fonctionner à -40°C, température réelle lors d'un démarrage en hiver dans les pays du Nord).
4. L'humidité (elle pénètre dans les feux en raison de l'existence de communications avec l'air extérieur, indispensables pour éviter une déformation des boîtiers)⁶.
5. Les vibrations (très importantes sur les poids lourds).

Les quatre dernières contraintes sont partagées avec tous les systèmes d'éclairage embarqués ; seuls les niveaux de résistance exigés sont différents. Ils sont plutôt moins élevés dans l'automobile⁷ que pour d'autres moyens de transport (ferroviaires ou aériens). Néanmoins, combinées avec l'obligation d'une production à des coûts très réduits ces contraintes influent sur le choix de certains principes et évidemment sur les conceptions détaillées (choix des composants, des circuits imprimés des procédés d'assemblage, des types de boîtiers, des actionneurs,

⁵ Ces descriptions sont en général proches du pire cas et assez éloignées des conditions usuelles.

⁶ Qui serait provoquée par la dilatation d'un air intérieur confiné, lors de son passage de -40 à +100°C.

⁷ Les poids lourds ou les véhicules militaires pouvant faire exception.

etc.). Les caractéristiques de l'alimentation électrique du véhicule constituent la contrainte la plus spécifiques à l'automobile.

Pour des raisons historiques (disponibilité de la machine – une génératrice – et possibilité de stockage de l'énergie – dans des batteries), l'alimentation des automobiles se fait en courant continu à faible tension (autrefois 6V, actuellement 12V (24V pour les poids lourds), bientôt 42V). Ni le remplacement de la génératrice par un alternateur, ni la disponibilité de convertisseurs statiques fiables et (relativement) peu coûteux, ni l'augmentation des puissances électriques consommées (plusieurs kW aujourd'hui sur un véhicule haut de gamme) n'ont changé cet état de fait. La conséquence en est qu'au lieu d'un réseau de bord alternatif de tension raisonnable (comme dans les avions, par exemple), permettant de limiter les courants et la masse des conducteurs (et autorisant, à l'occasion, l'emploi de transformateurs pour changer de tension), on doit utiliser une tension « continue », comprise entre 5V (lorsque le démarreur tourne) et 16V (moteur à haut régime, batterie endommagée), potentiellement très parasitée (*load dump*⁸ à 60V pendant des dizaines de ms par exemple), délivrée par une source de résistance interne assez élevée, les constructeurs minimisant les sections des câbles et le coût des contacts.

Ces conditions d'alimentation, peu gênantes, voire favorables (faible tension), pour les projecteurs traditionnels (l'ensemble des produits commercialisés il y a seulement vingt ans), systèmes simples quand bien même leurs optiques sont complexes, sont en revanche fortement pénalisantes pour les feux et projecteurs modernes et imposent souvent le recours à des solutions électroniques élaborées, comme on le verra plus loin.

II.2- Contraintes réglementaires

En sus des règlements s'appliquant à tous les équipements embarqués (matières interdites, marquages obligatoires, rayons de courbures minimum pour les pièces apparentes, normes CEM, rigidité diélectrique, etc.), l'éclairage automobile est soumis à une réglementation spécifique qui contraint la conception des appareils sur trois plans : leur structure et les fonctions qu'ils assurent, les performances photométriques de ces fonctions et les sources lumineuses qui peuvent être utilisées pour les réaliser.

II.3- Photométrie et colorimétrie

Les règlements photométriques conditionnent la conception des optiques. Ils décrivent les faisceaux que doivent réaliser les feux et les valeurs minimales et

⁸ Pics de tension dus à l'interruption de courants circulant dans des inductances lors de déconnexions accidentelles. Les appareils embarqués doivent y résister.

maximales qu'ils doivent assurer en certains points ou dans certaines zones jugées critiques.

Les projecteurs (fonction voir) sont caractérisés par des faisceaux à « coupure », c'est à dire présentant une ligne de contraste, de forme plus ou moins complexe séparant une zone supérieure où les niveaux doivent être faibles afin d'éviter d'éblouir les autres conducteurs et une zone inférieure où les niveaux doivent être élevés pour assurer une bonne visibilité. Suivant les régions (Europe, USA, Japon⁹), la forme de cette ligne, les valeurs à assurer, les points et les zones critiques, les moyens de mesure normalisés et les unités employées diffèrent. Par exemple, les réglementations européennes donnent des valeurs d'éclairage (en lux) à atteindre ou à ne pas dépasser, mesurées sur un écran plan à 25m, alors que les règlements des Etats-Unis donnent des valeurs d'intensités (en Cd)¹⁰. (Figures 2 et 3)

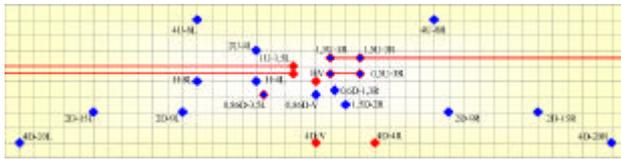


Figure 2 : Points de mesure du règlement 17-2 Low Beam (USA)

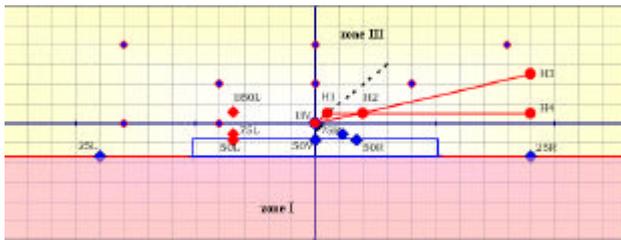


Figure 3 : Points de mesure du règlement R112 (Europe, feux de croisement à lampes halogènes)

Les points « de portée » (directions dans lesquelles l'intensité doit être rendue la plus élevée possible), par exemple, sont nommés 1.5D-2R (USA) et 75R (Europe). Leurs positions sont respectivement : 1,5° sous l'horizontale et 2° à droite du plan vertical contenant l'axe optique (1,5D-2R) et 1% en dessous de l'horizontale et 2% à droite (75R). Les valeurs en pourcentages s'entendent sur un écran de mesure perpendiculaire à l'axe optique, relativement à la distance de cet écran à l'appareil testé. Les niveaux exigés sont : 1.5D-2R: 15000 Cd, 75R : 12lx (= 7500Cd, en négligeant le cos³).

Les feux de signalisation sont caractérisés par des matrices de points (figure 4) où sont mesurées des intensités. Il n'y a pas de ligne de coupure obligatoire, bien que certaines grilles soient dissymétriques (feu de

recul, feu stop surélevé¹¹). Les mesures sont effectuées à 10 m.

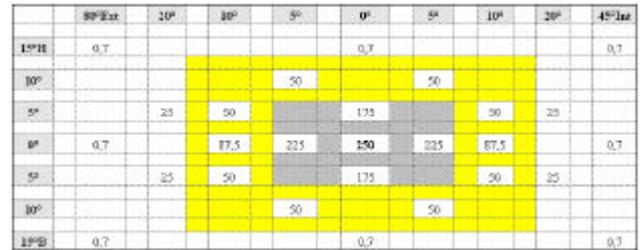


Figure 4 : Intensités minimales (Cd) pour un indicateur de direction avant catégorie 1a (règlement R6)

Tous les feux doivent par ailleurs engendrer un faisceau d'une couleur donnée caractérisée par une zone autorisée dans le plan (x,y) de l'espace colorimétrique du CIE (figure 5).

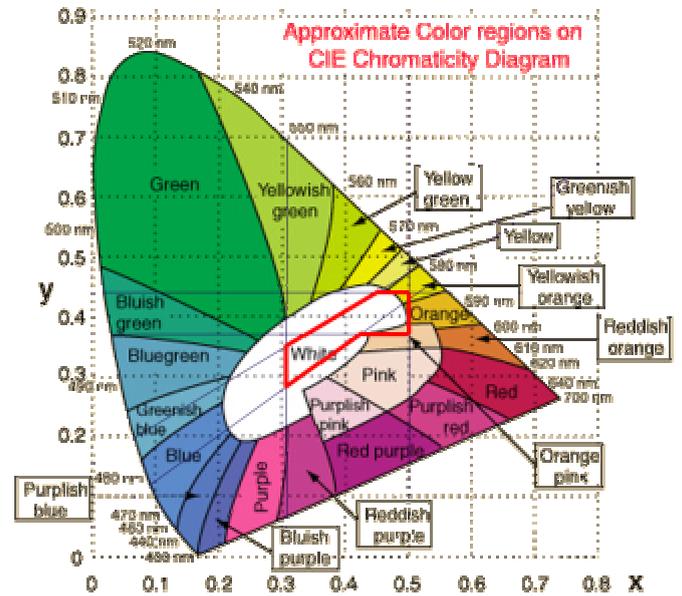


Figure 5 : Exemple : définition du « blanc » en éclairage automobile

Dans les documents officiels, cette zone est définie comme suit :

- limite vers le bleu: $x \geq 0,310$
- limite vers le vert: $y \leq 0,150 + 0,640x$, $y \leq 0,440$
- limite vers le jaune: $x \leq 0,500$
- limite vers le rouge: $y \geq 0,382$
- limite vers le pourpre: $y \geq 0,050 + 0,750x$

Ces normes photométriques guident la conception des optiques qui, en l'absence d'équilibres radiatifs significatifs dans le domaine visible¹², se rapproche dans son principe de celle des systèmes d'éclairage

⁹ Les pays des autres régions du monde se rattachent, lorsqu'ils ont une réglementation, à un de ces trois systèmes

¹⁰ Si on suppose que la distance de l'écran de mesure à l'appareil est très grande par rapport aux dimensions des surfaces éclairantes (en général 25m est très grand devant les dimensions d'un projecteur !), il est évidemment possible (et simple) de passer d'un système à l'autre.

¹¹ 3^{ème} feu de stop (central).

¹² C'est la prise compte de ces équilibres, chaque surface diffusant une partie de la lumière qu'elle reçoit vers toutes les autres (qui la renvoient à leur tour), qui rend complexe le calcul des grandeurs intéressantes (par exemple l'éclairage sur les plans de travail) dans l'éclairage de locaux (sans compter la difficile prise en compte de l'éclairage naturel).

public ou de stade, avec la difficulté de la création d'une « coupure » dans des systèmes simples (pour minimiser le coût et garantir une bonne fiabilité) mais à haut rendement (les réflecteurs à *Surface Complexe*[®] de VALEO sont un exemple des surfaces optiques sophistiquées qu'on est amené à utiliser dans ce but). Nous ne développerons pas plus outre ce point (systèmes optiques spécifiques des projecteurs et des feux) qui n'est pas le sujet principal de cet article, n'ayant que peu d'influence sur les circuits électroniques et les actionneurs utilisés¹³.

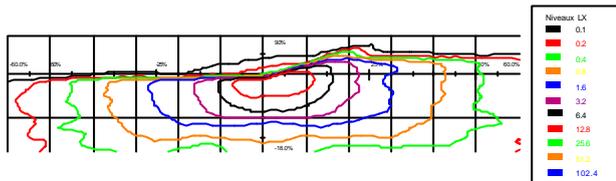


Figure 5 : Exemple de faisceau codé (Europe, trafic à droite) (mesure sur écran à 25m, niveaux conventionnels, formant une série géométrique de raison 2)

Le faisceau ci-dessus (figure 5) a été obtenu avec un projecteur de type elliptique à lampe halogène. La mesure, conformément à la norme, a été faite avec un appareil unique, les projecteurs des côtés gauche et droit devant être homologués séparément¹⁴ (ici les modules droit et gauche sont identiques).

Les normes photométriques et colorimétriques déterminent en revanche la liste des sources lumineuses utilisables, compte tenu de l'espace disponible (souvent réduit). En effet, l'intensité maximale pouvant être engendrée dans une direction donnée est proportionnelle à la surface apparente du luminaire dans la direction considérée et à la luminance de la source, qui en est une caractéristique intrinsèque. Par ailleurs, la largeur du faisceau est conditionnée par le flux disponible, seconde caractéristique fondamentale de la source. Le choix de l'émetteur a évidemment une influence décisive sur la nature et le dimensionnement des systèmes électroniques ou électromécaniques envisageables ou indispensables (figure 6).

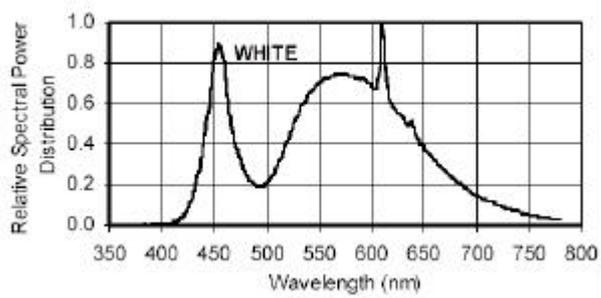


Figure 6 : diode LumiledsTM

¹³ La masse de certains systèmes optiques (les projecteurs dits « elliptiques » par exemple sont en général nettement plus lourds que les systèmes à *Surfaces Complexes*[®]) peut influencer le dimensionnement des moteurs.

¹⁴ Cela ne sera plus vrai dans les futurs règlements AFS.

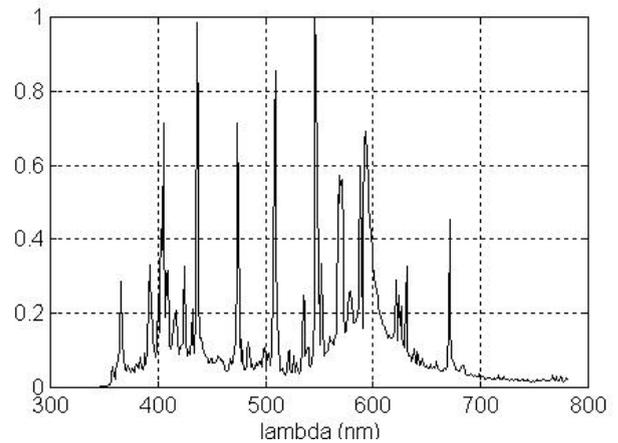


Figure 7 : lampe D2

Densités spectrales de puissance rayonnée d'une diode blanche et d'une lampe à décharge.

On voit clairement dans le premier cas le pic bleu dû à l'émission de la puce en nitrure de Gallium et le spectre continu (à partir du bleu-vert) dû à la conversion par les luminophores. Dans le cas de la lampe à décharge, on a un spectre de raies, qui correspondent aux différents éléments présents dans le milieu ionisé. Les points de couleur correspondants sont en (x=0,389, y=0,390) pour la lampe à décharge (point violet) et (x=0,374, y=0,365) pour la diode (point bleu) dans le diagramme du CIE. Une lampe à incandescence (corps gris à environ 3000K) serait située aux alentours du point orange (x=0,437, y=0,404). Sa densité spectrale de puissance rayonnée, essentiellement située dans l'infrarouge, a l'aspect ci-dessous (figure 8) (entre 0 et 1µm).

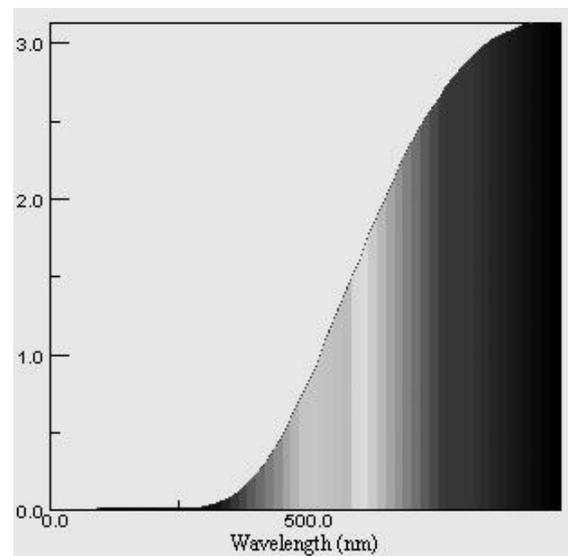


Figure 8 : densité spectrale de puissance rayonnée d'une lampe à incandescence

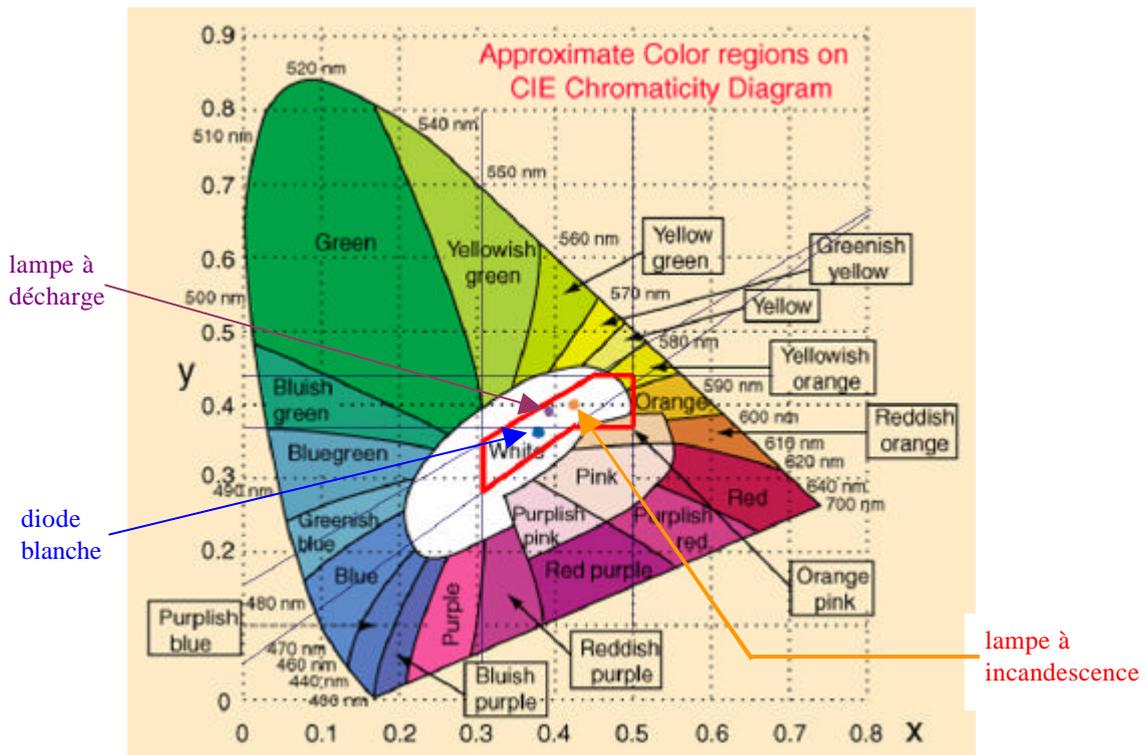


Figure 9 :

II.4- Sources autorisées

Les règlements imposent non seulement le résultat à obtenir (le faisceau, dont les performances déterminent la sécurité du véhicule et des autres usagers), mais également partie des moyens pour y parvenir. En effet, les lampes doivent être choisies dans une liste de lampes autorisées, liste établie et mise à jour par des comités comportant les représentants des états, des constructeurs automobiles, des équipementiers et des fabricants de lampes. De tels comités, où figurent des organisations aux buts divergents et des entreprises commerciales concurrentes, sont très lents pour homologuer une nouvelle source, et freinent ainsi considérablement les progrès techniques ¹⁵.

Cette démarche a en contrepartie pour avantage de limiter le choix des lampes à des sources caractérisées par des normes précises et interchangeables

¹⁵ L'histoire de l'éclairage automobile montre des progrès importants à l'apparition de chaque nouvelle génération de sources, l'optique géométrique, technique ancienne, essentiellement mathématique, s'adaptant à chaque fois rapidement et progressant ensuite lentement et peu. Cela a été le cas, dans l'ordre (et sans remonter aux lampes à acétylène) lors du passage des lampes à vide aux lampes halogènes puis de celles-ci aux lampes à décharge.

indépendamment de leur fournisseur (cela est nécessaire dans le cas où les lampes peuvent être remplacées par l'utilisateur final, ce qui était requis des feux traditionnels).

Dans ce cadre on trouve de nombreuses lampes à incandescence (halogènes ou non) et seulement une lampe à décharge (avec différents types de culot). Le choix est donc très restreint.

Dans le domaine des feux arrière, la notion de feu scellé (les sources ne doivent pas pouvoir être changées) est associée à l'autorisation d'utiliser des sources non homologuées. Dans ce cas les mesures de conformité aux normes photométriques se font en alimentant l'appareil à travers ses connecteurs et donc éventuellement à travers ses circuits électroniques (dans le cas d'un feu non scellé ou d'un projecteur ¹⁶, le laboratoire d'homologation peut choisir d'alimenter les lampes directement sur leur connecteur, après les avoir éventuellement changées). Cette possibilité a été exploitée pour homologuer des feux à base de diodes électroluminescentes, sources dont la durée de vie est suffisante pour un système scellé (un tel feu doit être jeté entièrement si les sources sont hors service).

De nouveaux règlements, en cours d'élaboration ou d'adoption (AFS), vont modifier partiellement ce

¹⁶ Les lampes à décharge, qui nécessitent une alimentation spécifique complexe, faisant exception.

tableau dans les années à venir en autorisant l'utilisation de sources non remplaçables (diodes blanches) et de plusieurs sources par fonction à l'avant (ce n'est autorisé actuellement que pour le feu de route, où il est possible d'utiliser deux lampes par côté).

II.5- Fonctions et structure

Un certain nombre de contraintes géométriques (positionnements relatifs, dimensions minimales) sont spécifiées par des règlements. Ceux-ci énumèrent à cette occasion les fonctions autorisées, dont on trouvera la liste traditionnelle (hors AFS) dans le tableau de l'introduction. Toute fonction qui n'est pas mentionnée par les règlements est interdite. Ces derniers imposent par ailleurs la présence et les performances minimales de différents systèmes de correction de portée et de nettoyage des projecteurs.

La correction de portée correspond au positionnement de la ligne de coupure par rapport à l'horizon, indispensable pour éviter d'éblouir les véhicules adverses. Des systèmes mécaniques existent depuis fort longtemps qui permettent un réglage initial. Comme ils ne sont accessibles qu'en ouvrant le capot du véhicule ils ne sont pas utilisables pour compenser en utilisation réelle les variations d'assiette dues aux variations de charge (montée ou descente d'un passager, chargement ou déchargement de la malle, etc.). La réglementation impose aujourd'hui un réglage accessible au tableau de bord et, dans le cas des sources les plus puissantes (lampes à décharge), un système de réglage automatique.

La future réglementation AFS offre quant à elle des possibilités nouvelles en définissant un grand nombre de faisceaux : code de base, code autoroute, code de ville, plusieurs faisceaux pluie (suivant l'état de la route, plus ou moins mouillée), *bending lights* (feux tournants ou modulés, éclairant latéralement dans les virages).

III- Systèmes présents dans les feux

On peut rassembler l'ensemble des différents types de systèmes (non purement mécaniques ou purement optiques¹⁷) présents dans les projecteurs ou les feux arrière dans le tableau ci-dessous (tableau 2) qui fait intervenir les sources lumineuses utilisées comme paramètre principal.

Dans le tableau ci-dessous figure, pour être complet, la possibilité d'utiliser des tubes néons comme source de lumière. En effet, ceux-ci ont été mis en oeuvre dans le cadre de feux scellés pour réaliser des fonctions rouges (feux arrière), la couleur de la lumière visible émise par une décharge dans du gaz néon à faible pression se trouvant être un rouge réglementaire. Outre la difficulté de réaliser une

optique efficace pour une source étendue volumique¹⁸ (très faible luminance), l'alimentation des tubes à cathode froide adaptés à cette application (plusieurs kV à quelques kHz) engendre, à cause de l'énorme antenne constituée par la décharge elle-même des parasites très importants qui imposent le blindage du feu complet (sortie de lumière incluse – avec une grille métallique), ce qui est très coûteux et conduit à un système inefficace (le blindage absorbe une part significative de la lumière). Cette solution est donc restée marginale, seules des considérations de style l'ayant parfois imposée¹⁹. Nous ne détaillerons pas plus les caractéristiques des systèmes à base de tubes néons.

Deux systèmes couramment répandus ne figurent pas dans notre tableau : les lave- et les nettoie-projecteurs. Ces appareils, qui doivent être reliés au réservoir de liquide lave-glace du véhicule par une tuyauterie et sont constitués essentiellement d'une pompe électrique (lave- projecteurs qui exploitent un jet sous pression) ou de raclettes motorisées (nettoie-projecteurs, similaires aux balais d'essuie glace) ne sont obligatoires que dans le cas des projecteurs à lampes à décharges et, bien qu'étudiés et livrés par les équipementiers de l'éclairage, sont éloignés techniquement de leur coeur de métier. Nous ne discuterons pas plus ces systèmes²⁰.

¹⁸ La décharge dans le néon est transparente à ses propres radiations.

¹⁹ En l'absence de gaz émettant naturellement une lumière de couleur ambre ou blanche réglementaire, la possibilité d'utiliser des tubes fluorescents (dont la couleur peut être ajustée facilement par le dosage des luminophores) a été étudiée. Malheureusement les tubes sans mercure sont très inefficaces et les tubes avec mercure ne fonctionnent pratiquement pas à -40°C (le mercure ne passe pas à l'état gazeux, le tube ne parvenant pas à la température adéquate et l'émission des ultra violets nécessaires à l'excitation des luminophores n'a pas lieu).

²⁰ Les nettoie- projecteurs, très efficaces, sont très peu répandus car ils sont incompatibles avec les glaces plastiques, qu'il rayeraient. Les glaces verre, très lourdes, ne sont plus employées que par certains modèles haut de gamme.

¹⁷ Comme les catadioptrés.

Source	Alimentation directe par le réseau du véhicule	Modulation en flux	Correction de portée	Commutation de fonction électromécanique
Lampe à incandescence	possible (pas en 42V)	Autorisée dans les fonctions <i>bending light</i> , nécessaire pour un indicateur de direction.	manuelle autorisée	peu intéressante
Lampe à décharge	impossible	impossible	obligatoirement automatique	intéressante
Diodes	impossible	Autorisée dans les fonctions <i>bending light</i> ou pour les fonctions stop / lanterne combinées (arrière), nécessaire pour un indicateur de direction.	à déterminer (futurs projecteurs à diodes)	potentiellement peu intéressante (à vérifier)
Tube néon	impossible	impossible	NA	NA

Tableau 2 : différents types de systèmes présents dans les projecteurs ou les feux arrière

Enfin, la dernière colonne du tableau ci-dessus (*commutation de fonction électromécanique*) correspond à des appareils où plusieurs fonctions sont assurées grâce à une même lampe, le passage de l'une à l'autre s'effectuant par un mouvement d'une partie de l'optique. Actuellement, les seules fonctions concernées sont les feux de croisement et de route. Dans le futur (réglementation AFS), d'autres possibilités s'offriront (par exemple combinaison des feux de croisement, de route, d'autoroute et de ville). De tels dispositifs sont particulièrement intéressants dans le cas des lampes à décharge, car associer un feu de route halogène à un feu de croisement à décharge pose des problèmes de style (et de performances relatives), les couleurs des faisceaux étant sensiblement différentes (les lampes halogènes sont situées vers la zone jaune du blanc réglementaire, alors que les lampes à décharge automobiles (qui sont remplies, entre autres, de gaz xénon) sont fortement décalées vers le bleu)²¹.

Nous allons dans la suite de cet article examiner les différents moyens employés pour :

- 1) alimenter et moduler le flux des différents types de sources
- 2) effectuer la correction de portée (et réaliser les futurs feux tournants autorisés par la réglementation AFS) ou pour changer de fonction par un mouvement.

²¹ L'utilisation de plusieurs lampes à décharge dans un même projecteur, outre un coût élevé, pose problème (croissance relativement lente du flux lumineux du route à l'allumage, par exemple). Il existe néanmoins un produit de ce type sur le marché.

IV- Alimentation et modulation des sources

IV.1- Lampes à incandescence

Pour une tension d'alimentation nominale de 12V, il est possible d'alimenter directement les lampes à incandescence automobiles à partir du réseau d'énergie du véhicule. Pour des tensions plus élevées, la réalisation de filaments convenables devient difficile (24V) voire impossible (42V). En effet, la puissance nécessaire étant connue et figée²² (60 à 70W pour une lampe halogène de projecteur), il faut, en passant de 12 à 42V, multiplier la résistance du filament par

$$\left(\frac{42}{12}\right)^2 = 12,25$$

Comme cette résistance est de la forme $\frac{r \cdot l}{S}$, r

résistivité du matériau²³, l longueur et S section du fil de tungstène, et comme conserver la luminance à flux

donné impose de maintenir constant $2 \cdot l \cdot \sqrt{p \cdot S}$

(surface du filament), il faut multiplier $\frac{r}{2p \cdot S^{\frac{1}{2}}}$ par

12,25, soit :

– diviser la section S par $12,25^{\frac{2}{3}} \approx 5,3$

– et multiplier la longueur l par $\sqrt[3]{12,25} \approx 2,3$

Un tel filament n'est pas adapté à l'application automobile en raison de sa fragilité à chaud (très faible section), incompatible avec les vibrations et les chocs subis par le véhicule. Il nécessiterait en outre une double hélice (comme dans les lampes 24V) pour

²² Notamment pour des raisons thermiques.

²³ Ne dépend que du matériau et de sa température, deux paramètres pour lesquels peu d'optimisations restent encore possibles aujourd'hui.

accommoder sa longueur, plus que doublée, dans un espace similaire à celui des filaments actuels (sous peine de très grandes difficultés de conception des optiques, au moins dans un encombrement comparable à celui d'aujourd'hui). L'expérience des lampes de poids lourds montre que ce repliement donne des sources aux caractéristiques peu précises, difficilement utilisables dans des systèmes optiques sophistiqués ²⁴.

Le passage à 42V, souhaitable pour toute l'architecture du véhicule, va donc imposer l'ajout d'une électronique (un abaisseur), en série avec les lampes à incandescence. Un convertisseur de ce type est également utile pour sous-alimenter les lampes dans le cadre d'applications nécessitant une modulation en flux. C'est par exemple le cas des FBL ²⁵, projecteurs éclairant latéralement et dont l'intensité peut être modulée en fonction des virages de la route (ils doivent être éteints sur route rectiligne). La sous-alimentation ne dégrade pas sensiblement la durée de vie des lampes car la diminution de température et donc de la vitesse d'évaporation du tungstène compense la diminution d'efficacité (voire, à faible tension ²⁶, l'interruption du cycle halogène). En outre le FBL a un profil de mission de courte durée dans la vie du véhicule.

Pour des raisons de coût le principe de hacheur retenu est le plus simple possible et correspond au schéma ci-dessous (figure 10) :

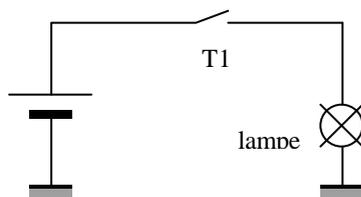


Figure 10 : principe de structure de l'alimentation par circuit hacheur

L'interrupteur statique T1 est placé de préférence du côté de l'alimentation, de façon à pouvoir mettre à la masse une des cosses du connecteur de la lampe (avec certaines lampes ²⁷, une cosse « de masse » peut être en contact avec le réflecteur qui, s'il est métallique, peut lui-même être relié électriquement à la

masse du véhicule). On diminue ainsi les risques de court-circuit.

La commande de T1 (un transistor, en général un MOSFET ²⁸) est effectuée à basse fréquence afin de minimiser les perturbations électromagnétiques. Le flux lumineux émis est alors modulé, mais faiblement (c'est l'inertie thermique du filament qui intervient). Cette modulation est imperceptible au delà de 20Hz, en raison de la persistance rétinienne. En pratique, la fréquence de découpage est d'une à quelques centaines de Hz.

Le rapport cyclique du signal de commande détermine la tension moyenne aux bornes de la source lumineuse. Dans le cas d'un système de modulation de flux, ce rapport cyclique est variable. Il peut être constant pour un système destiné uniquement à l'adaptation au 42V. Dans ce dernier cas, il convient de remarquer que ce circuit applique temporairement à la lampe une tension plus de trois fois supérieure à sa tension nominale. On mesure alors des pics de courants très supérieurs au courant nominal et même au courant continu maximum autorisé. Dans ces conditions d'alimentation très particulières, on constate les effets indésirables suivants :

- Contraintes mécaniques cycliques de valeur élevée. ²⁹
- Ionisations entre spires (tension triplée pour des spires très rapprochées et placées dans une ambiance gazeuse).

Le premier phénomène est également présent avec les systèmes de modulation de flux alimentés en 12V, mais à une intensité plus faible.

Ces deux effets ont pour conséquence pratique de fragiliser le filament qui casse lorsqu'on manipule la lampe (sur véhicule il casserait à cause des vibrations). L'examen au microscope montre un changement de structure du matériau.

Une solution à ce grave problème a été trouvée qui consiste à étaler les fronts des pics de courant. La commutation de T1 est alors volontairement ralentie de manière à prendre au moins 10µs. Cela a pour conséquence négative d'augmenter les pertes par commutation dans T1 mais pour effet positif (en dehors de la récupération d'une durée de vie de filament acceptable) de diminuer les perturbations électromagnétiques conduites et rayonnées.

²⁴ Actuellement les mesures d'homologation des projecteurs des poids lourds sont effectuées avec les sources 12V équivalentes, les lampes 24V (livrées ensuite en série) étant jugées trop imprécises pour servir à valider l'optique...

²⁵ Fixed Bending Light, une des nouvelles fonctions AFS, qui bénéficie d'une dérogation l'autorisant dès aujourd'hui (Valeo livre en série à Porsche un projecteur offrant cette fonctionnalité).

²⁶ La limite basse de tension dans un tel système résulte de problèmes colorimétriques : à 7V les lampes automobiles 12V donnent une lumière rougeâtre, peu valorisante pour l'image du véhicule et éventuellement non réglementaire.

²⁷ Lampe H1 par exemple.

²⁸ On utilise en réalité des composants spécialisés incluant le transistor « de puissance », un système autorisant la commande par un niveau logique référencé à la masse et des protections (notamment contre les courts-circuits).

²⁹ Le filament, de forme hélicoïdale, est un solénoïde à spires disjointes et est soumis à des forces magnétiques.

Pour être complet nous pouvons mentionner ici le circuit d'entrée, (figure 11) placé entre l'alimentation et T1, rencontré (complètement ou en partie) dans la plupart des cartes électroniques embarquées automobiles :

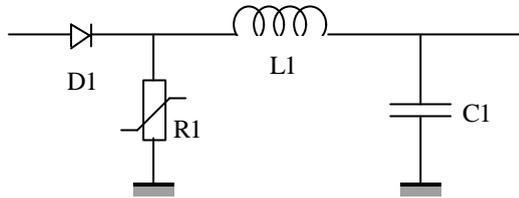


Figure 11 : circuit de protection des cartes électroniques embarquées.

- D1 : protection contre les inversions de tension ; si possible une diode Schottky, car la tension de déchet n'est pas négligeable devant la faible tension d'alimentation nominale (12V).
- R1 : VDR, résistance non linéaire, destinée à absorber l'énergie des *load-dumps*.
- L1,C1 : filtre de ligne pour minimiser les parasites conduits (des variantes plus complexes peuvent être employées –un filtre en π par exemple).

IV.2-Diodes électroluminescentes

On utilise en éclairage extérieur automobile des diodes à base de deux types de semi-conducteurs (AlInGaP³⁰ et InGaN³¹), les puces étant montées dans des boîtiers très divers. Les diodes présentent quelques avantages : durée de vie compatible avec des systèmes scellés (d'où simplification des feux où il devient inutile de prévoir trappes d'accès et connecteurs internes), possibilité de réaliser des optiques compactes (notamment en profondeur), rendements (en lm/W) supérieurs à ceux des lampes halogènes³² (en particulier dans le rouge et l'ambre pour lesquels il faut ajouter aux lampes à incandescence des filtres colorés), pas d'infrarouges dans le rayonnement³³ (ce qui permet d'utiliser des thermoplastiques peu coûteux pour la réalisation des pièces optiques). Elles ont en revanche plusieurs inconvénients : une faible luminance, une très grande sensibilité à la température ambiante (le flux émis par les diodes AlInGaP diminue 60% de 25°C à 110°C –températures de jonction), la nécessité d'ajouter un radiateur (les diodes de forte puissance dissipent 1W ou plus dans des boîtiers de quelques mm de côté).

Le circuit d'alimentation des diodes est idéalement (d'après les fabricants) une source de courant en série

³⁰ Pour les couleurs rouge et ambre.

³¹ Le semi-conducteur rayonne de la lumière bleue, qu'un phosphore convertit en blanc.

³² Mais moins bons que ceux des lampes à décharge à haute pression.

³³ La chaleur dissipée l'est au niveau des boîtiers des diodes et de leurs radiateurs.

avec chaque diode, la dispersion des tensions directes étant considérable (par exemple, pour certaines diodes InGaN, elles varient de 3 à 4V). Dans tous les cas, une protection est souhaitable, en raison notamment de la très faible tenue aux tensions inverses de ces composants (5V pour les diodes bleues).

Le circuit le plus employé (car le moins coûteux) comporte des résistances montées en série avec les diodes, plus des protections (diode et VDR). Pour éviter des pertes considérables dans les résistors, il convient d'associer les diodes en série. Pour éviter l'extinction de plusieurs sources lumineuses en cas de défaillance d'une seule d'entre elles, il convient de monter les diodes en parallèle. On arrive alors à un circuit ayant la topologie suivante :

12V (+protections)

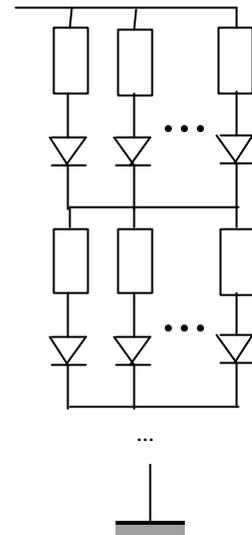


Figure 12 : circuit d'alimentation des diodes

Malheureusement on ne peut utiliser que trois (voire deux) groupes de diodes en série, ce qui n'autorise pas un très bon rendement global (il reste 1 à 3V aux bornes de chaque résistor). Pour les diodes de forte puissance (1 à 5W) qui apparaissent actuellement sur le marché et qui permettent en outre de n'employer qu'une seule diode pour réaliser certaines fonctions de signalisation, le développement d'un circuit d'alimentation plus efficace et de topologie différente est nécessaire. On peut envisager d'utiliser le principe suivant³⁴ (figure 13)

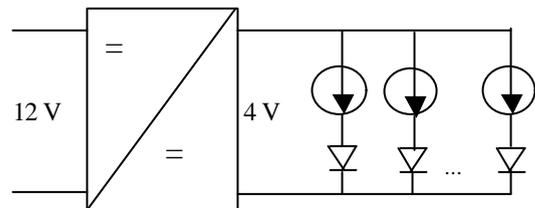


Figure 13 : alimentation des diodes par convertisseur à découpage.

³⁴ Avantageusement réalisé autour d'un composant spécifique (en cours d'étude).

où le convertisseur continu/continu, à découpage, a potentiellement un très bon rendement et où les sources de courant ne voient plus qu'une tension réduite (de l'ordre de 0,5V en moyenne). La création pour chaque diode de vraies sources de courant, par découpage à partir de l'alimentation, nécessiteraient une inductance par diode et conduirait à un circuit coûteux et encombrant.

La modulation du flux des diodes est possible sans dégradation de leur durée de vie. Le point de couleur pouvant changer en fonction de la puissance instantanée rayonnée (surtout pour les diodes blanches, en raison de phénomènes de saturation des luminophores), il est préférable de sous-alimenter les diodes en utilisant un courant haché, de rapport cyclique adapté, prenant deux valeurs, 0 et la valeur nominale en continu.

IV.3- Lampes à décharge

Les lampes à décharge automobiles (normalisées, bien qu'en principe non interchangeables par l'utilisateur³⁵) ont les caractéristiques physiques principales suivantes :

1. Arc court (4 mm) et confiné (cavité scellée, de quelques mm de rayon)
2. Deux électrodes identiques
3. Haute pression (5 bars à froid)
4. Remplissage de la cavité par du xénon avec (lampe éteinte et froide) une gouttelette de mercure (liquide) et un mélange de sels métalliques (solides)

Les propriétés 1 et 2 ont pour conséquence une géométrie stable, reproductible et précise de l'arc (certaines de ses cotes sont d'ailleurs fixées par la norme). Ceci est indispensable pour pouvoir dimensionner les optiques des projecteurs.³⁶

Les points 3 et 4 assurent un bon rendement lumineux (90 lm/W³⁷), la conformité colorimétrique³⁸ et un bon rendu des couleurs.

Du point de vue électrique on a :

- Une alimentation en courant alternatif³⁹ (conséquence de la propriété physique n°2, car un

courant ayant une composante continue significative conduirait à une cataphorèse et à l'affaiblissement d'une des électrodes par transfert de matière, d'où diminution de la durée de vie et évolution de la position de l'arc dans le temps),

- Une tension nominale en fonctionnement stabilisé relativement basse⁴⁰ (environ 80V; conséquence du point 1),
- Des tensions d'amorçage très élevées (conséquence de la caractéristique n°3), de 15 à 25kV, suivant l'état de la lampe (température des électrodes, pression du gaz et des vapeurs dans l'enveloppe)
- Une variation importante et assez lente (des dizaines de secondes) de l'impédance après un démarrage à froid (conséquence du point 4, car, pendant une phase dite de « chauffé », une grande partie de l'énergie consommée sert à vaporiser le mercure et les sels⁴¹, d'où une évolution progressive de la composition du milieu ionisé et de la pression dans la cavité et donc, parallèlement, de la nature et de l'intensité du rayonnement). On passe, grossièrement, de 20 à 200Ω.

Ce dernier point est dimensionnant pour une grande partie des composants de l'alimentation électronique. En effet, on souhaite assurer la transition la plus rapide possible de la décharge dans le xénon pur (juste après un démarrage à froid) à l'arc stabilisé (mercure et sel évaporés), car, non seulement la couleur est initialement inadéquate (bleue), mais le flux est très faible (moins du tiers de sa valeur nominale). Il faut donc alimenter la lampe à forte puissance (plus de 75W⁴²) au démarrage afin de limiter la durée de cette phase. Ce pic de puissance (la puissance nominale est de 35W) a lieu lorsque l'impédance de la charge est la plus faible, il en résulte des courants en sortie du convertisseur cinq fois plus élevés que le courant nominal. Ces niveaux de courant étant maintenus

³⁵ Elles le sont en revanche par les professionnels de la réparation automobile.

³⁶ Dans les systèmes « elliptiques », dont la position et la forme de la coupure ne dépendent pas des caractéristiques de la source, cette propriété reste indispensable pour maîtriser l'homogénéité du faisceau et garantir la conformité aux réglementations photométriques.

³⁷ Environ 20 lm/W pour les lampes halogènes.

³⁸ De justesse car ces lampes sont très proches des limites dans la direction du bleu-vert (rayonnement du mercure et du xénon).

³⁹ Une lampe à courant continu a été étudiée aux Etats-Unis afin de réduire (considérablement!) le coût du convertisseur statique d'alimentation. Une des électrodes y était renforcée. Malheureusement, l'arc résultant n'est pas totalement stable (le pied d'arc se déplace sur l'extrémité étendue de l'électrode) et sa forme dissymétrique est un handicap très sérieux à une exploitation optique efficace dans un projecteur. Cette lampe a été abandonnée.

⁴⁰ Mais néanmoins potentiellement dangereuse, ce qui impose des précautions (accès, arrêt en cas d'absence de lampe, etc.).

⁴¹ Partiellement. Il en reste au fond du ballon, ce qui pose des problèmes pour l'optique.

⁴² Une puissance plus élevée endommagerait rapidement les électrodes.

plusieurs secondes, ils déterminent le dimensionnement.⁴³

Une dernière caractéristique des lampes influe sur la conception de l'alimentation (de sa commande): la durée de vie⁴⁴ (au moins 2500h, contre quelques centaines pour les lampes halogènes) n'est garantie que moyennant une régulation de la puissance délivrée à la charge à +/-3W près. Les alimentations doivent donc être commandées de manière à atteindre cette précision et doivent mesurer ou évaluer finement la puissance de sortie. Cette exigence (régulation entre 32 et 38W) interdit une modulation significative du flux.

Principes des circuits utilisés

L'alimentation des lampes à décharge pose deux problèmes assez distincts: l'amorçage de l'arc (claquage du diélectrique gazeux) et l'alimentation en courant alternatif de la décharge (la gestion de la transition est néanmoins un problème délicat). En effet, vu l'écart des tensions nécessaires (25kV pendant moins de 1µs pour amorcer, 80V pour maintenir l'arc), il semble peu raisonnable de dimensionner un étage de convertisseur unique créant les deux.⁴⁵ La structure générale du système est donc la suivante (figure 14) :

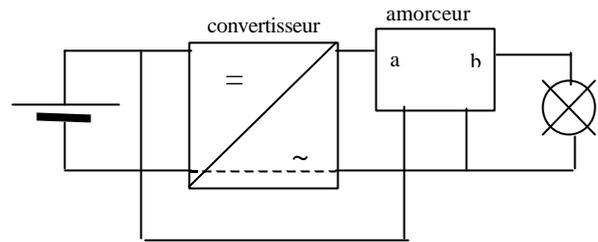


Figure 14 : alimentation des lampes à décharge.

Où l'amorçeur est un dispositif susceptible d'engendrer des impulsions de 25kV entre ses bornes a et b et de tolérer la circulation des courants des phases de chauffe et de maintien entre ces mêmes bornes, sans en détourner une partie significative.

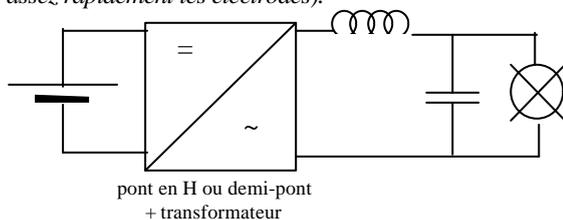
On notera que les impulsions d'amorçage se retrouvent presque intégralement aux bornes de la lampe, celle-ci ayant une impédance pratiquement infinie lorsqu'elle est éteinte, à condition de s'assurer que la sortie du convertisseur n'est pas en haute impédance pendant la phase d'amorçage (cela est de toute façon indispensable pour assurer immédiatement l'alimentation de la décharge après le claquage –phase de transition). La configuration où l'amorçeur serait placé en parallèle avec la lampe imposerait une tenue en tension à 25kV de l'étage de sortie du convertisseur. Cette configuration a été évitée.

Les considérations précédentes conduisent naturellement à un dispositif générateur d'impulsions comportant un transformateur en sortie. Deux principes sont employés: la rupture d'un courant dans une inductance et la décharge d'un condensateur dans l'enroulement primaire d'un transformateur de rapport élevé :

⁴³ En matière de tension de sortie c'est la phase stabilisée qui est dimensionnante.

⁴⁴ La fin de vie étant définie par un flux lumineux inférieur à 70% du flux initial.

⁴⁵ Cela a néanmoins été fait initialement, à l'aide d'un circuit du type ci dessous, mais aucun produit livré sur véhicule n'emploie ou n'a employé ce principe (à cause du poids, du volume et du coût des composants passifs de très haute qualité requis pour le circuit résonnant, dont le facteur de surtension doit être très élevé –les bobines étaient réalisées avec du fil de Litz; en outre la décharge directe du condensateur –très haute tension– dans la lampe endommagerait assez rapidement les électrodes).



La lampe étant éteinte (et d'impédance pratiquement infinie), on excite le circuit LC à sa fréquence de résonance. La tension crête aux bornes du condensateur croît alors à chaque période (seules les résistances parasites du système la limitent) et l'arc s'amorce au bout d'un certain nombre de cycles. On baisse ensuite la fréquence de sorte que la lampe soit alimentée par le convertisseur à travers l'inductance et que l'impédance du condensateur soit élevée et négligeable devant celle de l'arc. Pendant l'amorçage, le courant appelé sur la source à travers les transistors du pont est très élevé (infini aux

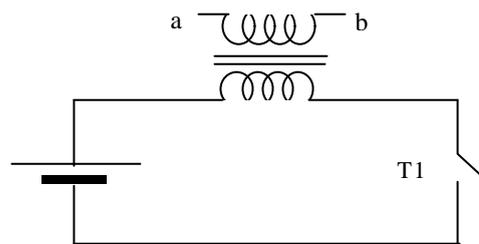


Figure 15 : alimentation par « rupture de courant dans une inductance »

Lorsque T1 est fermé, le courant dans le primaire du transformateur croît linéairement en fonction du temps. A l'ouverture de T1, une tension proportionnelle à la dérivée du courant apparaît au primaire et, au rapport de transformation près, entre a et b. Compte tenu de la rapidité de commutation des transistors, la dérivée est très élevée. Le rapport de transformation est choisi en fonction de la tenue en tension de T1 (400V par exemple pour un transistor à effet de champ « abordable »).

résistances parasites près, en pratique des dizaines d'ampères).

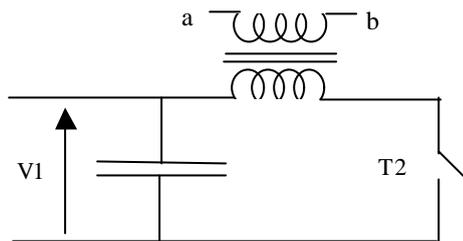


Figure 16 : alimentation par décharge de condensateur dans le primaire d'un transformateur.

T2 étant ouvert, un convertisseur auxiliaire (ou le convertisseur principal du système) charge le condensateur, de sorte que V1 atteigne une valeur limite $V1_m$. T2 est alors fermé et, à cet instant, la tension au primaire du transformateur est égale à $V1_m$. Cette tension se retrouve entre a et b, au rapport de transformation près.

Dans le second système, T2 n'est pas nécessairement un interrupteur commandé. On peut utiliser un éclateur dont l'impédance sera pratiquement infinie jusqu'à ce que V1 atteigne $V1_m$, tension d'amorçage de ce composant. Ensuite, l'impédance de celui-ci devient très faible (il est équivalent à une source de tension de quelques dizaines de volts), jusqu'à ce que le courant le traversant s'interrompe. Des éclateurs permettant un nombre de commutations suffisant (plusieurs millions) existent, pour des tensions de déclenchement de quelques centaines de volts. Cette configuration est avantageuse si on peut charger le condensateur à l'aide du convertisseur principal, ce qui est faisable si celui-ci peut atteindre une tension de sortie supérieure ou égale à $V1_m$ ⁴⁶.

Plusieurs années après la mise sur le marché des premières lampes à décharge, une nouvelle lampe (D1) a été définie et homologuée qui comporte un système d'amorçage dans son culot (le circuit, du second type ci-dessus, est réalisé et encapsulé par les fabricants de lampes). Cette configuration a pour principal avantage de supprimer la connexion haute tension entre le convertisseur et la lampe et, par conséquent, les câbles haute tension plus ou moins longs (blindés pour éviter les rayonnements parasites) utilisés avec les autres lampes réglementaires (D2).

L'onduleur principal peut être réalisé de différentes manières. Malheureusement, en raison de problèmes de résonances dans la cavité de la lampe (qui provoquent des déformations, voire l'extinction de l'arc et diminuent la durée de vie), la tension de sortie doit avoir une fréquence faible, inférieure à 20 kHz (bien sûr, une tension en créneaux, qui comporte des harmoniques élevées doit avoir une fréquence fondamentale nettement plus basse; les bons compromis semblent situés entre 200 et 400 Hz). Cette contrainte rend peu attractifs les principes de convertisseurs résonnants ou quasi-résonnants⁴⁷, car on

ne peut profiter d'une fréquence de découpage élevée pour minimiser le volume et le poids des composants passifs. Il est alors plus intéressant de multiplier les transistors pour supprimer condensateurs, inductances et transformateurs. La structure générale (figure 17) (au moins 5 transistors !) répond bien aux diverses contraintes liées à l'alimentation des lampes à décharge dans l'automobile. Le convertisseur amont peut différer suivant l'équipementier ou la génération de circuit considéré. Un convertisseur de type *forward* semble être une bonne solution.

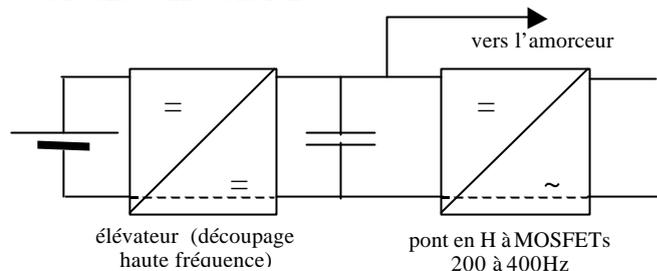


Figure 17 : alimentation à partir d'une structure « forward » suivie d'un convertisseur en pont.

La régulation et la gestion des différentes phases de fonctionnement est avantageusement assurée en ne jouant que sur la commande de l'élévateur, le pont étant quasiment autonome (il faut toutefois s'assurer qu'il transmette, sans commuter, la tension de sortie de l'élévateur vers sa propre sortie pendant toute la phase d'amorçage).

V- Actionneurs

Les projecteurs mettent en oeuvre aujourd'hui trois types d'actionneurs :

- des moteurs à courant continu
- des moteurs pas à pas
- des électroaimants

V.1- Électroaimants

Les électroaimants ne sont utilisés que dans les systèmes de commutation code/route installés dans des projecteurs de type elliptiques (ils servent à déplacer ou faire basculer le cache, pièce opaque dont l'image du bord par une lentille crée la coupure du faisceau code). On ne les emploie que pour éviter tout circuit électronique (ils sont calculés pour être directement alimentés par la commande route 12V du véhicule). Devant fonctionner à une vitesse suffisante dès 9V⁴⁸, leur dimensionnement est délicat (à 13,5V, tension usuelle sur véhicule et à 16V, tension maximale, ils consomment beaucoup d'énergie en pure perte et s'échauffent considérablement).

La disparition progressive des faisceaux de commande directe des projecteurs (au profit d'une

⁴⁶ Les courants délivrés dans ce mode peuvent être très faibles.

⁴⁷ Ils délivrent des tensions pseudo sinusoïdales.

⁴⁸ Leur résistance série ne peut donc pas être très élevée.

commande à travers le bus de données du véhicule) devrait entraîner celle des électroaimants. En effet, du moment où la commande de commutation code/route est gérée par une carte électronique, il devient facile d'utiliser un moteur à courant continu, maintenu en couple bloqué sur des butées mécaniques définissant les positions extrêmes du mouvement (il est en effet nécessaire de limiter électroniquement le courant lorsque le moteur est bloqué) Le système obtenu alors ⁴⁹ est à la fois plus compact et moins coûteux que l'électroaimant qu'il remplace.

V.2- Moteurs pas à pas

Les moteurs pas à pas, coûteux en eux-mêmes, nécessitent en outre des circuits de commande sophistiqués. Ils sont utilisés dans les systèmes de correction de portée automatiques et pour les DBL ⁵⁰, où le grand nombre de manoeuvres potentielles en justifie l'emploi.

Dans ces deux applications un calculateur élabore la position à donner à une des optiques par rapport à un axe de référence (inclinaison dans un plan vertical pour la correction de portée, angle dans un plan horizontal pour le DBL). La structure logique du système électromécanique est donc une boucle d'asservissement de position avec un capteur de recopie (sur le système optique ou, pour plus de compacité, sur la sortie mécanique de l'actionneur). Toutefois, pour compenser en partie le coût élevé des moteurs pas à pas, ceux-ci sont utilisés en boucle ouverte, ce qui permet d'économiser le capteur. En effet, si la commande peut, à un instant donné, connaître la position du système et compte ensuite les pas effectués par le moteur, la position est alors connue en permanence. Un tel mode de fonctionnement suppose que le moteur ne « rate » jamais de pas (absence de mouvement en présence d'une commande). Pour s'en assurer, tout en conservant une vitesse élevée, il faut engendrer des signaux de commande complexes, à fréquence variable (rampes de fréquence bien maîtrisées, au démarrage notamment). La recherche d'un point de référence en l'absence de capteur peut se faire simplement, grâce à une procédure d'initialisation consistant à envoyer le système en butée (position connue) au démarrage. ⁵¹

⁴⁹ Il a été mis au point complètement par Valeo dans un de ses projets de développement avancé (les produits correspondants ne sont pas encore sur le marché).

⁵⁰ **DBL** : Dynamic Bending Light, feu de croisement rotatif permettant de mieux éclairer les virages (les feux tournants des Citroën DS était des feux de route, avec une commande purement mécanique). Fonction autorisée par la réglementation AFS et bénéficiant d'une dérogation dès 2003.

⁵¹ Ce procédé, économique et efficace, a été critiqué par certains constructeurs qui jugent le mouvement initial (à la mise sous tension) potentiellement perturbant pour le conducteur.

V.3- Moteurs à courant continu

Ils sont utilisés dans une boucle d'asservissement comportant un potentiomètre de recopie (voir ci-dessus) et une alimentation linéaire (amplificateurs opérationnels à fort courant de sortie, en configuration push-pull ⁵²).

Des systèmes plus simples, avec un nombre limité de positions prédéfinies (5) sont parfois utilisés dans les projecteurs bas de gamme. Le potentiomètre de recopie y est remplacé par des pistes ad hoc à la surface du circuit imprimé, sur lesquelles se déplace un curseur solidaire de la sortie mécanique de l'actionneur. Les pistes, segmentées, portent le curseur à différentes tensions prédéfinies. La différence entre cette tension et la tension de commande détermine si un mouvement est nécessaire et dans quelle direction. Cette solution pose le problème de sa faible fiabilité par rapport à celle d'un potentiomètre convenablement choisi et de son écart de coût à la solution précédente, qui n'est pas de manière évidente très significatif.

VI- Conclusion

La gestion des sources lumineuses et des systèmes électromécaniques des projecteurs nécessite et nécessitera de plus en plus de circuits électroniques de commande et de conversion d'énergie. Quand bien même ces dispositifs resteraient individuellement aussi simples qu'aujourd'hui, la complexité du système augmentera considérablement avec la généralisation des fonctions AFS et du multiplexage. Une approche globale est actuellement réalisée chez Valeo, qui débouchera à court terme sur une architecture électrique rationnelle est modulable des projecteurs et des feux.

VII- Références

On trouvera des références générales sur les recherches et développements en matière d'éclairage automobile dans les articles publiés par la SAE ou le PAL, dont les congrès annuels comportent toujours une session réservée à ce domaine.

Les brevets des différents équipementiers compétents (Valeo, Hella, Koito, Automotive Lighting) fournissent également des détails sur les circuits récents mis en oeuvre.

⁵² Ce qui permet de disposer des deux sens d'action avec une alimentation uniquement positive.

REPLACEMENT DES FUSIBLES ET DES RELAIS DANS L'AUTOMOBILE

Interrupteur de puissance intelligent avec une R_{DSON} de 2 mW

Françoise VAREILHIAS, Pierre TURPIN, Laurent GUILLOT,
Philippe DUPUY, Philippe PERRUCHOUD

MOTOROLA SEMI-CONDUCTEURS SAS
Le Mirail – BP1029
31023 Toulouse Cedex, France
Email: Francoise.Vareilhias@motorola.com

Résumé: Cet article présente un interrupteur de puissance intelligent avec une résistance à l'état passant (R_{dson}) très faible, remplaçant les relais mécaniques dans de nombreux systèmes embarqués. Nous expliquerons comment le boîtier PQFN intégrant plusieurs puces permet de réduire la taille de la carte électronique et d'atteindre 2mW tout en amenant des fonctionnalités qui augmentent la fiabilité du système. Nous présenterons aussi une protection intégrée innovante en cas de court-circuit permettant de supprimer les fusibles et de réduire le câblage et le coût du système global.

Mots clés : Très faible R_{dson} Relais, Fusible, Câblage, Interrupteur intelligent, Multi-puce, Boîtier PQFN.

INTRODUCTION

Dans l'architecture automobile traditionnelle, le contrôle des charges est réalisé par l'association de relais mécaniques et de fusibles. Cette solution présente de nombreux désavantages tels que des problèmes de fiabilité dus à la corrosion et à la détérioration des contacts avec le temps, l'encombrement sur la carte électronique, un manque de diagnostic, une impossibilité de faire de la modulation de puissance. De plus, le câblage doit être surdimensionné compte tenu de l'imprécision des fusibles en courant et de la variation des courants dans les charges en fonction de la tension de batterie.

Les relais mécaniques sont à présent progressivement remplacés par des relais électroniques [1]. Le besoin grandissant de diagnostic, de contrôle de la vitesse de commutation, de gain de place sur les cartes électroniques et de faible consommation de courant accélèrent ce processus.

La courbe ci-dessous présente l'évolution du nombre de relais mécaniques et électroniques dans l'automobile en fonction des années.

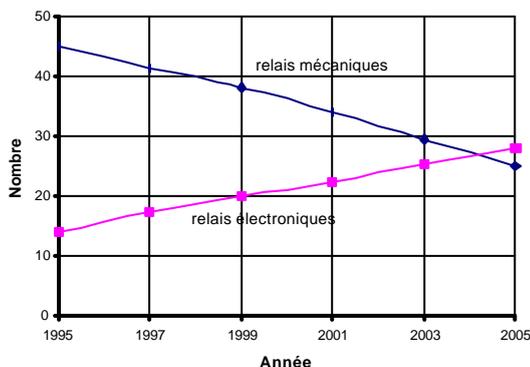


Figure 1: Évolution des relais dans l'automobile.

Motorola pousse l'intégration encore plus loin en proposant une solution innovante pour commander des courants allant jusqu'à 50 A continu. Ce composant connecté à la batterie répond aux contraintes de l'environnement automobile. Le boîtier retenu (PQFN) [2] est deux fois plus petit que les boîtiers de puissance équivalents. L'innovation réside également dans la stratégie de protection contre les court-circuits permettant de supprimer les fusibles et d'optimiser le câblage.

1. REMPLACEMENT DES RELAIS MECANQUES POUR LES FORTES VALEURS DE COURANT

Si les relais électroniques remplacent aujourd'hui les relais mécaniques, ceci est limité à des faibles valeurs de courants (<10A) pour des solutions complètement intégrées. Les applications automobiles concernées sont par exemple le contrôle des lampes, des portières et de l'essuyage arrière [3]. Pour des valeurs de courants plus élevées, des MOSFETs discrets avec des circuits de commande et de protection externes sont les solutions disponibles.

La solution technique retenue pour répondre à ce besoin de puissance et d'intelligence est le bi-puce associant les technologies HDTMOS™ et SMARTMOS™.

1.1 Puce de puissance

La technologie HDTMOS™ présente une très faible R_{dson} . Cette technologie est basée sur un transistor vertical (TMOS) associé à des composants permettant de mesurer avec précision le courant dans le transistor et de protéger la puce en cas de température trop élevée.

La puissance dissipée maximale dans les applications visées (5.5W @150°C à 40A continus) conduit à une R_{dson} maximum de 3.4 mohm à 150°C. Un avantage significatif de la technologie HDTMOS™ est la variation de la R_{dson} entre 25°C et 150°C. Celle-ci est en général de 2 alors que pour notre technologie elle est de 1.7 c'est à dire 15% d'amélioration pour une R_{dson} spécifiée à 25°C.

Connaissant l'objectif de 2mohm à 25°C, les besoins en terme de boîtier sont à définir. Nous développons une nouvelle famille de boîtiers appelée Power QFN (PQFN) qui permet une très grande souplesse quant à l'intégration de la puce HDTMOS™ de puissance et la puce SMARTMOS™ de contrôle. Il est non seulement nécessaire d'avoir la bonne technologie au niveau du silicium mais aussi au niveau de la connexion de la puce pour pouvoir extraire le courant. Le drain du transistor vertical TMOS est soudé au radiateur du boîtier. Cette connexion n'ajoute pas de résistance mesurable. La source est connectée par des fils d'aluminium posés sur la surface active du transistor (figure 6).

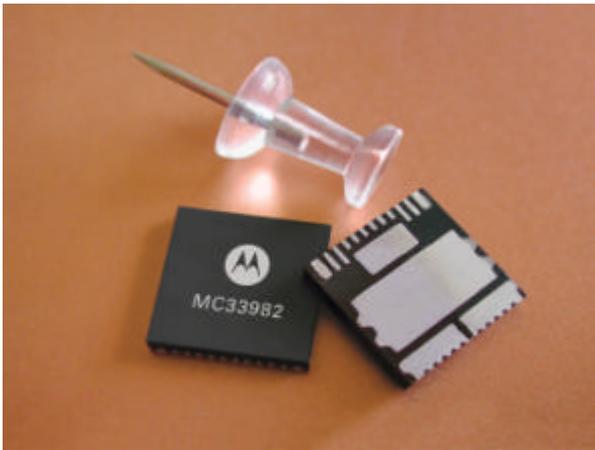


Figure 2: Boîtier PQFN.

Un modèle électrique a été réalisé pour étudier la contribution de chaque élément (silicium, métallisation et fils) et pour estimer la valeur finale de la R_{dson} . Premièrement, une cellule élémentaire représentant une petite partie rectangulaire du transistor est décrite incluant les interconnexions avec le métal (figure 3).

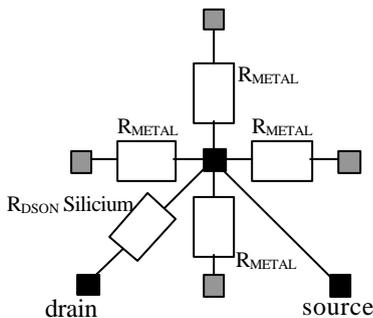


Figure 3: Cellule élémentaire du TMOS.

Un modèle avec 150 éléments a été réalisé pour décrire le transistor avec les effets latéraux du métal et la résistance des fils (figure 4).

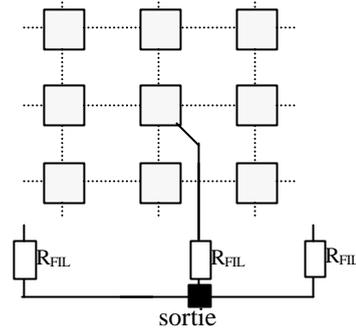


Figure 4: Modèle complet du transistor de puissance.

Une solution optimisée a été obtenue et validée en ajustant ce modèle.

La résistance thermique du boîtier est également un paramètre critique. Des simulations thermiques en transitoire et en continu ont été réalisées pour valider l'approche bi-puce dans un boîtier PQFN. Les puces, les fils, le boîtier, la soudure et la carte ont été décrits précisément dans un logiciel de simulation thermique 3D. La figure 5 montre l'assemblage des deux puces sur leur radiateur.

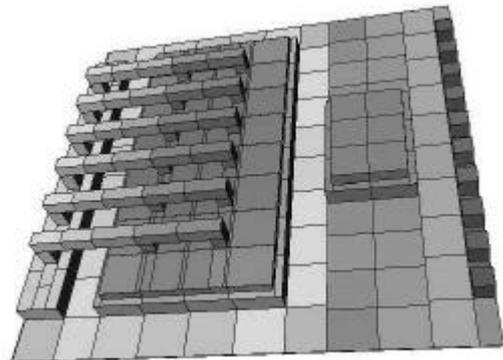


Figure 5: Simulation thermique.
Puissance=5.5W, $DT_{jonction-boîtier}=4degC$.

La simulation donne une résistance thermique entre jonction et boîtier inférieure à 1°C/W. Cette faible valeur permet de dissiper jusqu'à 5W dans certaines applications.

La fiabilité au niveau du joint de soudure de ce boîtier a été également étudiée durant son développement. Des simulations thermomécaniques ont permis d'optimiser sa conception. Des tests cycliques en température ont été réalisés pour sa qualification et pour contrôler la continuité au niveau du joint de soudure. Aucun rejet n'a été enregistré après 2000 cycles entre -40°C et 150°C.

Avec une dimension de 12x12 mm², ce boîtier sans patte aide le concepteur à économiser de la place sur sa carte. Egalement son procédé de fabrication permet de réduire son coût par rapport au boîtier traditionnel.

1.2 Puce de contrôle

Avec la puce de puissance HDTMOS™ nous intégrons une puce SMARTMOS™ de contrôle qui amène « l'intelligence ». La technologie SMARTMOS™, associant la capacité à soutenir la haute tension, à être précis au niveau analogique tout en intégrant de la logique, répond parfaitement aux besoins automobiles [4]. Le produit a les caractéristiques suivantes :

- Protection contre l'inversion de batterie (-16V).
- Protection contre le pulse de load dump (40V).
- Protection contre la déconnexion de masse.
- Protection contre les court-circuits.
- Protection en sur température.
- Détection d'absence de charge.
- Protection contre les sous et sur tension.
- Faible courant de consommation.

Une interface série (SPI) à 3MHz pouvant commander plusieurs produits à la fois permet de réduire le nombre d'entrée/sortie du microcontrôleur. A travers cette interface, le produit peut être configuré pour répondre aux besoins de l'application et aux différentes charges telles que des lampes, des moteurs et des solénoïdes. Cette SPI permet également de transmettre le diagnostic. Le produit présente également des fonctions additionnelles telles qu'un mode de surveillance et un mode de fonctionnement par défaut en cas de perte de contrôle du microcontrôleur, une recopie de courant, une programmation des temps de commutations et du temps de mise en route du produit pour optimisation au niveau des charges.

Une fonction de mise en veille du produit permet de consommer moins de 5µA.



Figure 6: Interrupteur intelligent avec R_{dson} de 2mohm.

2. ELIMINATION DU FUSIBLE ET OPTIMISATION DU CÂBLAGE

Les fusibles sont utilisés dans de nombreuses applications comme élément de sécurité protégeant les composants de la carte des forts courants. Ils doivent être dimensionnés pour supporter à la fois un niveau de courant continu et transitoire suffisant correspondant à la charge.

Les principaux désavantages liés à leur utilisation sont décrites ci-dessous.

- La capacité en courant d'un fusible doit être supérieure au courant continu de la charge. Les fusibles doivent également soutenir les courants transitoires de certaines charges telles que les lampes et les moteurs qui ont au démarrage de forts pics de courant durant quelques ms.
- La valeur de courants des fusibles n'est pas très précise.
- La protection par fusible est destructive.
- La réponse transitoire des fusibles n'est pas très précise et dépendante de la température.
- Le dimensionnement des lignes de métal de la carte et du câblage dépend du choix du fusible.

Une stratégie innovante contre les court-circuits permet d'éliminer les fusibles et de contrôler de façon précise les courants dans la charge.

Les figures 7 et 8 montrent la stratégie retenue. Deux niveaux de détection en courant sont disponibles.

- Un niveau de courant élevé (OCHI) qui protège le produit en cas de court-circuits francs. Sa valeur est ajustable par SPI pour prendre en compte les caractéristiques de la charge et l'énergie à dissiper. En cas de faute, un produit sans protection verrait une augmentation de ses pertes à l'état passant et donc de sa température de jonction. De plus lors de sa mise off, l'énergie inductive plus importante à dissiper augmenterait son stress thermique.

- Un niveau de courant plus faible (OCLO) qui protège le produit en cas de court-circuits résistifs. Ce niveau de courant est également programmable pour répondre aux besoins de la charge. Le contrôle précis de ce niveau permet de protéger de façon efficace la charge, la carte, les fils de câblage et les sorties du transistor.

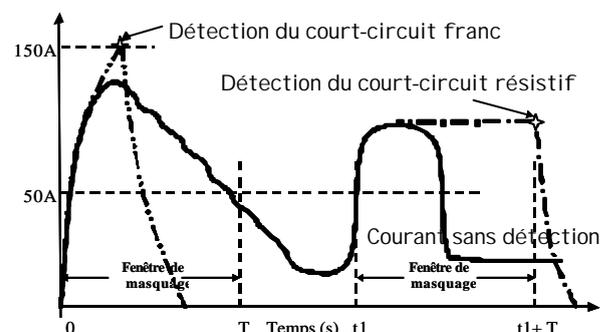


Figure 7: Application typique d'une lampe.

3 RÉSULTATS

Ce chapitre présente les résultats expérimentaux sur les échantillons finaux.

Premièrement, la déviation de la $R_{ds(on)}$ en fonction de la température a été caractérisée (Figure 10). A température ambiante la $R_{ds(on)}$ typique est de 1.7 mohm.

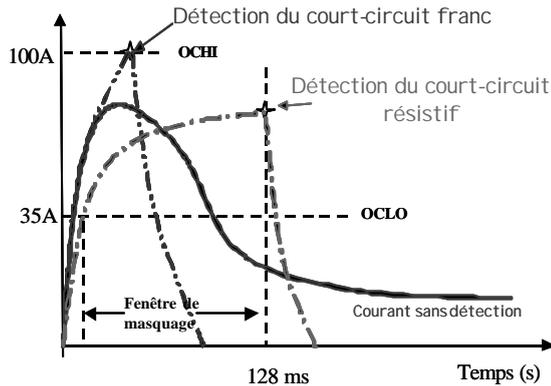


Figure 8: Application typique d'un moteur.

Un temps de masquage configurable permet de mieux contrôler la forme de courant. Ce temps correspond à la durée pendant laquelle le produit supporte un courant supérieur à la valeur OCLO. Il permet au produit d'accepter des transitoires et de ne pas limiter le courant lors de démarrage d'un moteur ou de l'allumage d'une lampe. Il a également pour but de filtrer les faibles sur-intensités. Dans tous les cas si la valeur de courant excède le niveau OCLO après ce temps, le produit est automatiquement mis à l'état 'off'.

Cette gestion du courant permet une protection non destructive du système. Après la mise 'off' de l'interrupteur de puissance, le microcontrôleur peut décider de le remettre 'on' sans aucun dommage pour celui-ci. De plus grâce à ce système, la taille des fils de câblage peut être optimisée ainsi que des composants de l'application tels que la diode zéner de protection, et d'autres composants de puissance.

La figure 9 résume les valeurs OCHI (100 A et 150 A avec une précision de 16%) et OCLO (8 niveaux de 15 A à 50 A avec 16% de précision) et quatre valeurs de fenêtre de masquage (de 150 μ s à 150 ms avec une précision de 30 %).

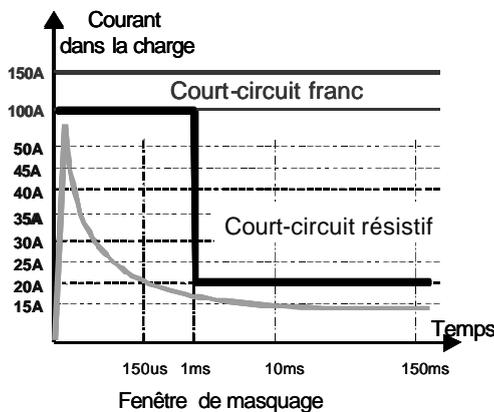


Figure 9: Configuration des protections contre les court-circuits.

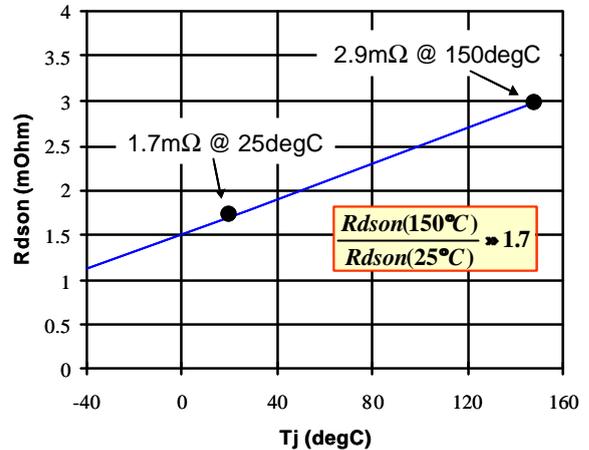


Figure 10: Variation de la $R_{ds(on)}$ en fonction de la température.

La stratégie de protection contre les court-circuits a été validée. La figure suivante présente un court-circuit sévère. Quand le courant atteint la valeur de OCHI (150A) le produit est coupé et la faute est reportée sur la broche de statut.

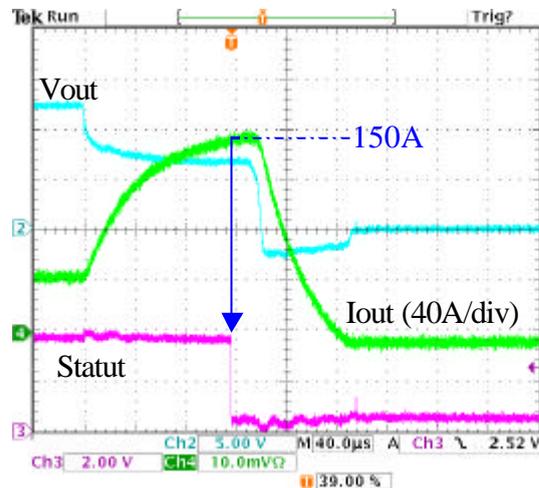


Figure 11: Court circuit sévère avec protection à 150A.

La figure suivante (figure 12) présente un court-circuit résistif avec la protection en courant (OCLO) à 15A. Après un temps de masquage de 150ms, programmé par SPI, l'interrupteur s'ouvre et la faute est reportée.

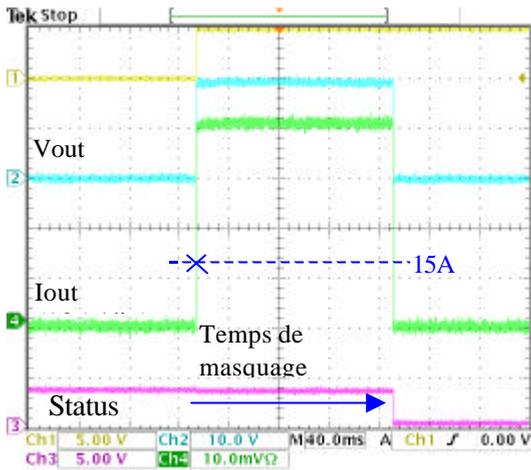


Figure 12: Court-circuit avec détection à 15A.

4 CONCLUSION

Cet article présente une solution améliorant la gestion de la puissance dans l'automobile. Le concept multi-puce associé à un boîtier PQFN conduit au premier interrupteur de puissance intelligent ayant une résistance à l'état passant de 2mohm, pouvant commuter des courants jusqu'à 50A continus.

Sa configuration à travers une interface SPI augmente sa flexibilité pour commander des lampes, des moteurs et des solénoïdes. Ses multiples protections et son diagnostic complet sont aussi des attributs clés de ce composant. Le nouveau boîtier fournit une faible résistance thermique, une très bonne fiabilité et un coût plus faible.

Les premiers résultats expérimentaux ont montré d'excellents résultats.

Cette solution peut être réutilisée pour des applications nécessitant des double ou quadruple interrupteurs avec des options telles qu'une capacité à fonctionner à plus haute fréquence (60kHz).

La suppression des fusibles, l'optimisation du câblage et la réduction des cartes électroniques sont à présent possibles. De plus, cette plate-forme répond aux spécificités des futures applications automobiles appelées X- par fil.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] "Utilisation de relais statiques hybrides en remplacement de relais mécaniques dans l'automobile", EPF, 17 décembre 1996.
- [2] "Power QFN", Motorola Application Note AN2467.
- [3] Laurent Guillot, Pierre Turpin, Marc Cousineau, Philippe Dupuy, "Replacement of Relays in the Automobile", Journées Electrotechnique du club EEA, Amiens, 12-13 mars 2003.
- [4] Françoise Vareilhias, Philippe Mounier, "Automotive SmartMOS™ technology Trends", Power Conversion Intelligent Motion (PCIM), Nuremberg, 22-24 juin 1999.

L'APPLICATION ALTERNO-DÉMARREUR ET LA MESURE DE COURANT

Luc COLOMBEL,
Business Development Manager, LEM

La réduction de la consommation de carburant nécessite l'utilisation de nouvelles technologies et systèmes dans les voitures ce qui a créé de nouveaux défis pour l'ensemble de l'industrie automobile. La plus importante certainement est l'Alternateur-Démarrateur souvent nommé ISG pour Integrated Starter Generator qui modifiera profondément l'architecture électrique et permettra l'exploitation d'autres systèmes électriques tels que par exemple le «camless». Ici, nous allons regarder les techniques utilisées dans un tel système ainsi que les technologies utilisées pour mesurer le courant.

L'ISG permet d'avoir du 42V embarqué tout en fournissant des tensions pouvant atteindre 600V dans le cas des véhicules hybrides. L'ISG permet entre autre de s'adapter facilement à l'augmentation de la puissance électrique consommée et d'avoir un rendement global excellent de plus de 84%. De plus, il permet de réduire les émissions nocives lors des démarrages à froid, de récupérer de l'énergie lors des

freinages et enfin d'avoir un mode Start & Stop grâce à la possibilité de redémarrer rapidement (250ms) en silence.

La mesure de courant pour les ISG

De façon très simpliste, on peut dire qu'un ISG comprend :

- Une machine tournante, en fait un moteur triphasé,
- Un convertisseur AC/DC pour redresser la tension alternative générée par la machine tournante
- Un convertisseur DC/DC pour obtenir les tensions de service voulues
- Une électronique de commande assurant le pilotage de l'ensemble
- Un système de gestion d'énergie qui peut être fourni avec l'ISG ou non.

Le schéma de la figure 1 ci-dessous représente un système complet.

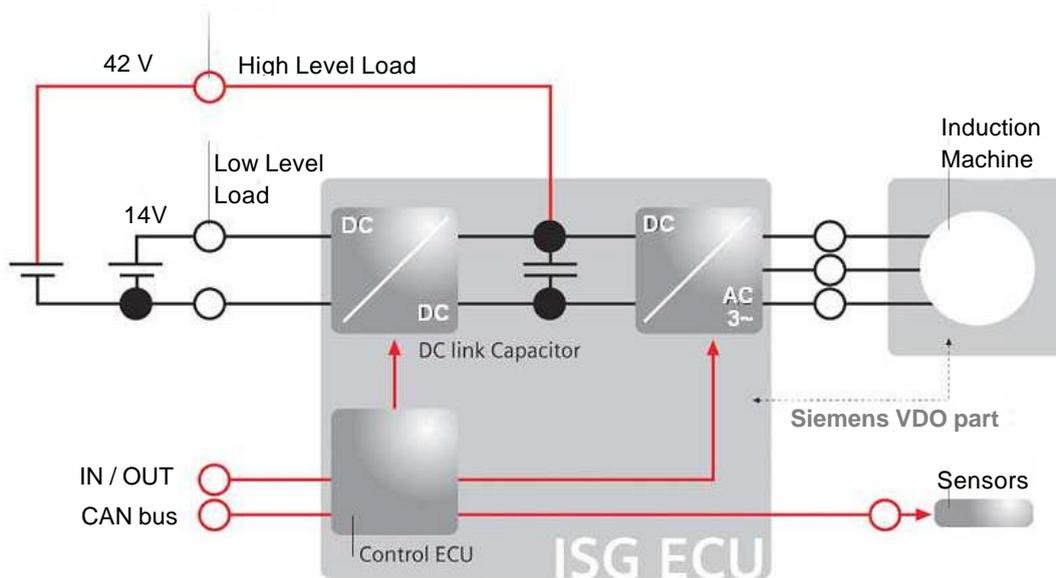


Figure 1 : Schématique d'un ISG (source SIEMENS VDO)

Le convertisseur AC/DC est bidirectionnel et doit fournir une puissance continue de 4 à 15 kW avec des pointes de puissance jusqu'à 30 kW (mode booster). Pour des raisons économiques, la solution la

plus utilisée est celle du pont triphasé (figure 2). Le pilotage de la tension de sortie se fait par la méthode du PWM (Pulse-Width Modulation).

Le courant dépend du mode de fonctionnement utilisé. En mode « générateur », pour un ISG de 15kW, le courant est de 150 Arms, voire 225 Arms en phase booster. En cas de démarrage à froid, le courant peut atteindre plus de 400 Arms.

Comme pour un variateur de vitesse industrielle, les performances du convertisseur sont fortement liées à celles de la mesure de courant que ce soit d'un point de vue technique, process ou économique. Les paramètres importants pour cette mesure de courant sont dans l'ordre:

- La bande passante et le temps de réponse.
- Le rapport dimension mécanique / courant crête mesuré. Ce paramètre est primordial dans l'industrie automobile car le manque

de place est chronique et les courants à mesurer sont très importants. Pour un courant efficace (rms) de 400A, il faut mesurer un courant pic de 1300 A crête.

- Une alimentation 5V et surtout une faible consommation
- Une isolation galvanique avec une très faible valeur capacitive de couplage entre primaire et secondaire.
- Une bonne précision dans la gamme de température (-40 à 125°C).
- Un offset global limité dans la gamme de mesure.
- La facilité d'utilisation lors du process industriel et un faible coût.

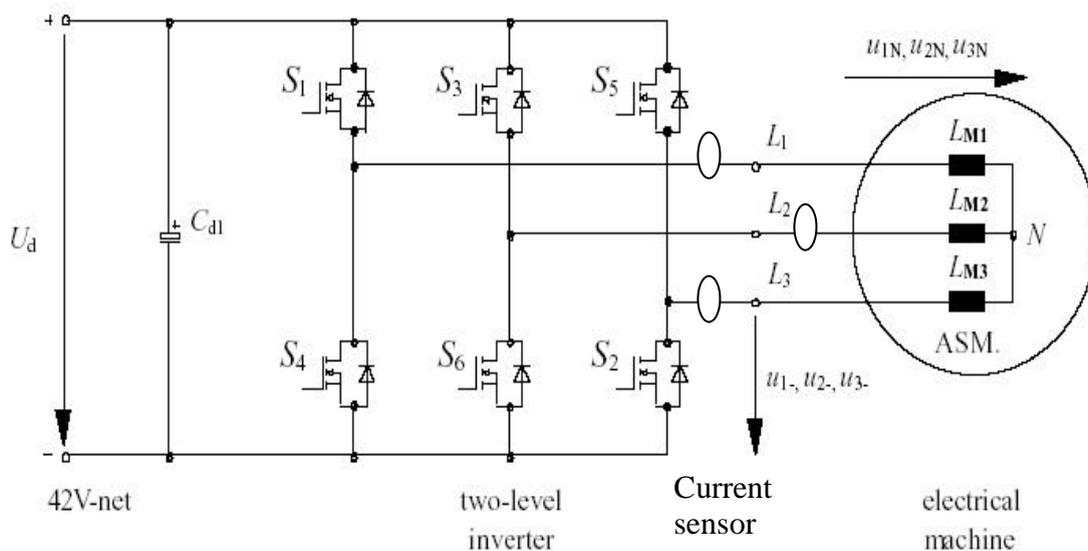


Figure 2 : Convertisseur AC/DC type avec le réseau 42V et la machine tournante.

Dans de nombreux cas, le client souhaite en plus du 42 Vdc, d'une alimentation 12 Vdc, voire de plusieurs alimentations, par exemple du 5Vdc, ou du 110 ou 220 Vac.

Pour des raisons de facilités de filtrage, et donc de coût et de volume, le convertisseur DC/DC triphasé est souvent retenu. Souvent le fabricant d'ISG fait une mesure de courant ce qui permet d'optimiser le rendement global.

Quand cette mesure est retenue, elle se fait juste en tête de la self et doit être la plus rapide possible, de 1 à 3 µs max.

Si le constructeur veut fournir une alimentation « secteur », (110 V 60 Hz ou 220 V 50 Hz), un convertisseur DC/AC est également utilisé.

La mesure du courant de batterie est indispensable pour optimiser la charge et la décharge de la batterie. La seule solution est de mesurer le courant de charge et de décharge en tenant compte d'un certain nombre de paramètres extérieurs. Dans ce cas, les paramètres essentiels sont par ordre d'importance:

- Le courant d'offset dans la gamme de température car les courants mesurés sont majoritairement faibles.
- La bande passante qui est très faible
- Le protocole de communication entre le capteur et le calculateur qui peut se trouver à plusieurs mètres.
- Le packaging du capteur qui est souvent sur le câble batterie
- Supporter le courant de démarrage même si sa mesure n'est pas toujours nécessaire.

Les solutions pour la mesure de courant.

Le principe du capteur Hall à boucle ouverte peut permettre de répondre à toutes ses contraintes. Avec une technologie Hall rapide intégrant un ASIC, un circuit magnétique optimisé et un design mécanique excellent, on peut obtenir les caractéristiques suivantes:

Temps de réponse de 1 à 10 μ s
Bande passante jusqu'à 30 kHz
Alimentation unipolaire 5V

Sortie ratiométrique
Très bon ratio courant pic/ taille

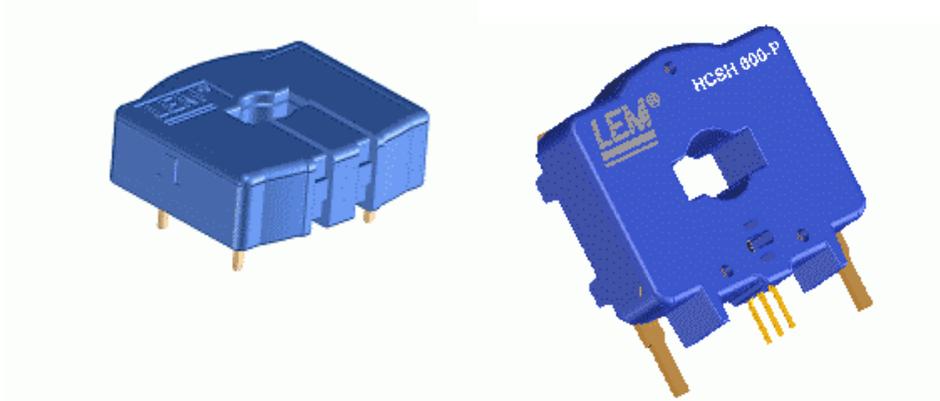


Figure 3 : A gauche HC2 (200Apk, 22x20.7x8.6 mm) et à droite HC6 (1500Apk, 29x28x10 mm)

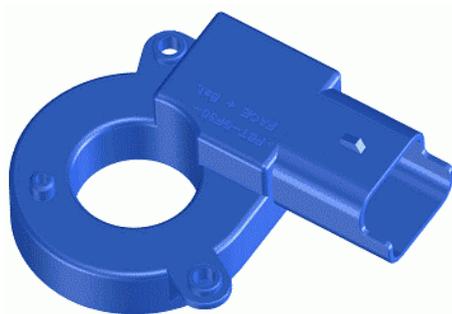


Figure 4 : Capteur HAB

LEM propose différentes solutions pour la mesure du courant batterie dont certaines intègrent la mesure de tension, de température et le software spécifique à chaque client.

Dans la version la plus économique, la solution consiste en un capteur Hall où l'offset est extrêmement réduit grâce à l'optimisation des composants, ASIC, circuit magnétique et packaging. Dans le pire cas, dans la gamme de température et pour un courant maximal de 100A, cet offset est de 100 à 300mA. Ceci répond parfaitement au premier critère de sélection mentionné précédemment. Afin de répondre à la contrainte de la distance entre le capteur et le calculateur, la famille de capteur HAB propose une sortie PWM, ou tension.

Conclusion

La fonction alerno-démarrreur qui est au cœur de l'ensemble des développements à venir dans l'automobile est une fonction où la mesure de courant est prépondérante dans les performances finales. Même

si différentes solutions sont nécessaires pour répondre à l'ensemble des demandes, la technologie de capteur de courant à effet Hall permet, grâce à des ASIC spécifiques dédiés à chaque application, de répondre parfaitement à ce marché.

L'ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE ET LE VÉHICULE DE DEMAIN; OPTIMISATION D'UN CONVERTISSEUR 42V-14V SOUS DES CONTRAINTES D'ENCOMBREMENT, DE RENDEMENT, DE COMPATIBILITÉ ÉLECTROMAGNÉTIQUE ET THERMIQUE

C.Larouci, J.P.Didier, M.Selvez, S.Prado, R.Couturier, E.Ohayone, X.Retailleaux

Laboratoire Commande et Systèmes

Ecole Supérieure des Techniques Aéronautiques et de Construction Automobile (ESTACA)

34-36, rue Victor Hugo, 92 300 Levallois Perret, France ;E-mail : clarouci@estaca.fr

Résumé : Cet article propose une démarche d'optimisation de l'encombrement d'un convertisseur 42V-14V sous des contraintes de rendement, de compatibilité électromagnétique (CEM) et thermiques. Ce convertisseur est dédié au domaine de l'automobile pour gérer les échanges d'énergies entre deux batteries de tensions différentes. Dans ce contexte, nous allons développer des modèles analytiques pour tenir compte des principaux aspects liés à la conception du convertisseur. L'objectif est de déterminer le meilleur compromis entre le volume de la structure, son rendement, le respect des normes CEM et des contraintes thermiques.

Le texte ci-dessous est associé à la conférence tenue par M. LAROUCI au congrès « PROPELEC » le 20 mars 2003, à Aix en Provence.

1. INTRODUCTION

Actuellement, la conception avec optimisation des équipements et des processus industriels devient un enjeu important dans les entreprises car les contraintes et les normes à respecter sont de plus en plus sévères. Face à ces enjeux, les constructeurs font appel à l'électronique de puissance pour apporter des solutions souples et efficaces. Dans le domaine de l'automobile en particulier, l'électrification des options existantes ou l'introduction de nouvelles options augmente la consommation électrique au bord du véhicule [1], [2], [3], [4]. Cette montée en puissance justifie l'introduction des convertisseurs statiques commandés [5]. Une meilleure intégration de ces convertisseurs nécessite l'optimisation de leur encombrement, d'assurer un bon rendement, de maîtriser les perturbations émises et les échauffements des composants [6]. C'est dans ce contexte que nous présentons une démarche d'optimisation sous contraintes d'un convertisseur 42V-14V pour l'automobile.

2. STRUCTURE DU CONVERTISSEUR 42V-14V

La structure à choisir doit réaliser la conversion continu-continu entre deux batteries l'une 42V et l'autre 14V. Elle doit être bidirectionnelle afin de transférer l'énergie dans les deux sens. Pour répondre à ces besoins, nous proposons un convertisseur synchrone (figure 1) [7], [8], qui est la combinaison d'un hacheur série et d'un hacheur parallèle [9]. Le premier, dit abaisseur, permet de transférer l'énergie du réseau 42V vers le réseau 14V. Tandis que le deuxième, dit élévateur, réalise le transfert inverse.

Pour limiter les perturbations en haute fréquence, des filtres CEM sont utilisés à l'entrée et à la sortie du convertisseur.

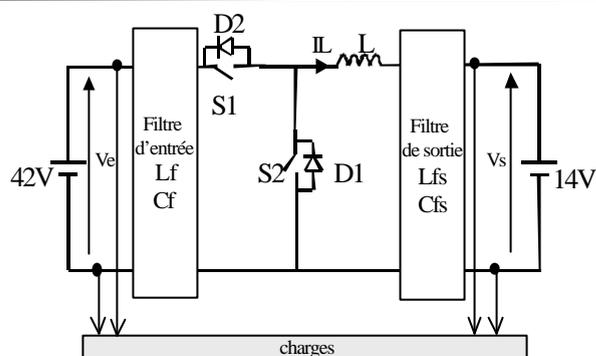


Figure 1 : La structure hacheur synchrone

Cette structure est bien adaptée pour un fonctionnement en faible tension, car elle offre l'avantage d'un bon rendement à des niveaux de puissance élevés

Du point de vue de la démarche d'optimisation, le hacheur synchrone est caractérisé par une disparité des phénomènes physiques régissant son fonctionnement. Ainsi, il regroupe la plupart des aspects qui intéressent le concepteur des convertisseurs actuels (encombrement, thermique, électrique et commande). L'objectif du premier aspect est d'avoir un encombrement le plus faible possible afin de pouvoir loger facilement le convertisseur sous le capot du véhicule. L'aspect thermique consiste à contrôler l'état d'échauffement des différents composants afin d'augmenter leur fiabilité. Les aspects commande et électrique s'intéressent au pilotage des semiconducteurs, à la régulation des tensions d'entrée et de sortie, au rendement de la chaîne de traction, aux ondulations des grandeurs électriques et aux performances en haute fréquence (CEM).

Pour tenir compte de ces différents phénomènes dans la démarche d'optimisation envisagée, nous avons développé des modèles analytiques pour chaque aspect. Ces modèles sont détaillés dans les paragraphes suivants.

3.1 Modèle analytique de la commande

Le fonctionnement du convertisseur choisi consiste à commander l'interrupteur S1 à l'amorçage et au blocage dans le sens abaisseur. Pendant cette phase, l'interrupteur S2 est maintenu ouvert. Inversement, dans le sens élévateur, c'est l'interrupteur S1 qui est maintenu ouvert alors que S2 est piloté à l'amorçage et au blocage.

Les figures 2 et 3 présentent les variations des tensions d'entrée et de sortie simulées avec le logiciel Pspice.

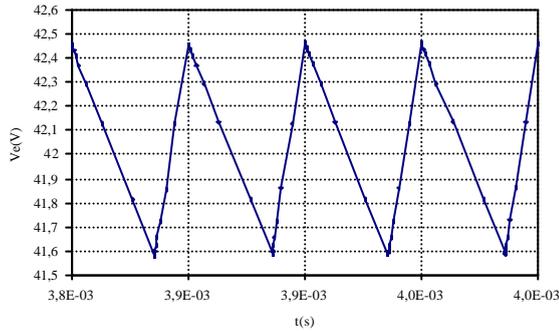


Figure 2 : Tension côté 42V

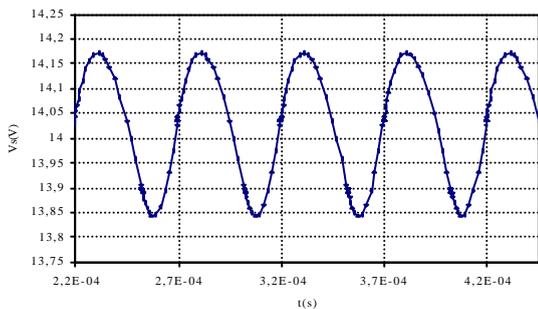


Figure 3 : Tension côté 14V

Nous constatons que ces tensions oscillent autour des valeurs prévues (42V et 14V) avec une ondulation pratiquement égale à 2%.

3.2 Modèle analytique du bruit différentiel

Faisant l'hypothèse que le filtre du mode commun influe peu sur le volume total de la structure, nous allons nous intéresser au bruit différentiel seulement. Dans un premier temps, nous cherchons à estimer le spectre du courant dans l'interrupteur S1. Ce spectre va nous servir de générateur du mode différentiel utilisé dans le calcul du spectre CEM.

A partir de la forme du courant dans l'interrupteur S1, nous déduisons que sa transformée de Laplace s'exprime comme suit:

$$I_h(p) = \frac{1}{p} \left(-A \cdot t_f \cdot e^{-p \cdot t_f} + \left(\frac{A}{p} + I_{min} \right) \left(1 - e^{-p \cdot t_f} \right) \right) \cdot e^{-p \cdot t_i}$$

I_{min} : est la valeur minimale du courant dans l'interrupteur.

A : étant la pente des variations de ce courant.

p : est l'opérateur de Laplace.

t_i , t_f : sont l'instant d'amorçage et la durée de conduction de l'interrupteur S1.

L'amplitude (I_{hn}) de l'harmonique de rang n (figure 4) est déduite de $I_h(p)$, comme suit : $I_{hn} = 2 \cdot F_d \cdot |I_h(p)|$,

F_d étant la fréquence de découpage.

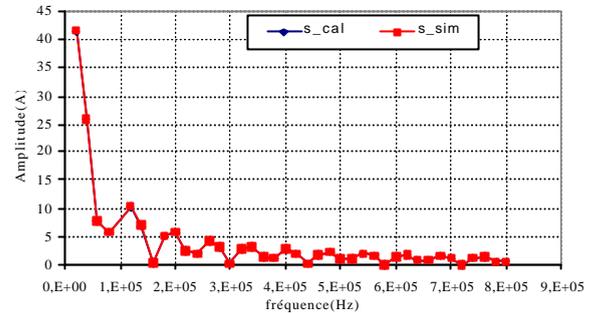


Figure 4 : Spectre du courant dans l'interrupteur S1, calculé analytiquement et simulé

D'après la figure 4 ci-dessus, nous constatons que le spectre du courant dans l'interrupteur S1 est bien estimé (écart maximal entre simulation sous Pspice et calcul analytique 3%).

Ce spectre est maintenant utilisé comme une source de perturbation du mode différentiel.

La figure 5 illustre un exemple d'estimation du spectre CEM comparé à la simulation Pspice avec les paramètres suivants : $L_f=0.5mH$, $C_f=20\mu F$, $L=1mH$, $C=80\mu F$, $F_d=20kHz$.

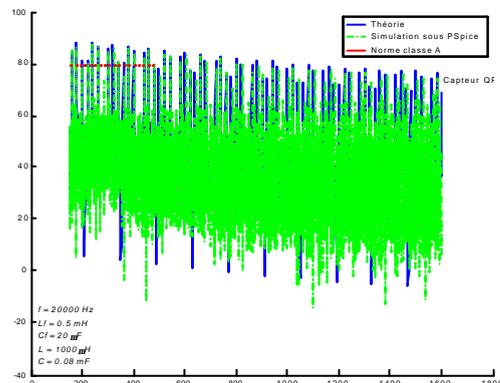


Figure 5 : Spectre CEM calculé et simulé

Notons que le spectre CEM est estimé avec un écart maximal de 3% ce qui valide ce modèle.

3.3 Modèle analytique des contraintes en courant

A partir des formes d'ondes du courant dans l'inductance L , nous déduisons que les valeurs maximale (I_{Lmax}) et efficace (I_{Leff}) de ce courant s'expriment comme suit :

$$I_{Lmax} = \frac{P_s}{V_s} + \alpha \cdot (1 - \alpha) \cdot \frac{V_e}{2 \cdot L \cdot F_d} \quad (1)$$

$$I_{Leff} = \sqrt{I_{Seff}^2 + I_{Deff}^2}$$

P_s : est la puissance désirée en sortie.

I_{Seff} et I_{Deff} : sont les courants efficaces dans l'interrupteur S1 et dans la diode D1.

$$I_{Seff} = \sqrt{\left[\frac{(1-\alpha) \cdot V_e}{L \cdot F_d} \right]^2 \cdot \frac{\alpha I^3}{3} + \alpha I \cdot \frac{(1-\alpha) \cdot V_e}{L \cdot F_d} \cdot I_{Lmin} + I_{Lmin} \cdot \alpha I}$$

$$I_{Deff} = \sqrt{\frac{1}{3} \cdot \left(\frac{\alpha I V_e}{L \cdot F_d} \right)^2 \cdot (1-\alpha)^3 + \frac{\alpha I V_e}{L \cdot F_d} \cdot (1-\alpha)^2 \cdot I_{Lmax} + (1-\alpha) \cdot I_{Lmax}^2}$$

I_{Lmin} désigne la valeur minimale du courant dans l'inductance L.

Nous superposons sur les figures 6 et 7 les valeurs maximales et efficaces du courant I_L calculées et simulées pour $L = 0.1mH$.

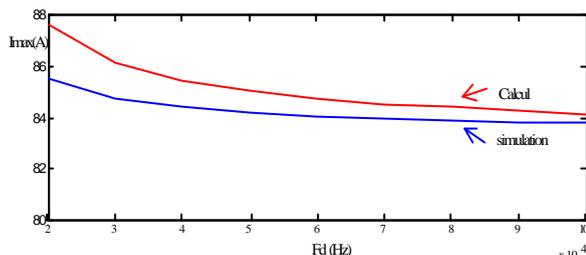


Figure 6 : Contraintes maximales en courant, calculées analytiquement et simulées

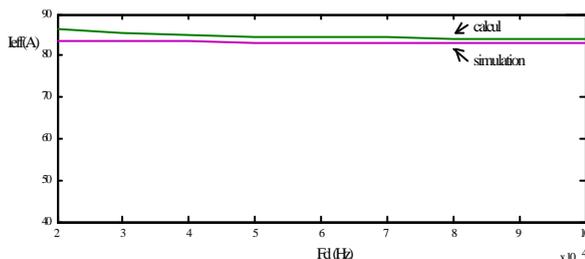


Figure 7 : Contraintes efficaces en courant, calculées analytiquement et simulées

Notons que les contraintes maximales sont estimées avec un écart de 3.5 %. Tandis que l'écart sur l'estimation des contraintes efficaces est de 2%.

3.4 Modèles des volumes

Le volume des éléments bobinés est lié au produit de la fenêtre effective du circuit magnétique par la surface de bobinage. Cette démarche de dimensionnement consiste à lier des paramètres géométriques et technologiques aux grandeurs électriques.

Par ailleurs, les volumes des condensateurs et des radiateurs sont estimés à partir des données des fabricants.

3.4.1. Volume de l'inductance L

Connaissant la valeur maximale du courant traversant le bobinage de l'inductance L, la surface effective du noyau magnétique S_f s'exprime comme suit :

$$S_f = \frac{L \cdot I_{Lmax}}{B_{max} \cdot n} \quad (2)$$

B_{max} : est l'induction maximale du noyau magnétique.

n : est le nombre de spires du bobinage.

La surface S_b de la fenêtre nécessaire au bobinage est donnée par :

$$S_b = K_b \cdot n \cdot S_c \quad (3)$$

K_b : étant un coefficient géométrique qui tient compte de la section nécessaire au bobinage, y compris l'isolation, et la section utile S_c d'un conducteur.

En introduisant la densité de courant J (comme une grandeur technologique) nous trouvons une expression relative à la partie bobinage (4).

$$S_b = K_b \cdot n \cdot \frac{I_{Leff}}{J} \quad (4)$$

Le volume V_L de l'inductance est lié au produit de la section effective par la surface de bobinage (5).

$$V_L = K_{vl} \cdot \left[K_b \cdot \frac{L \cdot I_{Lmax} \cdot I_{Leff}}{B_{max} \cdot J} \right]^3 \quad (5)$$

K_{vl} : étant un coefficient géométrique représentatif de la forme du circuit magnétique. Ce coefficient est sensiblement constant, indépendant de la taille et caractérise une forme géométrique [10].

Remarque : le même principe est utilisé pour calculer le volume de l'inductance du filtre d'entrée.

3.4.2 Volume des condensateurs

A partir des données de constructeurs, le volume V_C (en mm^3) de la capacité C (en μF) est estimé pour la tension utile $V = 42V$ par :

$$V_C = 5 \cdot 10^3 \cdot C^4 - 1.4 \cdot 10^2 \cdot C^3 + 1.3 \cdot 10^0 \cdot C^2 - 3.4 \cdot 10^7 \cdot C + 34 \cdot 10^4$$

3.4.3 Volume des radiateurs

Pour une technologie donnée, le volume du radiateur peut être estimé analytiquement à partir des données de constructeur [11] (figure 8).

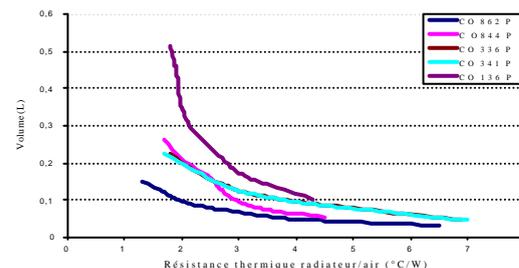


Figure 8 : Variations du volume du radiateur en fonction de sa résistance thermique

Disposant, maintenant, des modèles analytiques de volumes, nous pouvons construire une fonction objectif somme des volumes. Le but de l'algorithme d'optimisation est de minimiser cette fonction objectif sous les contraintes CEM et thermique. Alors que minimiser un volume revient à augmenter la fréquence de découpage et par conséquent augmenter les pertes et les températures des semiconducteurs, d'où la nécessité d'introduire des contraintes sur les pertes et sur les températures.

3.5 Modèles des pertes

Afin de prendre en compte les pertes, nous avons décrit les différentes formules estimant les pertes dans les semiconducteurs et dans les condensateurs.

3.5.1 Pertes par conduction

Les pertes par conduction dans les semiconducteurs sont estimées en se basant sur un modèle linéaire présenté sur la figure 9 ci-dessous.

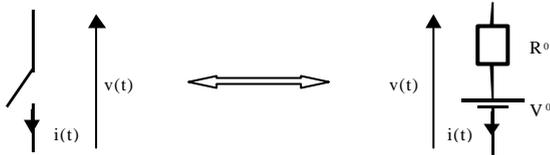


Figure 9 : Un semiconducteur à l'état passant

R_o , V_o étant la résistance dynamique et la tension de seuil du semiconducteur. Ainsi les pertes par conduction s'expriment comme suit :

$$P_{cond} = V_o \cdot I_{moy} + R_o \cdot I_{eff}^2 \quad (6)$$

I_{moy} et I_{eff} sont les courants moyen et efficace dans le semiconducteur.

3.5.2 Pertes par commutation

Pour estimer les pertes par commutation, nous allons nous baser sur un modèle tenant compte des principaux phénomènes de commutation dans une cellule élémentaire Mosfet-Diode (figure 10).

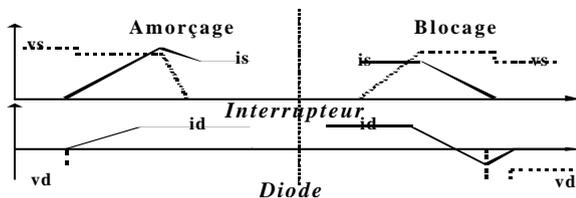


Figure 10 : Formes d'ondes en commutation

3.5.2.1 Pertes par commutation de l'interrupteur

A partir des formes d'ondes présentées sur la figure 10, nous déduisons que les pertes dissipées à l'amorçage (P_{a_s}) et au blocage (P_{b_s}) de l'interrupteur s'expriment comme suit :

$$P_{a_s} = \frac{1}{2} \cdot V_{smax} \cdot (I_{smax} + I_{RM}) \cdot T_{on} \cdot F_d \quad (7)$$

$$P_{b_s} = \frac{1}{2} \cdot V_{smax} \cdot I_{smax} \cdot T_{off} \cdot F_d \quad (8)$$

V_{smax} et I_{smax} : les valeurs maximales de la tension et du courant dans l'interrupteur. I_{RM} : le courant de recouvrement de la diode. T_{on} et T_{off} : les durées de commutation à l'amorçage et au blocage.

3.5.2.2 Pertes par commutation de la diode

Les pertes dissipées à l'amorçage de la diode sont négligées. Tandis que les pertes au blocage s'expriment comme suit :

$$P_{b_D} = \frac{1}{2} \cdot V_{dmax} \cdot I_{RM} \cdot T_{offd} \cdot F_d \quad (9)$$

V_{dmax} : la tension maximale aux bornes de la diode.

T_{offd} : la durée de commutation au blocage de la diode.

3.5.3 Pertes dans les condensateurs

Pour estimer les pertes dans les condensateurs, un modèle simplifié basé sur la résistance série équivalente ($Resr$) est utilisé (10).

$$PC = Resr \cdot I_{Ceff}^2 \quad (10)$$

I_{Ceff} : est la valeur efficace du courant dans le condensateur.

Disposant des formules évaluant les pertes dans les semiconducteurs et dans les condensateurs, nous définissons les pertes totales (somme des pertes) comme une contrainte. L'objectif est de réduire ces pertes en minimisant la fonction objectif (Volume total) et en respectant les contraintes CEM et thermique.

3.6 Modèle thermique des semiconducteurs

Un semiconducteur associé à un radiateur peut être modélisé par une source de pertes (P_{sc}) et par des résistances thermiques : jonction-case ($R_{th_{jc}}$), case-radiateur ($R_{th_{cr}}$) et radiateur-air ($R_{th_{ra}}$) comme le montre la figure 11.

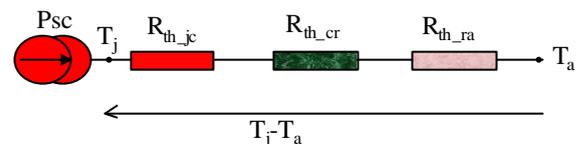


Figure 11 : Modèle thermique d'un semiconducteur

A partir de ce modèle, nous déduisons que la température de jonction s'exprime comme suit :

$$T_j = T_a + (R_{th_{jc}} + R_{th_{cr}} + R_{th_{ra}}) \cdot P_{sc} \quad (11)$$

T_a est la température de l'air ambiant.

Dans la procédure d'optimisation, nous contraignons la température de jonction à ce qu'elle soit inférieure à la température de jonction maximale T_{jmax} spécifiée par le constructeur afin d'assurer aux semiconducteurs de bonnes conditions de fonctionnement.

4. RESULTATS DE L'OPTIMISATION

Cette démarche d'optimisation est réalisée à l'aide du logiciel Matlab 'optimization toolbox' [12].

Nous cherchons à optimiser le volume en respectant la contrainte du spectre différentiel (norme ISM EN 55011, classe A) en minimisant les pertes dans les semiconducteurs et dans les condensateurs (rendement $\geq 0,9$) et en contraignant les températures de jonction des semiconducteurs $T_j \leq 150^\circ C$.

Les principaux résultats de l'optimisation obtenus sont présentés dans le tableau suivant :

Paramètres	Valeurs
Lf (mH)	0.2
Cf(mF)	1.95
L(mH)	0.012
C(mF)	2
Fd(Hz)	20000
Volume total (L)	0.43
Rendement	0.9
R _{th_ra_interrup} (°C/W)	4.6
R _{th_ra_diode} (°C/W)	3.3
T _j de l'interrupteur (°C)	150
T _j de la diode (°C)	150

Tableau 1 : Résultats de l'optimisation

D'après ces résultats, nous constatons que les contraintes de rendement et thermique sont respectées ainsi que la norme CEM en vigueur (figure 12).

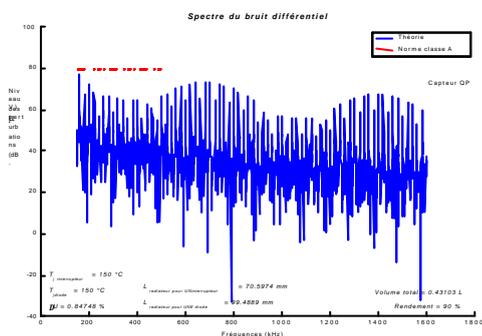


Figure 12 : Spectre CEM comparée à la norme

La figure ci-dessous présente la répartition des différents volumes.

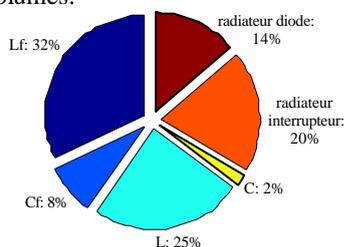


Figure 13 : Répartition des volumes

Nous remarquons que le volume dominant est celui des inductances (67% du volume total).

La répartition des pertes (figure 14) montre que la part la plus importante est dissipée dans les semiconducteurs.

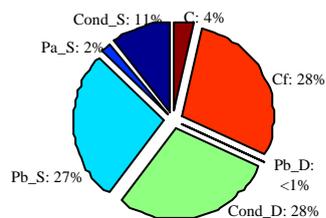


Figure 14 : Répartition des pertes

5. CONCLUSION

La démarche présentée dans cet article nous a permis d'optimiser un convertisseur 42V-14V pour les échanges d'énergie entre deux réseaux de batteries. Les

contraintes imposées sont : la minimisation de l'encombrement, le respect des normes CEM, la minimisation des pertes dans les semiconducteurs et dans les condensateurs et la limitation des températures de jonction des semiconducteurs.

Nous avons montré que le volume des éléments passifs représente 67% du volume total. Par ailleurs, 69% des pertes dissipées sont de type semiconductrices. Ainsi, il est important de donner un intérêt particulier à ces composants lors de la conception du convertisseur. En effet, les modèles des volumes et des pertes sont directement liés à des grandeurs technologiques telles que les caractéristiques techniques des circuits magnétiques et des semiconducteurs, ainsi il peut y avoir une importante démarche d'optimisation de la part des fabricants.

Les travaux se poursuivent actuellement pour prendre en compte les pertes cuivre [13] et les pertes fer [14] dans les inductances, la modélisation de l'aspect thermique des éléments passifs et le développement d'un outil d'optimisation spécifique.

6. REFERENCES

- [1] F.Bardin et autres «SIVTHEC, a research program to evaluate high power batteries ageing in actual use», EVS17 October 2000, Montréal.
- [2] F.Bardin, B.Jeanneret, F.Harel, R.Trigui «Véhicules hybrides», INRETS LTE, Prop-Elec' 2000, La Rochelle.
- [3] J.G.Kassakian «Automotive electrical system, the power electronics market the future», IEEE APEC'00.
- [4] M. Hasebe, Aisin AW Co Ltd «Highly Efficient Electric Vehicle Drive System», EVS 13, Japan, vol.11,p.S62-568.
- [5] J.M.Christini «Design of DC-DC converters for 42V automotive applications» Ansoft corporation Pittsburgh http://www.ansoft.com/EMWorkshop/Design_of_DC_DC_Converters_for_42V_Automotive_Apps.pdf
- [6] C.Larouci, J.P.Ferrieux, L.Gerbaud, J.Roudet, J.P.Keradec «Volume Optimization of a PFC Flyback Structure Under Electromagnetic Compatibility, Loss and Temperature Constraints», IEEE PESC'02, June 2002, Australia, P.CDROM.
- [7] Mohan, Underland, Robbins «Power electronics converters, applications and design», 2^{ème} édition, Wiley, 1995.
- [8] Kislovski, Redl, Sokal «Dynamic analysis of switching mode DC-DC converter», Van Nostrand Reinhold, 1991.
- [9] H.Foch, R.Arches, F.Bordry « Electronique de puissance », les techniques de l'ingénieurs.
- [10] J.P.Ferrieux, F.Forest «Alimentations à découpage, convertisseurs à résonance: principes-composants-modélisation», 3^{ème} édition Dunod, 1999.
- [11] www.seem-semrac.fr/ktp_acro/dismid.pdf
- [12] www.mathworks.com, optimization toolbox.
- [13] C.Larouci, J.P.Keradec, J.P.Ferrieux, L.Gerbaud, J.Roudet «Copper losses of Flyback transformer : Search for analytical expressions», IEEE CEFC'02, June, 16-19, Italie, P.CDROM.
- [14] C.Larouci, JP.Ferrieux, L.Gerbaud, J.Roudet «Experimental evaluation of the core losses in the magnetic components used in PFC converters», IEEE APEC'02, Mars,10-14, 2002, Texas, P.CDROM.

LA MOTORISATION DE VÉHICULE ÉLECTRIQUE : ÉTUDE DU MOTEUR, DE SON ALIMENTATION ET DE SA COMMANDE

Gérard CHAMPENOIS

LAI Laboratoire d'Automatique et d'Informatique Industrielle
40, Av. du Recteur Pineau, 86 022 POITIERS CEDEX

Résumé : Cet article présente la motorisation d'un véhicule tout électrique qui a été conçu dans le cadre d'un programme régional de Poitou – Charentes (VEDELIC). Le moteur est une machine synchrone à aimants, autopilotée, alimentée par un onduleur à IGBT. L'article aborde la modélisation et la stratégie d'autopilotage de la machine et la commande de l'onduleur pour optimiser la tension de la batterie. Un calcul simplifié des pertes dans l'onduleur est détaillé. L'étude s'appuie sur des résultats expérimentaux des différentes parties.

1. PRÉSENTATION GÉNÉRALE

1.1. Le programme 106 VEDELIC

Initié par la Région Poitou-Charentes, ce programme avait réuni des partenaires régionaux impliqués de longue date dans la voiture électrique : le groupe Heuliez, Saft, Leroy Somer, Sagem et les universités régionales. Afin de concrétiser le fruit de certains de leurs travaux de recherche sur les technologies de batteries et de moteur électrique, l'ensemble des partenaires précédents s'était engagé dans le projet VEDELIC [1].

Le projet VEDELIC comportait un programme «106 VEDELIC» qui a abouti à la présentation d'une Peugeot 106 équipée d'une nouvelle chaîne de traction composée d'un système de batterie lithium-ion et d'un groupe motopropulseur électrique synchrone à aimants permanents.

1.2. Performances mécaniques :



<http://www.peugeot.fr/>

Vitesse maximale supérieure à 110 km/h
Accélérations de 0 à 50 km/h en 5,3 secondes
de 50 à 80 km/h en 7 secondes
Autonomie 200 km
Puissance nominale : 15 kW (en régime permanent)
Puissance maximale : 30 kW (limitée dans le temps)

1.3. Remerciements :

L'auteur remercie les sociétés Moteurs Leroy Somer et Sagem pour la fourniture des données numériques.

2. MODÉLISATION DE LA MACHINE :



<http://perso.wanadoo.fr/auto.pmpsc/gmp.htm>

La machine a une puissance apparente nominale de 15 kVA, possède 8 pôles ($p=4$) et a une vitesse maximum de 8000 t/mn ; d'où la fréquence maximum des courants vaut 533 Hz.

La machine est modélisée par le modèle de Behn Eschenburg. La figure 1 présente le schéma équivalent par phase de la machine [2].

La figure 2 représente le diagramme de Behn Eschenburg dans un cas quelconque. Le schéma, l'équation et le diagramme sont représentés avec la convention récepteur.

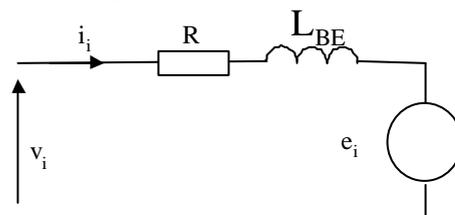


Figure 1 : schéma équivalent de Behn Eschenburg de la machine synchrone

Avec $\underline{v}_i = \underline{e}_i + R \cdot \underline{i}_i + j \cdot X_{BE} \cdot \underline{i}_i$

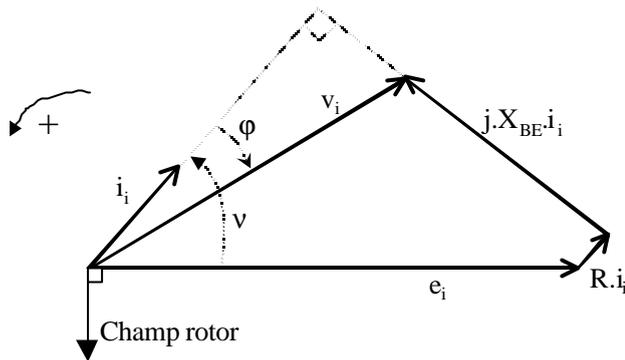


Figure 2 : Diagramme de Behn Eschenburg

Avec
 $i = a, b$ ou c et j : opérateur complexe
 φ : déphasage entre la tension et le courant
 R : Résistance d'une phase, L_{BE} : Inductance de Behn Eschenburg ($X_{BE} = L_{BE} \cdot p \cdot \Omega = L_{BE} \cdot \omega$)
 $E_{i\text{eff}} = \frac{K \cdot \Phi \cdot p}{\sqrt{2}} \cdot \Omega$ (valeur efficace de la fem ξ d'une phase)
 ν : déphasage entre le courant et la fem

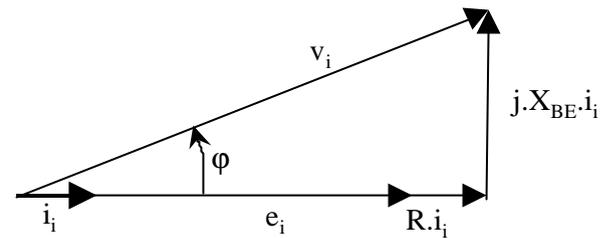
2.1. Identification des paramètres du modèle

Pour caractériser la machine synchrone, trois essais en charge en fonctionnement moteur ont été faits :

N°	$V_{i\text{eff}}$ (v)	$I_{i\text{eff}}$ (A)	φ (°)	N (t/mn)	ν (°)
1	19,39	185	24,67	500	0
2	34,14	185	28,31	1 000	0
3	48,94	185	29,74	1 500	0

Tableau T1

Le diagramme de Behn Eschenburg, pour le premier essai ($V_{i\text{eff}} = 19,39V$) avec $\nu = 0$ et $\underline{v}_i = \underline{e}_i + R \cdot \underline{i}_i + j \cdot X_{BE} \cdot \underline{i}_i$, est le suivant :



On déduit la valeur de $L_{BE} = 0,2$ mH par projection verticale de V_i . A partir des essais 1 et 3 et par projection horizontale de V_i , on peut calculer la constante $K\Phi = 0,084$ V/(rd/s) et $R = 0,028$ Ω .

3. PRINCIPE DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE SYNCHRONE

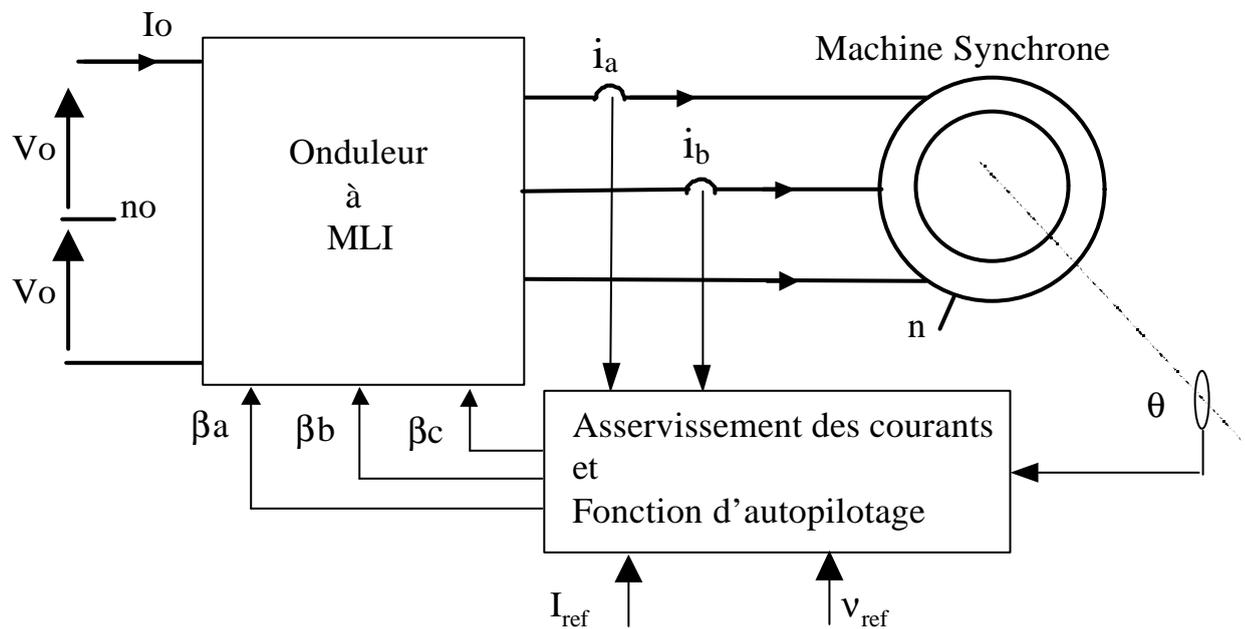


Figure 3 : structure de commande de la machine synchrone autopilotée

La structure de commande, figure 3, permet d'imposer l'amplitude du courant (I_{ref}) et l'angle d'autopilotage (v_{ref}). Pour des vitesses de rotation de la machine synchrone supérieures à 2000 t/mn, l'angle d'autopilotage ν est modifié (figure 4) de façon à

réduire la tension d'alimentation aux bornes des enroulements de la machine synchrone et de diminuer le flux dans la machine. La conséquence est que cette réduction permet aussi de réduire les pertes fer et de maximiser le rendement pour des faibles vitesses de rotation.

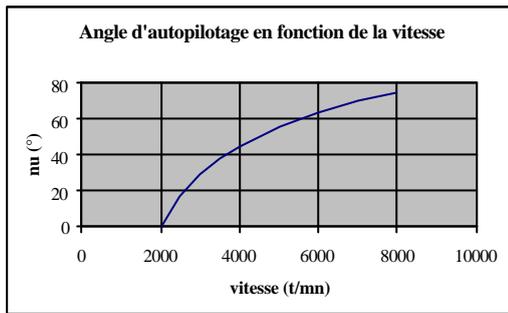


Figure 4 : angle d'autopilotage en fonction de la vitesse

Pour une source continue d'alimentation de 220V (2.Vo), la tension aux bornes d'un enroulement du moteur en fonction de la vitesse est donnée par la figure 5. Cette tension est obtenue pour un courant constant de 155 A et en appliquant la variation de l'angle d'autopilotage précédent.

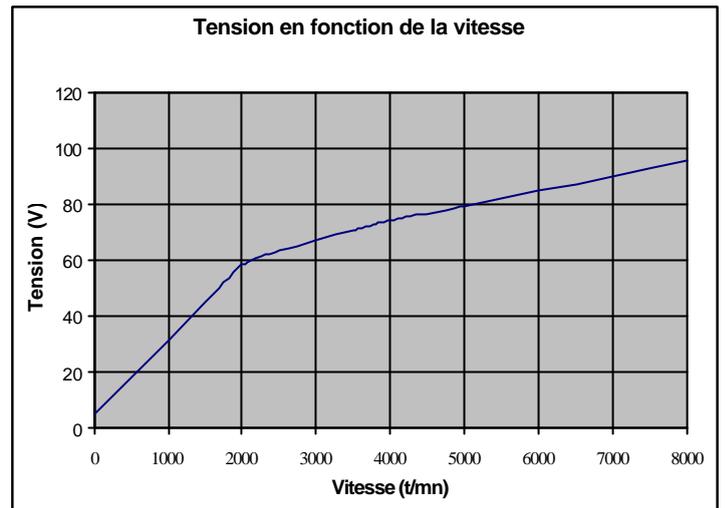


Figure 5 : Tension aux bornes du moteur en fonction de la vitesse

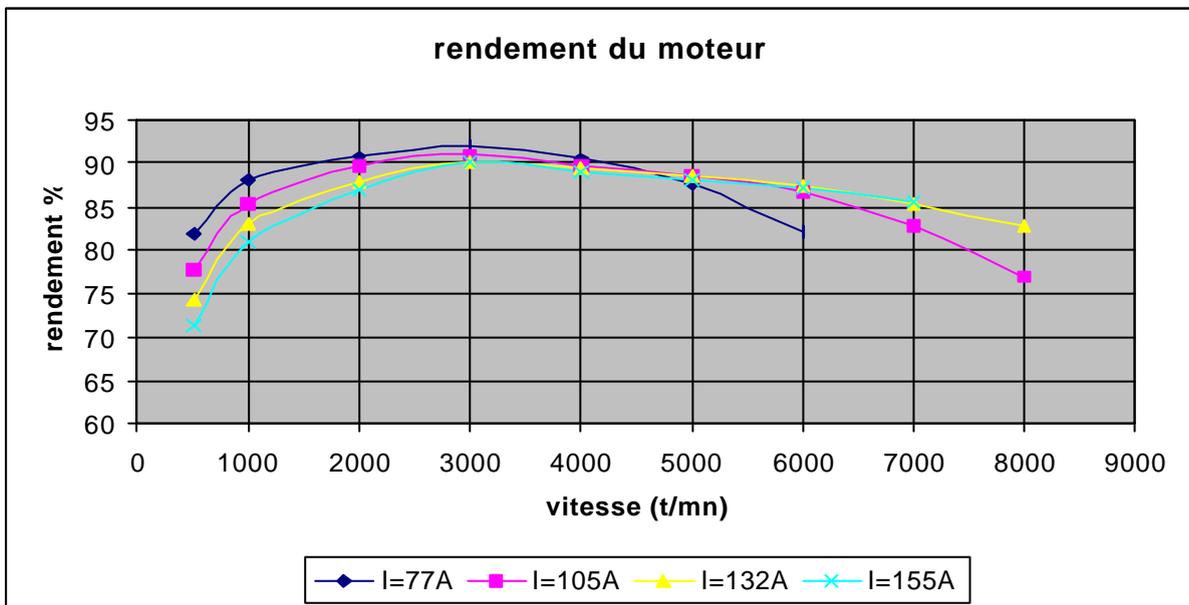
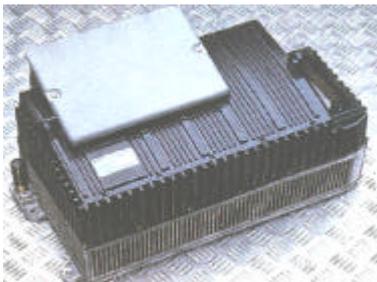


Figure 6 : rendement du moteur en fonction de la vitesse pour différents courants

La figure 6 présente le rendement du moteur avec la stratégie de commande précédente. On remarque qu'il dépend peu de l'amplitude du courant et reste bon pour une plage de vitesse assez grande. Pour

les faibles vitesses, ce sont les pertes Joule qui sont importantes. Par contre, pour les grandes vitesses, les pertes fer réduisent le rendement.

4. L'ONDULEUR



<http://perso.wanadoo.fr/auto.pmpsc/gmp.htm>

L'onduleur est constitué de 3 modules IGBT 600V – 400A avec une fréquence de découpage de 8 kHz et alimenté par une source continue de 220V (2.Vo). Le refroidissement est réalisé par un circuit d'eau commun avec celui du moteur.

Les pertes dans l'onduleur sont fonction du courant qui le traverse. La figure 7 donne une estimation de ces pertes. Elles sont essentiellement dues aux pertes par conduction (dépendantes de l'amplitude du courant) présentes dans les composants actifs et passifs et des

perdes de commutation (dépendantes de l'amplitude du courant et de la fréquence de découpage) présentes dans les composants actifs et dans les circuits d'aide à la commutation..

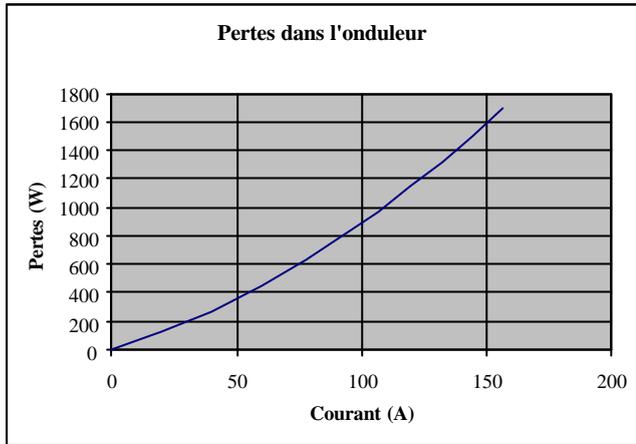


Figure 7 : Pertes dans l'onduleur en fonction du courant efficace dans le moteur

Pour la suite, on considère que les interrupteurs électroniques sont parfaits et que les courants dans les phases de la machine sont parfaitement sinusoïdaux et d'amplitude crête \hat{I} .

Le fondamental de la tension délivrée par l'onduleur a une amplitude crête (\hat{V}) aux bornes des phases de la charge.

Le schéma de l'onduleur est donné par la figure 8 où les notations et les conventions de signe sont définies (lettre minuscule : valeur électrique instantanée).

Chaque interrupteur électronique est repéré par un symbole ($K_A, K'_A, K_B, K'_B, K_C, K'_C$), le même symbole désigne aussi sa variable logique de commande ($K_A=1$ signifie que l'interrupteur K_A est fermé et $K_A=0$ signifie que l'interrupteur K_A est ouvert). On a toujours une commande complémentaire pour chaque bras ($K_A \neq K'_A, K_B \neq K'_B$ et $K_C \neq K'_C$). $\kappa = A, B$ ou C

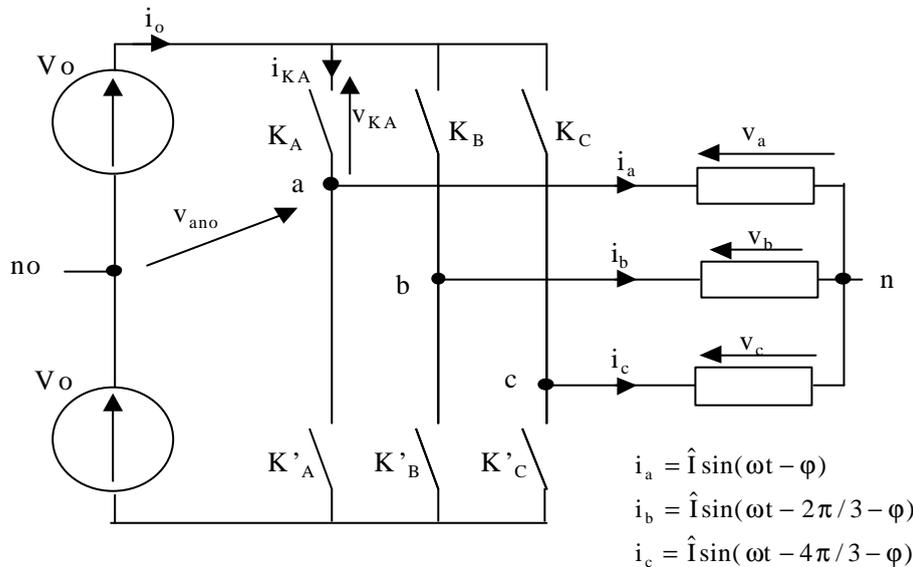


Figure 8 : schéma de principe de l'onduleur

4.1. Stratégie de commande de l'onduleur

Principe de la commande MLI

La commande MLI (à Modulation de Largeur d'Impulsions) permet de délivrer une tension (v_{ino}) entre le point i (a, b ou c) et no (potentiel milieu des sources continues). La figure 9 représente la forme de la tension (v_{ino}) et les instants de conduction des composants de puissance qui sont effectivement conducteur en fonction du courant de la charge I_i .

De façon générale, les tensions délivrées par l'onduleur (v_i) sont fonction des tensions (v_{ino}).

On a $v_{ino} = v_i + v_{nno}$

Sachant que $v_a + v_b + v_c = 0$,

alors $v_{nno} = 1/3 (v_{ano} + v_{bno} + v_{cno})$

$$D'où \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ano} \\ V_{bno} \\ V_{cno} \end{bmatrix}$$

Notation : $\langle x \rangle_{T_{MLI}}$ désigne la valeur moyenne de la variable x (temporelle, efficace ou crête) sur une période de MLI (Modulation de Largeur d'Impulsions); notation simplifiée $\langle x \rangle$.

MLI simple

Dans la stratégie MLI simple, la tension $\langle v_{nno} \rangle = 0$.

D'où $\langle v_{ino} \rangle = \langle v_i \rangle$

Ainsi, la tension simple maximum ne peut pas dépasser la tension continue de l'alimentation soit V_o . C'est à

dire $\langle \hat{V}_i \rangle = V_o$ pour $\alpha_{T_{MLI}} = 1$, ainsi la valeur efficace maximum pour une tension simple vaut

$V_o / 2$ d'où $\langle V_{i\text{eff}} \rangle = 0,707 V_o$ pour cette stratégie de commande.

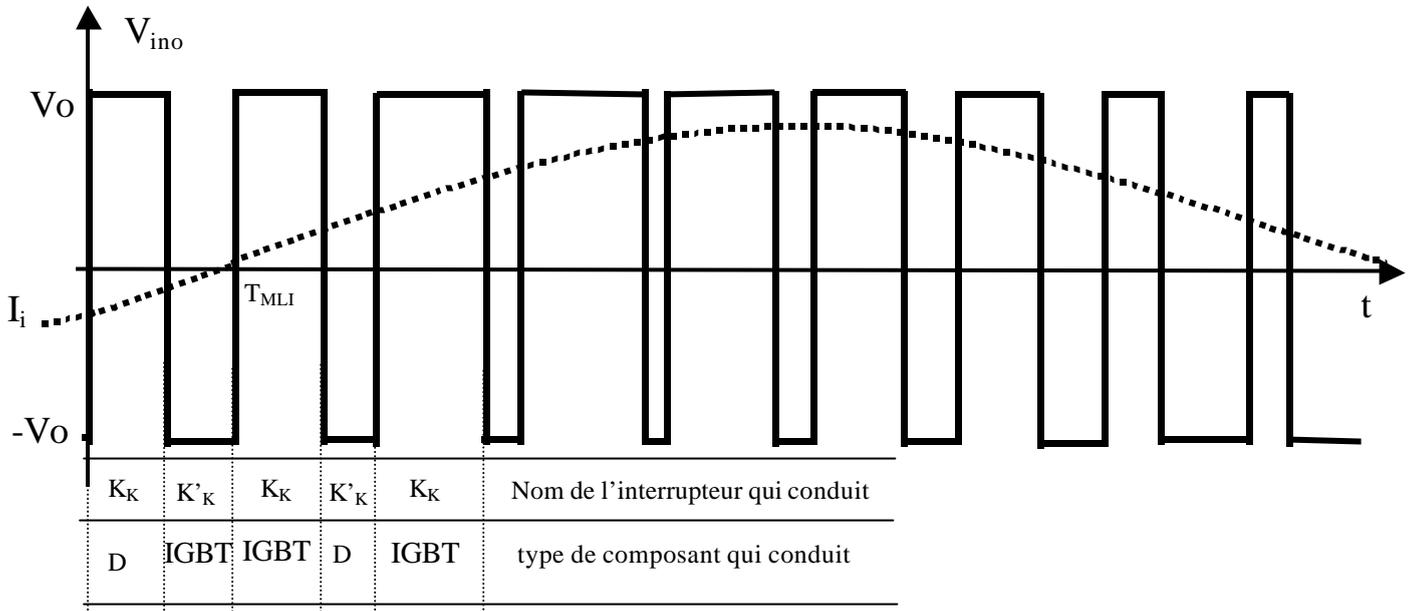


Figure 9 : principe de fonctionnement de l'onduleur à MLI

MLI optimisée

Dans la stratégie MLI simple, la tension composée maximum $\langle \hat{U}_{ij} \rangle$ ($ij = ab, bc$ ou ca) vaut $3 \cdot V_o$, c'est à dire inférieure à $2V_o$ (l'amplitude de la tension d'alimentation continue). D'après la structure de l'onduleur, il doit exister une commande qui permet d'obtenir une tension composée maximum $\langle \hat{U}_{ij} \rangle = 2V_o$. Dans ce cas, la tension simple vaut $\langle v_i \rangle = 2/1.73V_o = 1,15V_o$. Dans l'équation $\langle v_{ino} \rangle = \langle v_i \rangle + \langle v_{nno} \rangle$ il suffit que la tension $\langle v_{nno} \rangle$ soit différente de 0 et varie de façon adaptée. La figure 10 représente la forme des tensions, $\langle v_{nno} \rangle$ et $\langle v_{ino} \rangle$ dans le cas où $\langle \hat{U}_{ij} \rangle = 2V_o$. La forme de $\langle v_{nno} \rangle$ correspond à la partie supérieure des sinusoides de $\langle v_i \rangle$ qui est au-dessus de V_o . La forme de $\langle v_{ino} \rangle$ est proche d'une sinusoïde d'harmonique 3 (calotte de sinusoïde). Dans cette stratégie de MLI optimisée, la tension simple efficace vaut $\langle V_{i\text{eff}} \rangle = 2 \cdot V_o / 6 = 0,816 V_o$ (au lieu de $0,707 V_o$ pour la MLI simple).

Commande sans MLI

Une dernière stratégie consiste à ne pas utiliser la MLI. C'est la commande "carrée" où K_K et K'_K sont fermés chacun la moitié de la période. ($K = A, B$ ou C)

L'amplitude crête maximale \hat{V}_{ino} de la tension fondamentale délivrée par l'onduleur vaut $\hat{V}_{ino} = \frac{4 \cdot V_o}{\pi}$ (le fondamental d'une onde carrée).

La valeur efficace vaut $V_{ino\text{eff}} = \frac{4 \cdot V_o}{\pi \cdot \sqrt{2}} = 0,9V_o$.

En conclusion sur les stratégies des commandes de l'onduleur

Il faut faire un choix entre la simplicité, l'efficacité et la qualité du signal de sortie (taux d'harmoniques en basse fréquence).

La commande sans MLI est simple et efficace (la plus grande tension efficace de sortie), mais le taux d'harmoniques en basse fréquence est très élevé.

La commande avec la MLI simple est relativement simple à mettre en oeuvre par rapport à la MLI optimisée et a un taux d'harmoniques en basse fréquence très faible, par contre son efficacité est la plus faible (-21% sur la précédente).

La commande avec la MLI optimisée est la méthode la plus complexe à mettre en oeuvre, a un taux d'harmoniques en basse fréquence très faible et a une bonne efficacité (-10% sur la commande la plus efficace). C'est souvent cette méthode qui est utilisée.

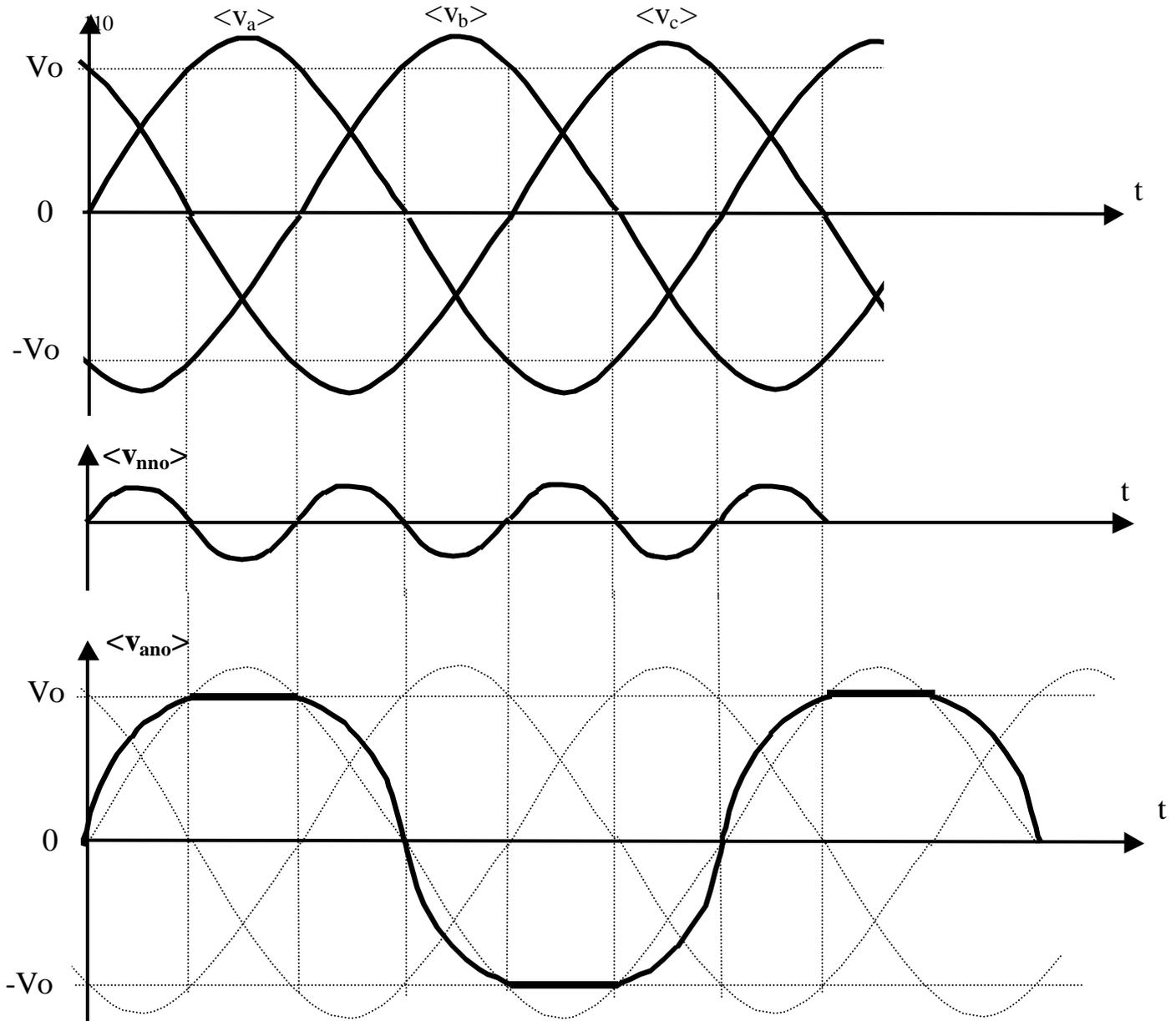


Figure 10 : forme des signaux moyens pour une commande à MLI optimisée

4.2. Exemple de calcul de pertes dans l' Onduleur :

Les pertes dans l'onduleur sont concentrées dans les composants de puissance (IGBT et Diodes). Pour simplifier le calcul, on considère une commande "carrée" (qui peut être mise en oeuvre sur certains équipements lorsque la vitesse du moteur est importante pour obtenir le maximum de tension en sortie et minimiser les pertes globales moteur + onduleur).

Pour l'étude qui suit, on considère que les courants dans les phases de la machine sont parfaitement sinusoïdaux et d'amplitude crête $\hat{I} = 200A$, le $\cos \varphi$ égal à 0,866 arrière (v_{if} en avance sur i_{if}) (φ déphasage entre i_{if} et v_{if}).

Pour un bras d'onduleur ($K_K K_K'$) et dans le contexte du fonctionnement donné, chaque diode conduit 30° sur 360° , ce qui correspond à $30/360 = 8,33\%$ et chaque IGBT conduit 150° sur 360° , ce qui correspond à $150/360 = 41,67\%$.

A l'instant des commutations les IGBT s'ouvrent lorsque le courant vaut $200 * \sin 30^\circ = 100A$ et les diodes se ferment pour le même courant : 100A. Dans la documentation du module (2MBI 400N-060), pour $V_{GE} = 15V$, $i_{IGBT} = 100A$, $V_{cc} = 300V$, $R_G = 4,7\Omega$ et pour une température de jonction de 125 degrés, la valeur de l'énergie perdue par cycle dans un IGBT lors de l'ouverture est de 7 mJ. La puissance perdue par commutation dans un IGBT, en considérant la fréquence de i_{if} égale à 500 Hz vaut $500 * 0,007 = 3,5W$

($P_{ci}=3,5$ W de pertes de commutation pour un IGBT). Les pertes de commutation dans les diodes sont relativement négligeables.

La puissance perdue par conduction (P_{di}) dans un IGBT se calcule en faisant l'intégration du produit de la chute de tension par le courant pour une période. En prenant :

$$i_{if} = 0 \text{ pour } \theta \text{ compris entre } 0 \text{ et } \pi/6$$

$$i_{if} = \hat{I} \sin(\theta - \pi/6) \text{ pour } \theta \text{ compris entre } \pi/6 \text{ et } \pi$$

$$i_{if} = 0 \text{ pour } \theta \text{ compris entre } \pi \text{ et } 2\pi$$

$v_{IGBT} = V_{oi} + R_d i_{if}$ (modèle de la chute de tension : v_{IGBT} : chute de tension directe aux bornes d'un IGBT, V_{oi} : Tension de seuil, R_d : résistance dynamique)

La puissance perdue par conduction (P_{di}) dans un IGBT vaut :

$$P_{di} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi/6}^{\pi} (V_{oi} + R_d \cdot I \cdot \sin(\theta - \pi/6)) \cdot I \cdot \sin(\theta - \pi/6) \cdot d\theta$$

$$P_{di} = \frac{V_{oi} \cdot I}{2\pi} \left[-\cos(\theta - \pi/6) \right]_{\pi/6}^{\pi} + \frac{R_d \cdot I^2}{4\pi} \left[\theta - \frac{\sin 2(\theta - \pi/6)}{2} \right]_{\pi/6}^{\pi}$$

$$P_{di} = \frac{V_{oi} \cdot I}{2\pi} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} + 1 \right] + \frac{R_d \cdot I^2}{4\pi} \left[\pi - \frac{\pi}{6} + \frac{\sqrt{3}}{4} \right]$$

$$P_{di} = 0,297 V_{oi} \cdot I + 0,243 R_d I^2$$

Avec $V_{oi}=1$ V et $R_d=3,7$ m Ω , on a $P_{di}=95$ W de pertes par conduction dans un IGBT.

La puissance perdue par conduction (P_{dd}) dans une diode se calcule aussi en faisant l'intégration du produit de la chute de tension par le courant pour une période. En prenant :

$$i_{if} = \hat{I} \sin(\pi/6 - \theta) \text{ pour } \theta \text{ compris entre } 0 \text{ et } \pi/6$$

$$i_{if} = 0 \text{ pour } \theta \text{ compris entre } \pi/6 \text{ et } 2\pi$$

$v_{diode} = V_{od} + R_{dd} i_{if}$ (modèle de la chute de tension : v_{diode} : chute de tension directe aux bornes d'une diode, V_{od} : Tension de seuil, R_{dd} : résistance dynamique)

La puissance perdue par conduction (P_{dd}) dans une diode vaut :

$$P_{dd} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi/6} (V_{od} + R_{dd} \cdot I \cdot \sin(\pi/6 - \theta)) \cdot I \cdot \sin(\pi/6 - \theta) \cdot d\theta$$

$$P_{dd} = \frac{V_{od} \cdot I}{2\pi} \left[\cos(\pi/6 - \theta) \right]_0^{\pi/6} + \frac{R_{dd} \cdot I^2}{4\pi} \left[\theta + \frac{\sin 2(\pi/6 - \theta)}{2} \right]_0^{\pi/6}$$

$$P_{dd} = \frac{V_{od} \cdot I}{2\pi} \left[1 - \frac{\sqrt{3}}{2} \right] + \frac{R_{dd} \cdot I^2}{4\pi} \left[\frac{\pi}{6} - \frac{\sqrt{3}}{4} \right]$$

$$P_{dd} = 0,0213 V_{od} \cdot I + 0,00721 R_{dd} I^2$$

Avec $V_{od}=0,8$ V et $R_{dd}=3,7$ m Ω , on a $P_{dd}=4,5$ W de pertes par conduction dans une diode.

En négligeant les pertes par commutation dans les diodes, pour une commande sans MLI et pour un courant sinusoïdal d'amplitude de 20A dans la charge, les pertes totales dans l'onduleur valent :

$$P_{\text{pertes totales}} = 6 \cdot 95 + 6 \cdot 3,5 + 6 \cdot 4,5 = 618 \text{ W.}$$

En pratique, avec la présence de la MLI, les pertes totales dans l'onduleur sont de l'ordre de 1500 W pour le même courant.

5. CONCLUSION

Les performances du prototype 'P4' ont été tenues. Le 26 septembre 2000, le véhicule a fait La Rochelle – Poitiers (205 km) sans problème. Aujourd'hui, la recherche de solutions techniques pour fabriquer des véhicules tout électrique (V.E.) n'est plus à faire. Le seul problème qui reste à résoudre est celui du marketing pour informer sur les qualités du V.E. en terme de pollution (véhicule nucléaire en France), d'agrément de conduite en ville, de réduction des coûts d'entretien... [3].

Une pile nucléaire de puissance de 1200MW produit en moyenne 20 h par jour (entretien) soit 24 000MWh. Il faut environ 250 Wh pour faire 1 km, c'est à dire une centrale permet de faire 96 millions de km par jour. Sachant qu'en moyenne une voiture de ville fait environ 24 km (8700 km/an), alors une centrale est suffisante pour 4 millions de voitures tout électrique. Et en France on a plus de 50 piles nucléaires...

6. BIBLIOGRAPHIE

[1] Programme VEDELIC

<http://perso.wanadoo.fr/auto.pmpsc/vedelic.htm>

[2] Epreuve d'agrégation d'électrotechnique

Sujet et corrigé

http://www.electron.cndp.fr/agregation/ab_2002.htm

[3] <http://www.cereveh.org/>

RÉGLAGE D'UN SYSTÈME PAR PLANS D'EXPÉRIENCES : APPLICATION AU SYSTEME DE TRACTION " FEREELEC "

Jean. FILIPPINI

10, rue de la Fondation Prud'homme
88 000 EPINAL

Les plans d'expériences : suite de l'article paru dans le numéro 32 de la revue 3EI (mars 2003)

Introduction :

Lors de son stage de fin de TS1, une étudiante en matériaux souples devait trouver le moyen de coller une semelle de chaussure faite de matières nouvelles. Sur le conseil de son professeur, elle trouve la solution en réalisant un plan d'expériences. Qu'une étudiante résolve un problème sur lequel il avait échoué a vivement impressionné le responsable !

Réglage du système de traction FEREELEC :

Dans l'édition précédente, La Revue 3EI n°32, mars 2003) nous avons abordé le réglage par plans d'expériences du mouvement d'un mécanisme répondant aux critères du cas N°1.

Dans l'article présent, nous allons nous placer dans le cas N°2.

Mise en situation :

Il est fortement conseillé au lecteur de se reporter à l'article paru précédemment.

FEREELEC possède la particularité de se comporter comme un système similaire à un train dans le domaine de l'électromécanique ceci veut dire que :

En boucle ouverte et pour une même consigne :

- 1- les couples et les puissances développés par le train et par le système sont dans un rapport de 1170.
- 2- Les accélérations et les vitesses angulaires des axes des moteurs sont dans un rapport 1.
- 3- Les courbes de la montée en vitesse en fonction du temps sont superposables.
- 4- pour obtenir des comportements identiques, les paramètres des correcteurs de la locomotive et du système seront identiques

Représentation synthétique (figure 1)

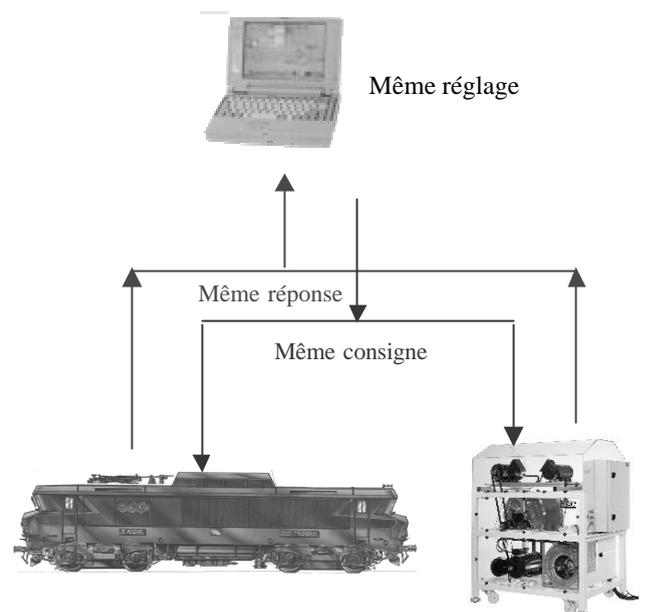


Figure 1 : système FEREELEC

Rappel :

Un plan d'expériences comprend 6 étapes :

- 1- la préparation,
- 2- l'exécution des essais de la table.
- 3- le traitement statistique des réponses,
- 4- l'analyse des résultats,
- 5- l'exécution d'un essai de validation consécutif à l'analyse
- 6- la décision de continuer ou non.

La préparation.

Le cahier des charges :

La mise en vitesse du convoi doit être sans à coups ni patinage, une accélération de confort qui se traduit par un temps d'accélération de l'ordre de 60 secondes, une vitesse de croisière de 300 tr/min avec très peu de dépassement

Les facteurs externes sont :

- La charge totale : 170 tonnes,
- La voie : horizontale,
- La consigne de vitesse : unique
- Le rail : sec.

Les conditions initiales.

- Le mécanisme est piloté par PC.
- Le mécanisme ne fonctionne pas.
- Le régulateur est de type PI
- On peut réaliser un essai en boucle ouverte.
- Le technicien a encore quelques notions d'automatique.

Le schéma fonctionnel est le suivant (figure 2).

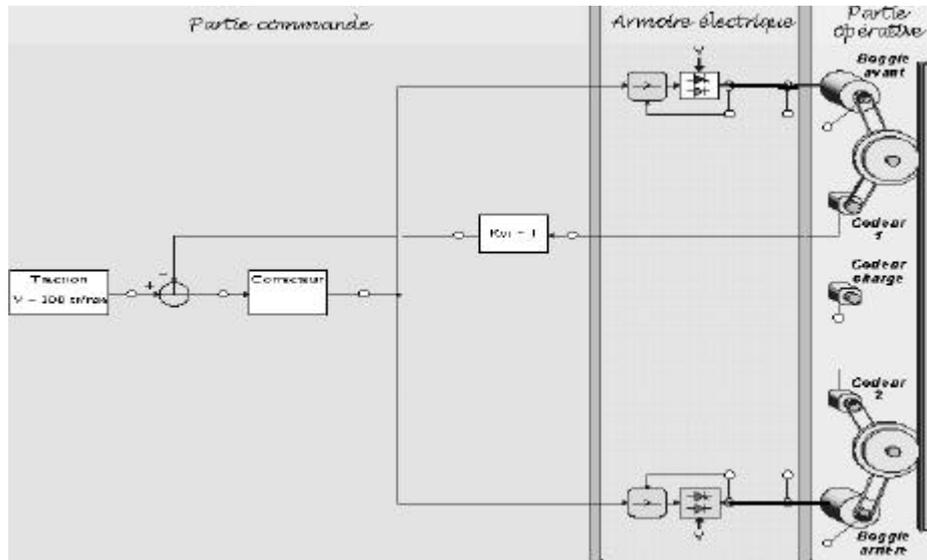


Figure 2 : schéma fonctionnel du système FEREELEC.

La partie opérative comprend deux axes motorisés qui actionnent l'un les quatre roues du bogie avant et l'autre les roues du bogie arrière. Chaque moteur est alimenté via un générateur de courant. La consigne des générateurs provient du correcteur. Celui-ci est activé par l'erreur de consigne de vitesse. Le retour de vitesse provient d'un codeur incrémental situé sur l'arbre du moteur d'un bogie.

Identification des facteurs internes.

Pour régler le comportement du mécanisme, le technicien active la fenêtre du correcteur (figure 3) et modifie les facteurs.

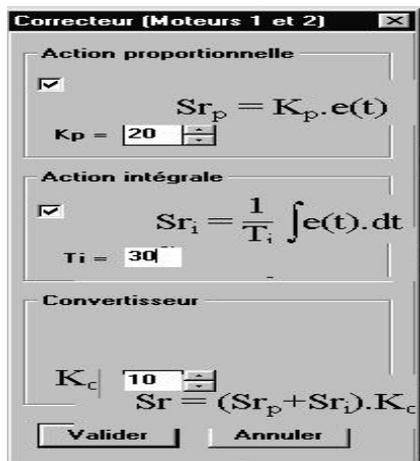


Figure 3 : fenêtre du correcteur

Nous voyons que la sortie du correcteur Sr : est obtenue de la manière suivante. $Sr = (Sr_p + Sr_i) * Kc$
 Sr_p action proportionnelle est modifiée par Kp ,
 Sr_i action intégrale est modifiée par Ti
 La somme $(Sr_p + Sr_i)$ est multipliée par Kc
 Ces trois facteurs sont les seuls sur lesquels il est possible d'agir. Ce sont les **facteurs internes**.

Les plages de variation sont :

- de 0.01 à 1000 pour Kp ,
- de 1 à 1000 pour Ti ,
- de 0.01 à 1000 pour Kc .

Nous pouvons constater que l'éventail est très large. Nous allons essayer de réactiver la mémoire du technicien.

Démarche :

Au vu de l'état initial, la démarche comprendra deux ou trois étapes.

- 1- Recherche d'un pré-réglage (essai pivot)
- 2- Plan d'approche.
- 3- Plan de réglage si nécessaire.

1- Recherche d'un pivot :

Pour effectuer la campagne d'essais, nous allons rechercher un réglage autour duquel auront lieu les essais. Les valeurs seront $Kp0$, $Ti0$, $Ks0$.

En utilisant une méthode industrielle (Broida, Nichols, Ziegler, CHR), nous allons rechercher un pré-réglage.

Essai en boucle ouverte.

Réponse en vitesse à un échelon de consigne.

Question : Un échelon de quoi ?

L'observation du schéma fonctionnel montre que la sortie du correcteur est la consigne de courant des convertisseurs statiques.

Il faut donc effectuer la réponse en vitesse à un échelon de courant.

Remarque : la commande en courant est dangereuse, il faut s'assurer qu'il existe une sécurité de survitesse.

Questions : Ou appliquer la consigne, comment accéder au point d'injection, quelle sorte de signal et quelle valeur appliquer ?

Effectuer la commande semble facile, encore faut-il pouvoir déconnecter la sortie du correcteur, pouvoir appliquer à cet endroit une tension analogique et connaître l'amplitude de cette tension.

Le Logiciel FEROLEC permet cette configuration.

Configuration en B.O. (figure 4)

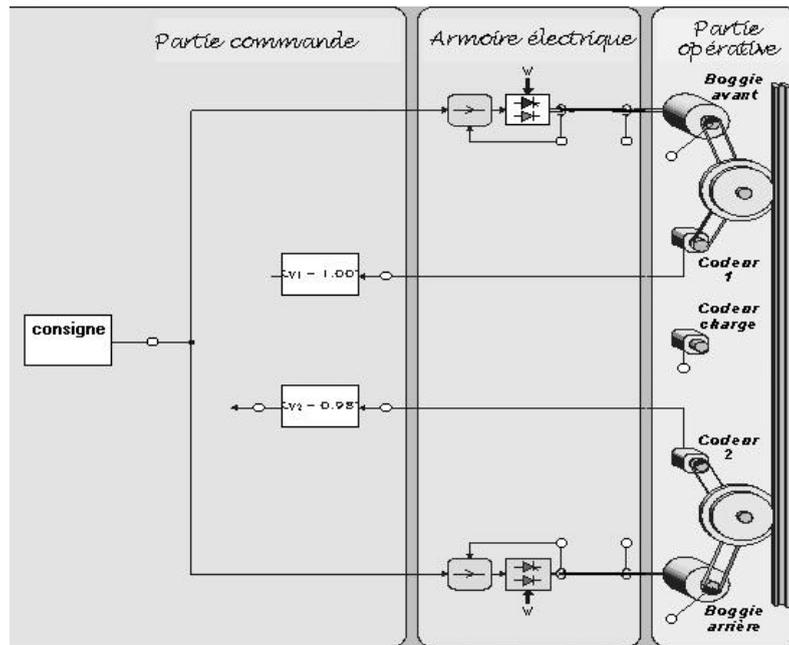


Figure 4 : configuration en boucle ouverte

Quelle doit être la valeur de la consigne de l'échelon ? Nous allons augmenter progressivement la consigne de courant et observer la valeur de la vitesse stabilisée. La valeur du courant qui permet d'obtenir 300tr/min est celle recherchée.

Fenêtre du boîtier de consignes

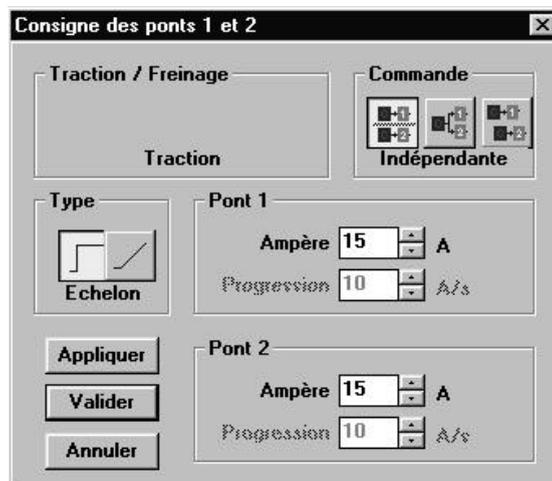


Figure 5 : fenêtre du boîtier de consignes

La valeur recherchée est de 30 Ampères par moteur. Nous allons effectuer une réponse à un échelon de 30 Ampères.

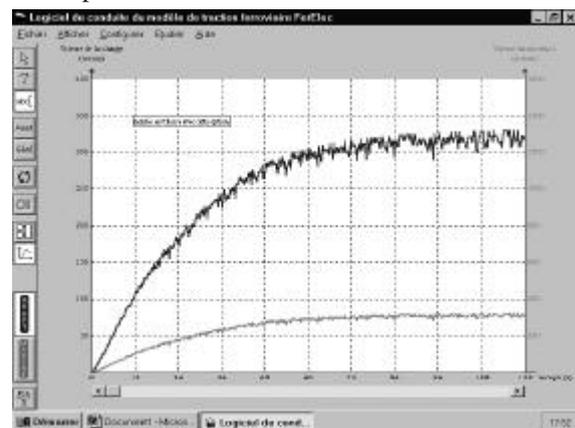


Figure 6 : réponse à un échelon de consigne de 30 A

Nous pouvons observer la montée en vitesse des deux axes motorisés. Les échelles verticales sont différentes.

Traitement de la réponse.

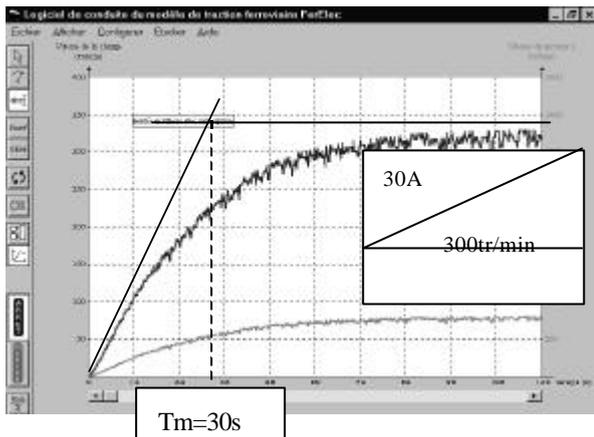


Figure 7 : exploitation de la réponse à un échelon de consigne de 30 A.

Recherche de TIO.

L'observation du graphe (figure 7) nous permet de dire que le gain statique est de 10 tr/min/A et que le temps de montée Tm est d'environ 30s. Toutes les méthodes disent que la valeur de l'action intégrale est de l'ordre de Tm. Cela nous permet de réduire considérablement la plage de 1 à 1000s proposée. J'ai décidé arbitrairement de prendre TIO = 30s. Pourquoi ? *Il fallait bien décider !*

Recherche de Kp0.

Une évidence : On ne pourra effectuer des réglages que si le mécanisme est en mouvement.

Nous allons rechercher dans l'éventail possible <<0.01 à 1000 >> une valeur de Kp qui permette le démarrage.

Nous savons qu'un asservissement de type P produit une erreur statique et que si P est important, le mécanisme est instable.

Ici encore, il faut se décider : Imposons une erreur statique de 50 à 75%... peu importe.

Schéma fonctionnel simplifié

La consigne est 300 tr/min,
On désire une vitesse de 150 tr/min

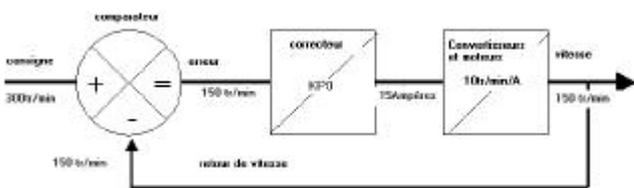


Figure 8 : schéma fonctionnel.

L'erreur est de 150 tr/min. Le gain statique de la partie opérative est de 10tr/min/A.

Le correcteur doit fournir une consigne de 15 A.

Il est facile de calculer Kp0.

Il faut résoudre l'équation très compliquée suivante :
(300-150) * Kp0 = 15

soit **Kp0 = 0.1**

Nous allons effectuer un essai pour les valeurs suivantes :

Kc0 = 1 ; Kp0 = 0.1 ; Ti0 = 30.

Pour éviter tout danger, nous appliquerons d'abord une consigne 1/10 de 300 tr/min puis si cela se passe bien, nous augmenterons progressivement la consigne jusqu'à 300 tr/min sauf si un patinage apparaît. Les valeurs précédentes serviront de pivot pour effectuer le plan N°4

Essai pivot pour une consigne de 150 tr/min

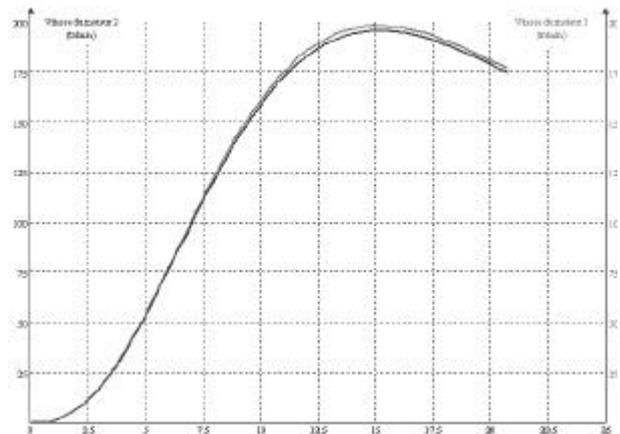


Figure 8 : réponse à la consigne en vitesse de 150tr./min

On constate que les vitesses des deux axes évoluent de manière synchrone avec un dépassement de vitesse de 50 tr/min et certainement un phénomène oscillatoire. Comme il ne semble pas y avoir de danger, je décide de porter la consigne à 300 tr/min

Nota : en utilisant le logiciel « Plan d'expériences », j'ai nommé Kp : Ka.

Essai pivot pour une consigne de 300tr/min

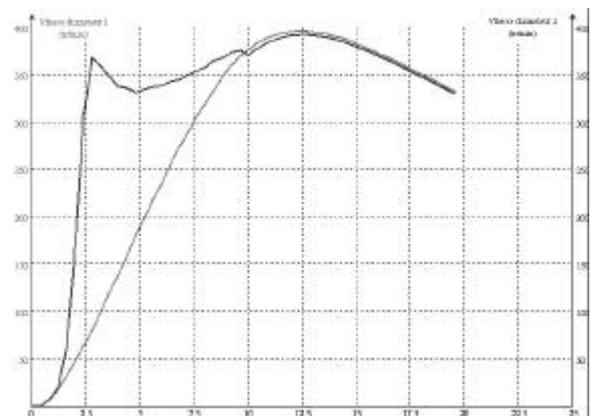


Figure 9 : réponse à la consigne en vitesse de 300 tr./min

On constate que les vitesses des deux axes n'évoluent pas de la même manière. La roue d'un axe perd l'adhérence et de ce fait sa vitesse augmente très vite (axe fou). Ceci est la manifestation d'un patinage. Je décide donc d'effectuer un plan d'approche pour une consigne de vitesse nettement inférieure. Je choisis 150 tr/min puisque cet essai est déjà effectué.

Le pivot est 0.1 30 1

Pour ne pas utiliser les mêmes écarts que dans l'article précédent, je choisis de prendre le tiers et le triple de chaque valeur ce qui donne : 0.03 et 0.3 pour Ka, 10 et 90 pour Ti et 0.3 et 3 pour Kc.

2- Plan d'approche.

Nota.

Afin de me libérer de la partie calcul, j'utilise le logiciel « Plans d'expériences »

Chargement des niveaux des facteurs.

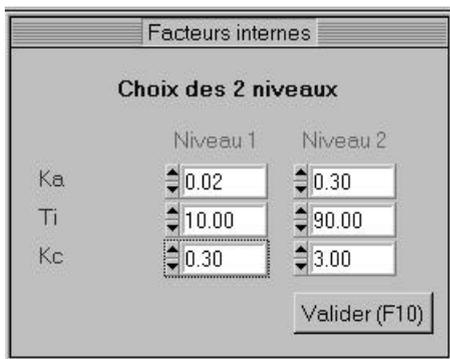


Figure 9 : fenêtre de réglage des facteurs

Par erreur j'ai chargé 0.02 au lieu de 0.03 Tant pis !

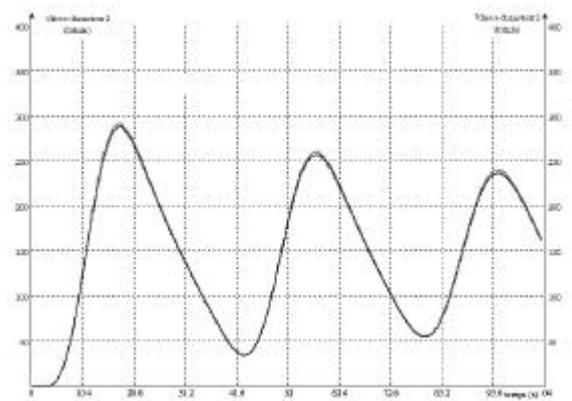
Tableau des essais

Tableau des essais			
	Ka	Ti	Kc
Essai n°1	0.02	10.00	0.30
Essai n°2	0.02	90.00	3.00
Essai n°3	0.30	10.00	3.00
Essai n°4	0.30	90.00	0.30

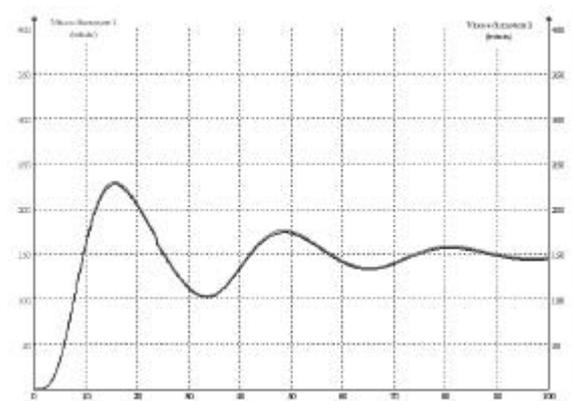
Figure 10 : résultats des essais

Les essais dans l'ordre de la table

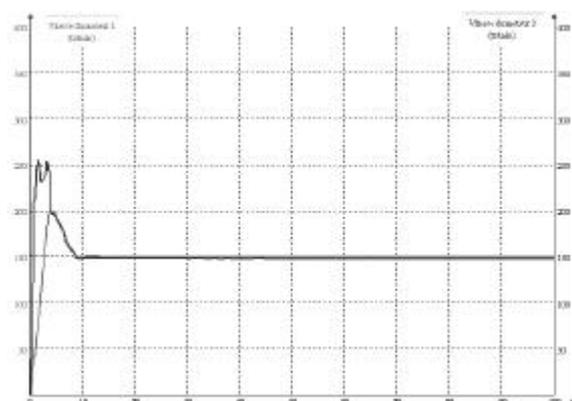
Essai 1



Essai 2



Essai 3



Essai 4

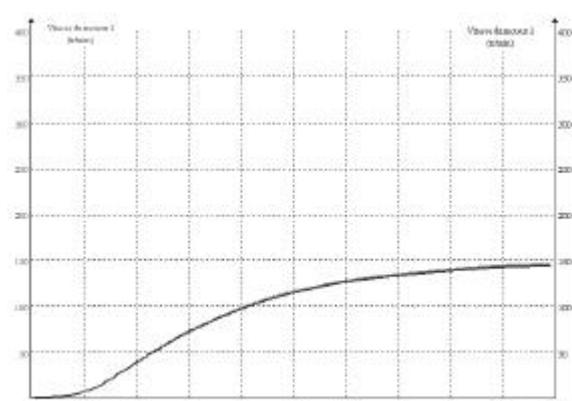


Figure 11 : réponses associées aux différents essais

Comment lire les enregistrements.

On observe les évolutions des vitesses des deux axes motorisés.

Les enregistrements N°1,2,3 montrent que les montées en vitesse sont synchrones car les traces sont confondues.

Le relevé N°3 est différent, un axe a perdu le contact d'adhérence avec le rail, il s'est emballé(axe fou), l'autre est resté en contact (axe sain), ceci est la manifestation d'un patinage.

Ce que nous pouvons observer :

La manière de décoller.(Accélération initiale)

Les oscillations.

Le patinage.

Il faut maintenant noter chaque réponse. L'accélération initiale notée **ACINI** sera la vitesse virtuelle prise en 10 secondes par la tangente à la courbe.

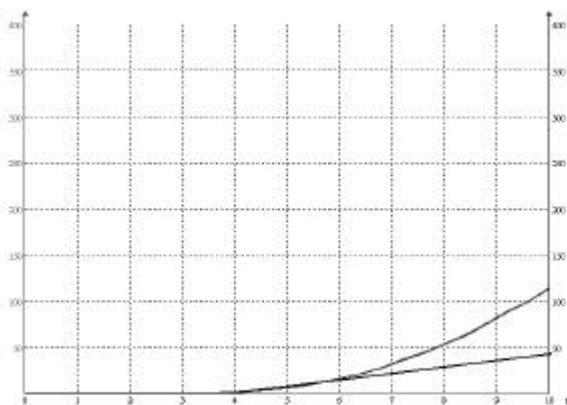
Le patinage, noté **PATIN**, il ne se produit qu'une fois, on peut par exemple lui attribuer une note arbitraire de 10 et donner 0 aux autres. Les oscillations notées **AMPLI** posent un problème plus délicat. Le classement du plus mauvais au meilleur est aisé. Cela donne dans l'ordre décroissant N°1, N°2, N°4, N°3.

On peut attribuer une note arbitraire ou rechercher un outil moins intuitif. Je choisis de quantifier rudimentairement la surface des oscillations.

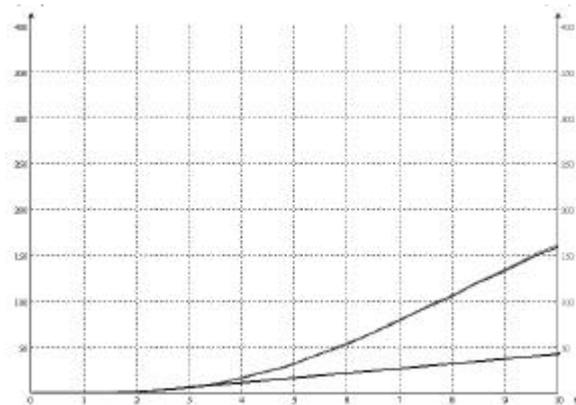
J'effectue le produit du nombre de carreaux de la base par celui de la hauteur de chaque oscillation d'un enregistrement puis j'effectue la somme de ces produits.

Quantification des ACINI

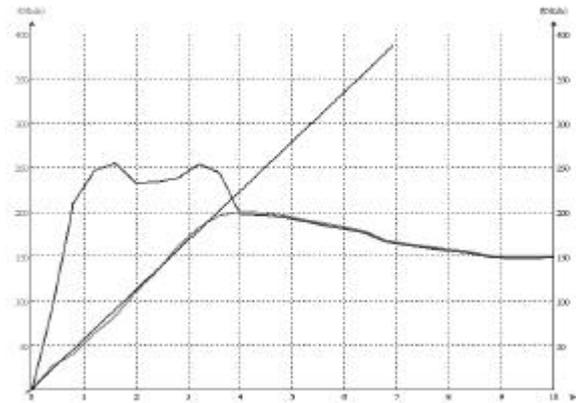
Essai 1



Essai 2



Essai 3



Essai 4

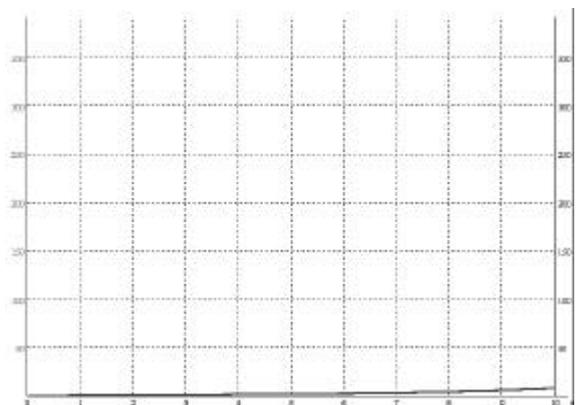


Figure 12 : Quantification des accélérations initiales

Note concernant l'essai N°3.

On constate que les vitesses des deux axes motorisés ne sont pas synchrones. Ceci est la manifestation d'un phénomène de patinage. Un axe a perdu l'adhérence et par conséquent, son couple résistant est diminué, donc il accélère. L'autre axe garde le contact avec le rail, il représente la vitesse du convoi. Le résultat ACINI de ce mouvement sera pris sur l'axe qui ne patine pas.

Les valeurs des accélération en tr/min pour 10 secondes sont : 70, 50, 550, 12.

Quantification des oscillations AMPLI Exemple N°2

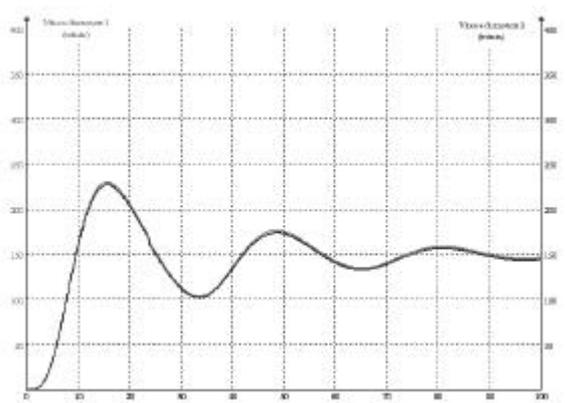


Figure 12 : oscillations « AMPLI »

Tableau des Résultats (figure 13):

Tableau des résultats			
Fermer [ESC]	ampli	patin	acini
Essai n°1	40.00	0.00	70.00
Essai n°2	12.00	0.00	50.00
Essai n°3	1.00	10.00	550.00
Essai n°4	0.00	0.00	12.00

Figure 13

Graphes des influences (figure 14):

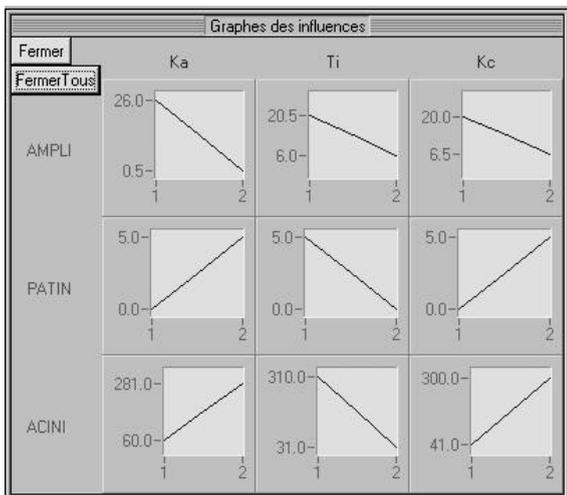


Figure 14

L'observation des graphes et des résultats montre que le meilleur des essais est le N°4. Il semble que la combinaison $Ka=1$, $Ti=2$, $Kc=1$ permettrait de réduire encore l'accélération initiale mais est susceptible de produire des oscillations. Il faut procéder à une vérification.

Vérification :

Le graphe ci-dessous (figure 15) valide l'analyse. Nous allons partir de l'essai N°4 et le monter à 300 tr/min.

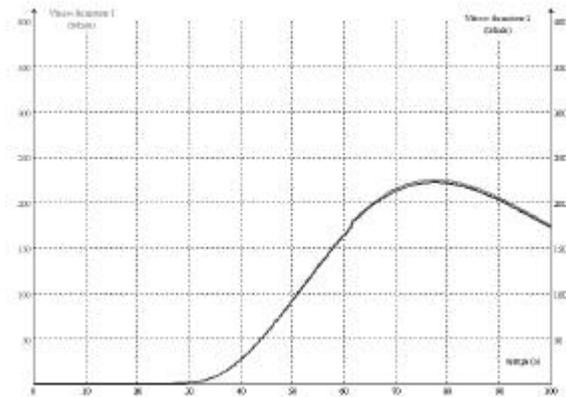


Figure 15

Vérification à 300 tr/min de l'essai N°4.(figure 16)

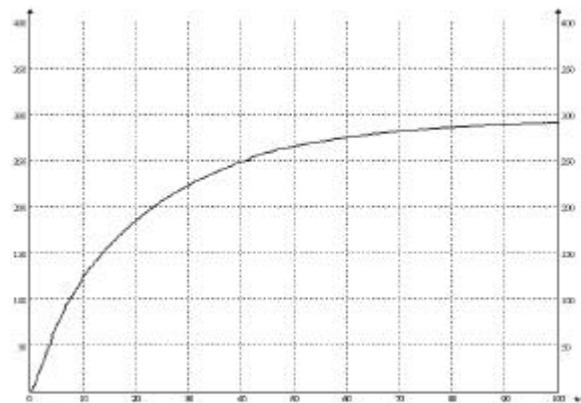


Figure 16

Le comportement est « sans histoires ».

Nous allons maintenant améliorer ce point. Le pivot sera $Ka=0.3$ $Ti=90$ $Kc=0.3$

Comment allons-nous faire ?

Si nous effectuons une prédiction, il faudra probablement effectuer plusieurs essais. Comme un essai demande moins de deux minutes, il me semble judicieux de réaliser un plan de réglage L4 . Les combinaisons des facteurs étant statistiquement choisies, les résultats pourront être analysés et l'opérateur disposera en outre d'un document de réglage.

Les niveaux seront 0.25 et 0.35 pour Ka. 80 et 100 pour Ti et 0.25 et 0.35 pour Kc.

Fin du plan d'approche

3- Plan de réglage.

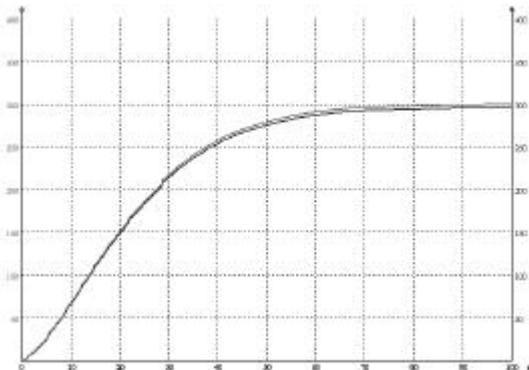
Le pivot du plan est 0.3 90 et 0.3
 Le lecteur connaît maintenant la démarche. Pour cette raison, nous irons directement à l'essentiel :
 Figure 17, le tableau des essais. Les quatre essais sont prévus.

Tableau des essais			
	Ka	Ti	Kc
Essai n°1	0.25	80.00	0.25
Essai n°2	0.25	100.00	0.35
Essai n°3	0.35	80.00	0.35
Essai n°4	0.35	100.00	0.25

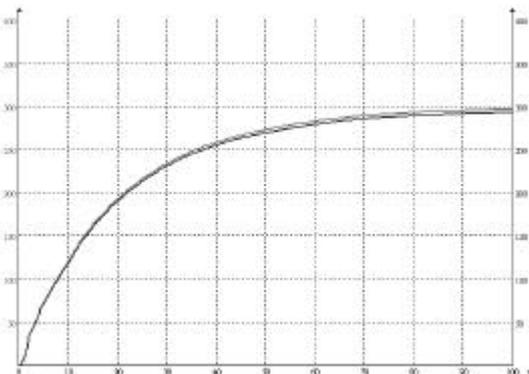
Figure 17 : tableau des essais

Ci dessous, figures 18, les évolutions des vitesses des deux axes pour une consigne de 300 tr/min.

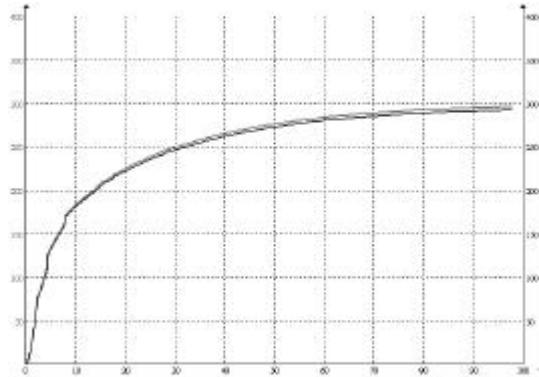
Essai N°1



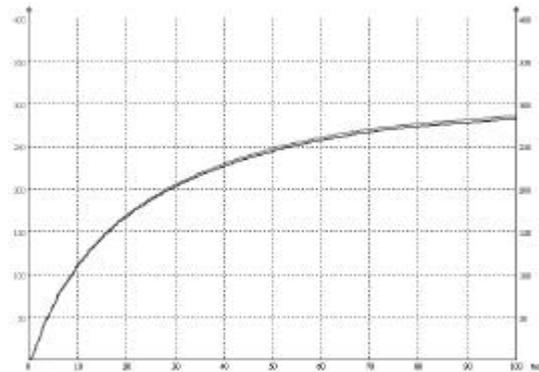
Essai N°2



Essai N°3



Essai N°4



Figures 18 : évolutions des essais.

Nous pouvons constater qu'il n'existe aucun phénomène de patinage. Par contre, les accélérations initiales et les allures des montées en vitesse sont diverses.

Je vais donc analyser d'une part, l'accélération initiale ACINI et d'autre part, je vais quantifier l'allure de la courbe. Je nomme accélération médiane ACMED l'accélération moyenne dans l'espace 100 à 250 tr/min. Soit T le temps mis pour effectuer cette variation alors $ACMED = 10 \cdot (250 - 100) / T$; les résultats sont rassemblés dans le tableau figure 19.

Tableau des résultats		
Fermer (ESC)	ACINI	ACMED
Essai n°1	50.00	50.00
Essai n°2	75.00	45.00
Essai n°3	300.00	53.00
Essai n°4	150.00	35.00

Figure 19

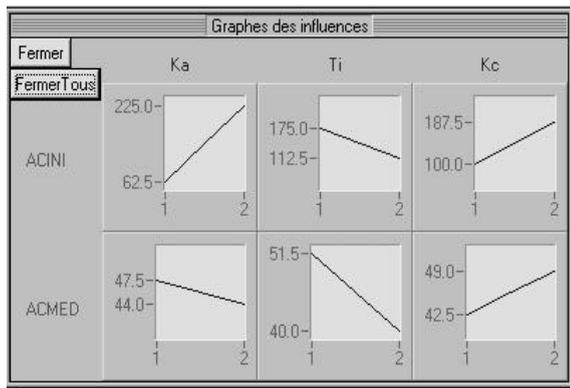


Figure 20

Quelques exemples d'analyses

Si on part de l'essai N°1 soit Ka1,Ti1,Kc1 pour Ka1,Ti1,Kc2 ACIN augmente, ACMED augmente.

Si on part de l'essai N°1 soit Ka1,Ti1,Kc1 pour Ka2,Ti1,Kc1 ACIN augmente, ACMED diminue très peu

Si on part de l'essai N°3 soit Ka2,Ti1,Kc2 pour Ka2,Ti1,Kc1 ACIN diminue, ACMED diminue.

L'essai N°1 convient presque mais on doit réduire l'accélération médiane. Pour cela, il faut réduire Ka, augmenter Ti ou réduire Kc.

Vérifions si l'essai KA1, Ti2, Kc1 a été exécuté : Non. On l'exécute pour voir.

L'expérience nous donne raison.

Regroupement des graphes des influences

Nota : Les graphes AMPLI et PATIN proviennent du plan d'approche. Les accoler aux graphes du plan de réglage n'est pas orthodoxe. Néanmoins comme les zones testées sont proches, on peut considérer que les tendances sont respectées.

Nous disposons d'un précieux outil de réglage.

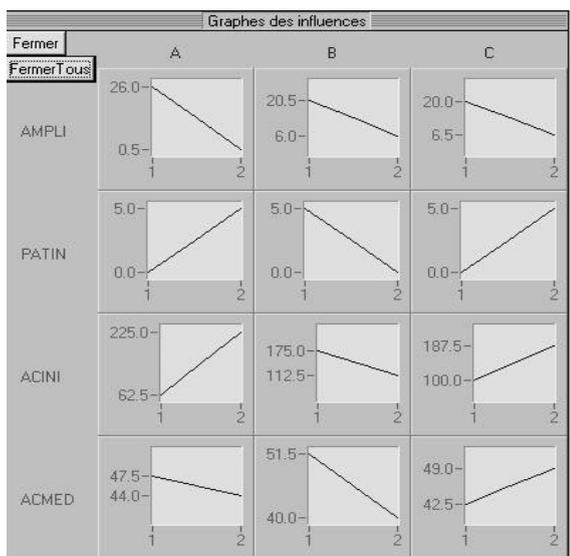


Figure 21

Essai de validation (figures 22)

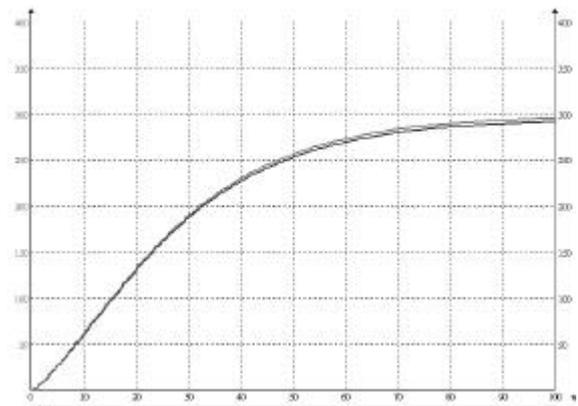


Figure 22a

Agrandissement de la période de démarrage

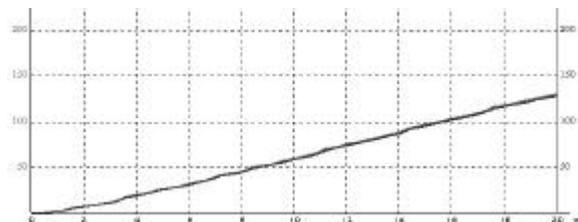


Figure 22b

Analyse :

Action de A : Ka. Si on augmente A, On réduit le risque d'oscillation, on risque le patinage, on augmente l'accélération au démarrage, l'accélération médiane est peu touchée.

Action de B : TI. Si on augmente B, On diminue le phénomène d'oscillation, on diminue le risque de patinage, l'accélération initiale est peu touchée, on réduit l'accélération médiane.

Action de C : TI. Si on augmente C, on diminue les oscillations, on augmente le risque de patinage, on augmente l'accélération initiale et on augmente l'accélération médiane.

TECHNOLOGIES MISES EN OEUVRE DANS LE TRANSFERT D'ENERGIE " MICRO-ONDES ET HAUTES FREQUENCES AVEC LA MATIERE. "

RADIANT

Association de promotion des énergies radiantes

Contact : Christophe DEBARD c/o CETIAT

CETIAT

69 603 VILLEURBANNE CEDEX

E.mail : secretariat.radiant@cetiat.fr

Sommaire

- **AVERTISSEMENTS PROVOCATEURS**
- **I. GENERALITES SUR LES HAUTES FREQUENCES (HF) ET LES MICRO-ONDES (MO)**
- **II. PRINCIPE DU CHAUFFAGE PAR PERTES DIELECTRIQUES**
- **III. NOTIONS DE PUISSANCE ABSORBEE PAR UN MATERIAU SOUMIS A UNE ONDE ELECTROMAGNETIQUE**
- **IV. RENDEMENT DE TRANSFERT D'ENERGIE**
- **V. ASPECTS CINETIQUES**
- **VI. NOTIONS SUR LA PROFONDEUR DE PENETRATION ET LA LONGUEUR D'ONDE**
- **VII. HAUTES FREQUENCES OU MICRO-ONDES ?**
- **VIII. CONCLUSIONS**

AVERTISSEMENTS PROVOCATEURS

Vouloir expliquer en quelques pages les principes complets d'une technologie comme le chauffage par pertes diélectriques relève de l'utopie. Ces quelques lignes ont pour seul objectif, malgré leur caractère quelque peu sédatif, d'apporter au lecteur courageux des informations qui lui permettront de cerner un peu mieux les mécanismes de transfert d'énergie onde / matière et les technologies à mettre en oeuvre dans le respect de lois physiques incontournables.

Si la technologie d'application reste l'affaire de spécialistes, le futur utilisateur ne devra pas pour autant se départir de son bon sens et de ses connaissances de base en chimie et en physique. La réussite ne s'obtiendra qu'en regroupant les compétences des hommes de process, de matériau et des ondes. Il est donc fortement conseillé de réaliser des essais d'orientation sérieux. Cependant, mal conduits, avec des appareillages de laboratoire mal ou pas du tout instrumentés, des résultats apparaissant comme probants peuvent conduire à des investissements hasardeux et à des échecs retentissants qui détruisent l'image de ces technologies.

Nous ne pouvons que conseiller aux utilisateurs potentiels d'être vigilants et rationnels pour ne pas tomber sous le charme de certaines sirènes qui par

inexpérience industrielle les amèneraient à un mauvais investissement. En se rappelant que les solutions les moins chères ne sont pas forcément les plus économiques. A bon entendeur...

I. GENERALITES SUR LES HAUTES FREQUENCES (HF) ET LES MICRO-ONDES (MO)

I-A. Restrictions d'utilisation des ondes électromagnétiques pour les usages industriels, scientifiques et médicaux.

Les hautes fréquences et les micro-ondes sont des ondes électromagnétiques de type radio ou radar. Le terme HF ou RF (Radio Fréquence) est généralement réservé à la gamme de fréquence couvrant un spectre de 1 à 400 MHz (1 MHz = 10^6 Hz). Le terme micro-ondes s'applique à la gamme de fréquence supérieure à 400 MHz et pouvant atteindre plusieurs giga hertz (1 GHz = 10^9 Hz).

La quasi totalité du spectre de fréquence est utilisée pour la télécommunication, c'est-à-dire l'échange d'informations. On peut citer de manière non exhaustive :

- La radio (GO, PO, FM),
- La télévision,
- La téléphonie mobile,
- Les radars.

Seules quelques bandes de fréquences, très restreintes, restent utilisables pour les applications industrielles, scientifiques et médicales (bandes I.S.M.).

La norme NE 55011 spécifie les limites d'utilisation des bandes de fréquences utilisables pour le chauffage par pertes diélectriques. Cette réglementation s'impose pour éviter tout risque de perturbation ou d'interférences avec les fréquences destinées aux échanges d'informations.

Le tableau n° 1 indique les domaines de fréquences réservées en Europe pour les applications I.S.M.

Fréquence centrale (MHz)	Gamme de fréquence (MHz)		Limite maximale de rayonnement	
6,78	6,765	6,795	à l'étude Sans restriction Sans restriction Sans restriction	RF
13,56	13,553	13,567		
27,12	26,957	27,283		
40,68	40,66	40,7		
433,92	433,05	434,79	à l'étude	
2450	2400	2500	Sans restriction	MO

Tableau n° 1 : Fréquences ISM

I.B. Principaux domaines d'application suivant les fréquences utilisées

Comme leur nom l'indique, les ondes électromagnétiques associent un champ électrique et un champ magnétique. Suivant la nature des matériaux qu'elles traversent, on assistera à une dégradation en chaleur de l'énergie véhiculée. Ainsi, pour les matériaux conducteurs, c'est le champ magnétique qui sera à l'origine du transfert de chaleur. C'est le domaine de l'induction avec comme principale application les traitements thermiques de métaux (trempe, trempe superficielle, etc.).

Pour les matériaux isolants, c'est le champ électrique qui interférera avec les molécules polaires des matériaux soumis au rayonnement. C'est ce mécanisme, plus connu sous le nom de chauffage par pertes diélectriques, que nous vous présentons dans ces quelques pages.

II. PRINCIPE DU CHAUFFAGE PAR PERTES DIELECTRIQUES

Si l'on place dans la cavité d'un four micro-onde électroménager un verre d'eau ou une éponge humide, au bout de quelques secondes après la mise en route du four, on observe une forte élévation de température. Par contre, si l'on remplace ces produits par un volume équivalent de Téflon ou de polypropylène, après un temps équivalent d'émission des ondes, on ne notera aucune évolution de température de ces matériaux. Il apparaît donc que la dégradation, en chaleur d'une onde électromagnétique dans un matériau, dépend en tout premier lieu de la nature du matériau soumis au champ électrique.

Nous allons tenter d'expliquer par image, au risque de choquer les scientifiques, le mécanisme de transfert d'énergie.

Pour rester sobres dans cette démonstration, nous prendrons l'exemple de l'eau. La molécule d'eau se présente comme une entité électriquement neutre. Cependant la répartition dissymétrique des charges

électroniques crée au sein de cette dernière un dipôle (voir figure 1 le modèle de VERVEY). Sous l'action d'un champ électrique externe, le dipôle a tendance à s'orienter parallèlement à ce dernier. Si le champ électrique est alternatif, on "assiste à la mise en vibration" de la molécule qui "cherche à suivre" le champ électrique exciteur.

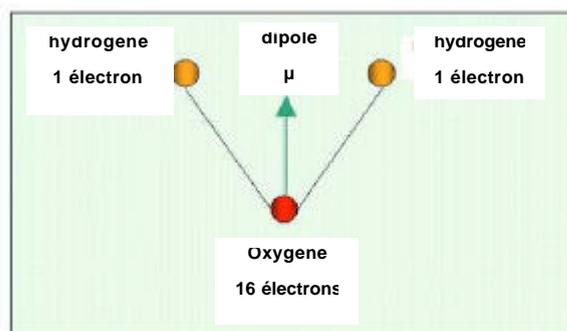


Figure 1 : modèle de VERVEY.

Dans le cas où le champ exciteur agit sur un ensemble de molécules polaires très peu distantes les unes des autres, il se produit des chocs et des frottements intermoléculaires d'où un échauffement dans tout le volume du matériau (chauffage volumique). Par contre, dans le cas où les distances intermoléculaires seraient grandes (gaz), aucun échauffement n'est constaté. Pour le Téflon, les chaînes moléculaires sont parfaitement symétriques (figure 2): il n'existe pas de dipôle. Il est donc insensible au champ électrique et sert souvent d'isolant dans la conception des applicateurs.

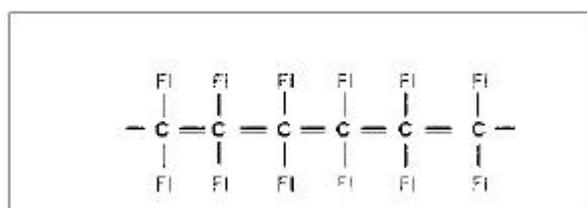


Figure 2 : chaînes moléculaires du Téflon.

Outre les matériaux polaires, les produits ioniques ou chargés de particules conductrices, comme le noir de carbone, sont susceptibles de s'échauffer sous l'action d'un champ électrique.

En conclusion, parmi les isolants électriques, seuls ceux de nature polaire ou ionique sont susceptibles de s'échauffer sous l'action d'un champ électrique ; on dit qu'ils sont absorbants ou qu'ils présentent des pertes diélectriques (ϵ'').

Nota : le critère d'absorption des matériaux peut évoluer en fonction de la température ou de l'avancement de la réaction engendrée par la chaleur. Le traitement peut présenter un caractère d'emballement thermique dans le cas où ϵ'' croît avec la température, ou d'autorégulation dans le cas contraire.

III. NOTIONS DE PUISSANCE ABSORBÉE PAR UN MATÉRIAU SOUMIS À UNE ONDE ELECTROMAGNETIQUE.

La puissance absorbée par un matériau soumis à un champ électrique alternatif est donnée par l'expression suivante :

$$P_a = K E_a^2 f \epsilon'' V \quad (1)$$

Expression dans laquelle :

K est une constante MKSA

E_a est l'amplitude du champ électrique appliqué au sein du matériau. La valeur de E_a par rapport à celle du champ électrique extérieur au matériau est d'autant plus faible que ϵ' (permittivité du matériau) est élevée.

f est la fréquence d'oscillation du champ électrique. Dans la majeure partie des cas, f correspond à la fréquence imposée par la norme NE 55011.

ϵ'' correspond au facteur de pertes du matériau soumis au champ électrique. P_a évolue en fonction des variations ϵ'' liées à la température ou à l'évolution de la réaction induite par la température.

V est le volume du matériau soumis au champ électrique.

Dans le cas d'un matériau biphasique, l'expression (1) devient :

$$P_a \text{ totale} = K f (E_{a1}^2 \epsilon''_1 V_1 + E_{a2}^2 \epsilon''_2 V_2) \quad (2)$$

$$P_a \text{ totale} = P_{a1} + P_{a2}$$

La relation (2) indique l'effet de sélectivité de chauffage que l'on peut obtenir grâce à un traitement par pertes diélectriques.

IV. RENDEMENT DE TRANSFERT D'ENERGIE

Le rendement de transfert d'énergie correspond au rapport de la puissance émise par le ou les générateurs sur celle absorbée par le matériau à traiter. Dans des conditions de bonne adaptation d'impédance

(absence d'énergie réfléchie de la charge vers le générateur), le rendement sera d'autant plus proche de 1 que ϵ' du matériau sera faible, que ϵ'' sera élevé et que le volume de produit présent dans le champ électrique sera fort. Les applicateurs d'énergie (structures métalliques dans lesquelles sont placés les produits à traiter) jouent un rôle d'amplificateurs de champ électrique. Le champ présent au sein de ces enceintes est d'autant plus élevé que le produit se présente avec peu de pertes diélectriques et que son volume est faible. Ce phénomène limite la puissance d'émission des générateurs pour éviter d'atteindre les seuils de claquage (arcs) dans les applicateurs. Pour transférer la puissance nécessaire à une production horaire donnée, il y aura donc lieu, pour éviter ce phénomène, d'augmenter les volumes de produit présent dans l'applicateur si le process s'y prête. Cette limitation doit être impérativement prise en compte lors des calculs d'extrapolation.

V. ASPECTS CINÉTIQUES

La particularité des ondes électromagnétiques est de créer un chauffage volumique, dans la limite de la profondeur de pénétration de l'onde dans un matériau. La puissance absorbée n'est limitée que par la valeur de claquage du champ électrique et par la puissance disponible à la source d'émission.

Si cette particularité peut être mise avantageusement à profit dans le cas d'opérations de préchauffage ou de montée en température rapide, il y a lieu pour des opérations de séchage ou des opérations où la chaleur conduit à une réaction chimique, de respecter le matériau. Pour imager ce propos, nous prendrons deux exemples :

a) Séchage de produits fragiles comme la céramique

La puissance transmise au matériau ne doit pas excéder une certaine valeur qui conduirait à générer plus de vapeurs en un temps donné que le matériau ne pourrait en évacuer dans le même temps. Il se produirait alors une surpression de vapeur au sein du matériau pouvant conduire à la fissuration, la déformation ou dans les cas extrêmes à l'explosion du produit.

b) Polymérisation d'une colle d'assemblage

La vitesse de polymérisation dépend directement de la température des produits en réaction. Il existe donc un couple *température-temps* qu'il est impératif de respecter si l'on désire obtenir une bonne qualité du produit. Les techniques hautes fréquences ou micro-ondes perdent une grande partie de leur intérêt lorsque les temps de réaction imposés par la chimie sont longs. Leur seul avantage reste cependant la vitesse de montée en température qui peut être très rapide, mais il reste à valider l'intérêt économique du procédé. La mise au point de formulations adaptées permet retrouver tout l'intérêt du chauffage par pertes diélectriques.

Ces deux exemples simples démontrent l'absolue nécessité de vérifier dans des conditions sérieuses et extrapolables la faisabilité de tels traitements. Ces essais ne doivent avoir pour seul objectif que de déterminer la densité optimale de puissance que doit absorber le matériau pour conduire à la qualité finale désirée.

Cette donnée indispensable pour dimensionner les appareillages industriels permet de déterminer suivant le process envisagé et la productivité désirée :

- La puissance à installer,
- La longueur minimale de la zone de traitement.

VI. NOTIONS SUR LA PROFONDEUR DE PENETRATION ET LA LONGUEUR D'ONDE

D'une manière très générale, la pénétration d'une onde est inversement proportionnelle à la fréquence et aux pertes ϵ'' du matériau. Il y a lieu de tenir compte du fait que ϵ'' dépend de la fréquence et de la température. Les dimensions géométriques de l'objet à traiter imposent généralement le choix de la fréquence à utiliser.

Pour des produits épais, on peut s'attendre à un chauffage hétérogène qui dans certains cas condamne irrémédiablement le choix des micro-ondes. Dans certaines limites, ce phénomène peut être combattu grâce à la mise au point d'applicateurs spécifiques avec une répartition judicieuse des sources d'émission d'énergie.

L'homogénéité du traitement peut être aussi liée à la longueur d'onde. Nous allons expliciter ce phénomène de manière très imagée. La figure 3a représente une période d'une onde sinusoidale. Il est convenu de la caractériser en dimension par la longueur d'onde notée λ par l'expression :

$$\lambda = C / f$$

λ = Longueur d'onde en mètre.

C = célérité de la lumière (300 000 km/s).

f = fréquence de l'onde émise par la source.

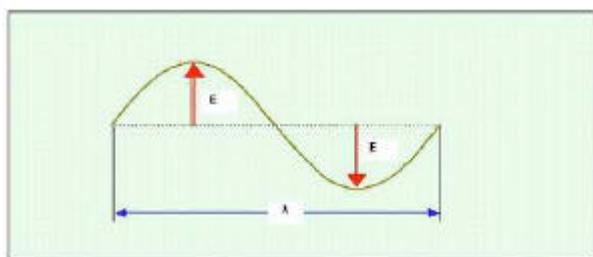


Figure 3a : caractérisation de la longueur d'onde.

Ainsi, en espace libre :

- à 2 450 MHz (MO), la longueur d'onde est de l'ordre de 12 cm,
- à 27 MHz (HF), la longueur d'onde est de l'ordre de 11 m.

Sur une demi-longueur d'onde, l'amplitude du champ électrique atteint une valeur maximale E_{max} . Si nous plaçons un bâtonnet diélectrique de faible permittivité ϵ' et présentant des pertes ϵ'' non négligeables comme indiqué à la figure 3b, dans les zones où l'amplitude du champ atteindra une valeur moitié de la valeur maximale E_{max} , la puissance absorbée (relation 1) sera quatre fois plus faible que celle absorbée dans la zone de champ maximal.

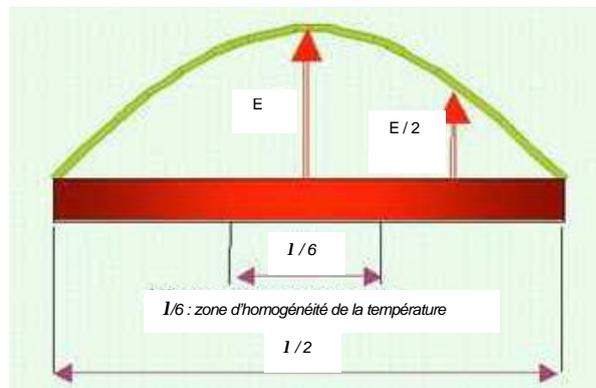


Figure 3b : Effet image de la longueur d'onde sur l'homogénéité du chauffage.

En tenant compte du critère sinusoïdal de la variation et des effets de conduction thermique, en première approximation on peut prétendre que la température sera quasi homogène sur une distance représentant environ 1/3 de la demi-longueur d'onde.

Ainsi :

- à 2 450 MHz, les dimensions idéales d'objet ne devront pas dépasser 2 cm,
- à 27 MHz, les dimensions idéales d'objet pourront atteindre 2 m.

Il est nécessaire de préciser que la restriction apparente des tailles d'objets à traiter en 2 450 MHz peut être contournée par l'utilisation d'applicateurs étudiés dans lesquels le produit est mis constamment en mouvement ou équipés de structures de brassage de mode efficaces (antenne et/ou plateau tournant). Cependant, cette contrainte confère aux applicateurs un critère spécifique, qui doit être validé pour chaque matériau et / ou présentation géométrique du produit à traiter.

En règle générale, on utilisera les micro-ondes pour le traitement de petits objets, alors que les hautes fréquences trouveront tout leur intérêt pour des produits de grandes dimensions. Si cette règle s'applique dans une majeure partie des cas, elle n'est pas incontournable dans le cadre d'applications spécifiques. Il apparaît donc, là encore, impératif de procéder à des essais d'orientation, afin de déterminer la solution qui apportera le maximum de souplesse à l'utilisateur.

VII. HAUTES FREQUENCES OU MICRO-ONDES ?

Depuis le début de ce rapide tour d'horizon, outre la fréquence et le comportement des matériaux, nous n'avons pas insisté sur les différences entre hautes fréquences et micro-ondes. Ces techniques, loin d'être concurrentes, sont complémentaires. Elles se distinguent principalement par leur technologie de mise en oeuvre. D'une façon très générale, les applicateurs micro-ondes sont constitués d'enceintes métalliques closes sur les parois desquelles sont placée(s) la ou les sources micro-ondes de puissance. Différentes technologies de couplage d'énergie peuvent être utilisées :

- Couplage direct,
- Couplage par guide à fentes rayonnantes,
- Couplage par antenne.

S'il est tout à fait envisageable de réaliser des applicateurs de traitement en continu pour des produits de faibles épaisseurs, l'installation de sas d'entrée et sortie s'impose dès que les matériaux présentent une épaisseur supérieure à une centaine de millimètres. Une avance produit dite "pas de pèlerin" devient obligatoire pour éviter les fuites de rayonnement vers l'extérieur.

La technologie haute fréquence quant à elle utilise principalement des structures de type capacitives constituées d'électrodes.

L'ensemble est placé dans une enceinte métallique jouant un rôle de blindage, ou de cage de FARADAY. Compte tenu de la longueur d'onde, des systèmes de traitement en continu avec de fortes épaisseurs de produit sont tout à fait réalisables. Plusieurs configurations d'électrodes sont envisageables suivant la forme et la nature des matériaux à traiter. Les schémas des [figures 4-5-6-7](#) et [8](#) donnent quelques exemples.

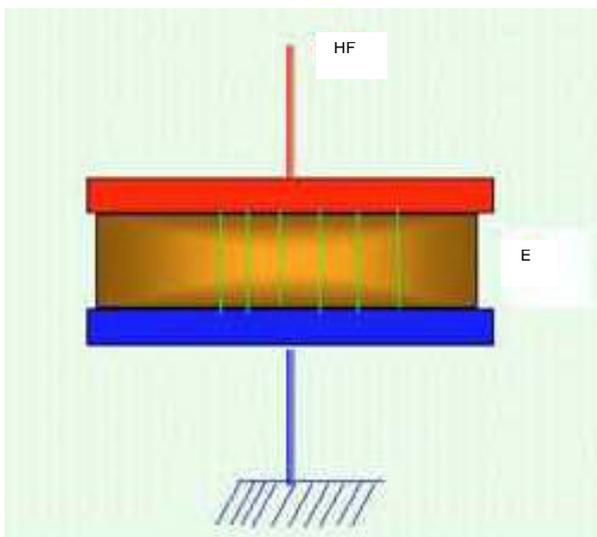


Figure 4 : produit de forte épaisseur, chauffage en statique ou dynamique.

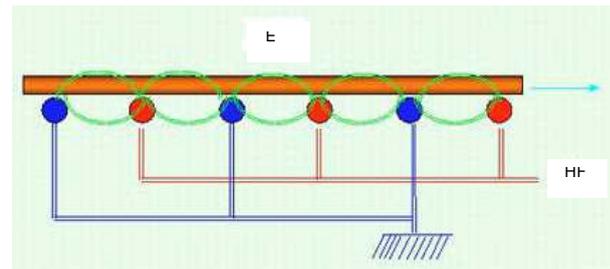


Figure 5 : produit de faible épaisseur, chauffage en dynamique.

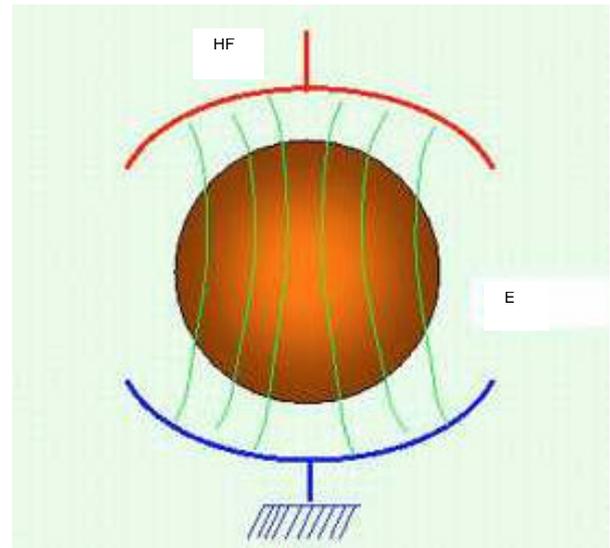


Figure 6 : produit de forme cylindrique, chauffage en statique ou dynamique.

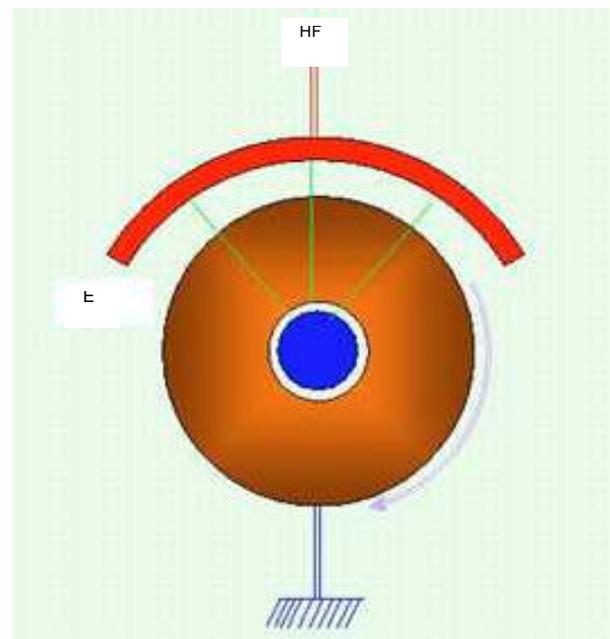


Figure 7 : Produit de forme cylindrique, chauffage en statique ou dynamique.

Du point de vue source d'énergie, d'une manière très générale, des micro-ondes de fortes puissances, peuvent être obtenues en couplant sur un même applicateur plusieurs sources. Il y a cependant

lieu de veiller à ce qu'il n'y ait pas de couplage inter sources.

En haute fréquence, contrairement aux micro-ondes, il est très délicat de coupler plusieurs générateurs sur le même applicateur.

Les puissances de générateur disponibles par type de technologie sont les suivantes :

1) – Micro-ondes 2450 MHz

- 1200 W fixe ou variable
- 2000 W fixe ou variable
- 6000 W variable
- 10000 W variable

2) – Micro-ondes 915 MHz

- 5 kW variable
- 15 kW variable
- 30 kW variable
- 60 kW variable
- 75 kW variable

3) – Haute fréquence (13,56 MHz – 27,12 MHz – 40,68 MHz)

Puissance disponible de quelques centaines de Watt à quelques centaines de kW.

VIII. CONCLUSIONS

Dans vos fabrications :

- Avez-vous à chauffer des matériaux non métalliques ?
- Ce matériau présente-t-il une faible conductivité thermique ?
- Est-il épais, et de ce fait le process nécessite-t-il des temps de traitement longs ?
- Votre produit final présente-t-il une forte valeur ajoutée ?
- Votre consommation d'énergie ramenée au kilo est-elle importante avec votre procédé actuel ?
- Votre matériau absorbe-t-il les ondes électromagnétiques ?

Si votre réponse est **oui** à toutes ces questions, vous avez certainement la possibilité d'augmenter vos marges, en intégrant dans votre process des technologies comme les hautes fréquences ou les micro-ondes. C'est la manière la plus rapide de transférer de l'énergie exactement là où vous le désirez.

Par contre, si vous désirez chauffer de l'eau, sécher des grandes quantités de sable, transférer de l'énergie à des produits finaux de très faible valeur ajoutée, alors oubliez vite ce type de technologie et tournez-vous vers des technologies plus traditionnelles, associées à des systèmes de récupération d'énergie.

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

Christian LECLERC

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

suite de la 3ème partie : L'ère des thyristors, leurs applications en traction sous courant continu 1500 V

C.2.3.2 - Applications sur des matériels de série :

1969 : le convertisseur auxiliaire des locomotives CC 6500 et 21000

En 1969, ont été mises en service les locomotives bicourant CC 21001 et 21002, de 5520 kW, amplement décrites en C.2.1 (La Revue 3EI n° 29 - p.71 à 75), puis ce furent les nombreuses CC 6500, leur version monocourant 1500 V =.

Ces puissantes locomotives à 2 moteurs doubles (induits jumelés) et à rhéostat (pour le fonctionnement sous la caténaire 1500 V =), sont équipées du freinage rhéostatique avec excitation séparée des moteurs.

L'excitation séparée, qui donne plus de souplesse de réglage que l'excitation série, ne peut être pratiquée pour le freinage rhéostatique, lequel est dit de "sécurité", sans la garantie d'une alimentation permanente des inducteurs. Si, en freinage normal (dit de service) ceux-ci peuvent être alimentés à partir de la caténaire, ils devront l'être à partir d'une batterie spécifique dans les cas d'urgence où la tension caténaire est susceptible de disparaître.

Les CC 6500 et 21000 sont donc équipées de 2 batteries : une batterie de 72 V classique qui assure l'alimentation des circuits B.T. de contrôle et de commande et une batterie annexe de 30 V, dite "de freinage" qui, comme vu ci-dessus, assure l'alimentation des inducteurs dans les cas de freinage d'urgence. La bonne charge de ces batteries, et en particulier celle de la batterie de freinage, revêt une grande importance.

Sur les matériels monophasés, la charge des batteries n'a jamais posé de problèmes particuliers car on a toujours pu disposer d'un redresseur auxiliaire (même équipé d'éléments au sélénium, comme sur les BB 16500 par exemple) alimenté, sous une centaine de volts, par un transformateur abaisseur qui a aussi le grand avantage d'assurer une séparation galvanique entre les circuits HT et BT très appréciable. Seule la régulation optimale de la charge était, avant l'utilisation des thyristors en redressement contrôlé, susceptible de présenter quelques difficultés.

Il n'en était pas de même sur les matériels alimentés en 1500 V = jusqu'à l'arrivée des convertisseurs statiques. En effet, ne disposant d'autre source de tension que la caténaire, on ne pouvait charger une batterie qu'au moyen de systèmes divers utilisant, pour la plupart, des résistances ("talons" de

rhéostats, résistances insérées dans des circuits de moteurs auxiliaires, ventilateurs ou compresseur, eux-mêmes alimentés directement en 1500 V). Toute séparation galvanique entre circuits HT et BT était exclue sauf à utiliser des groupes tournants, coûteux à l'installation et à l'entretien, mais qui, en jouant sur l'excitation du générateur ("dynamo" ou alternateur à réluctance variable du type "statodyne") permettaient la régulation de la charge.

Le convertisseur auxiliaire ALSTHOM, installé d'origine sur les CC 6500 et 21000, est, comme les hacheurs de traction rencontrés jusqu'ici, un convertisseur du type continu-continu alimenté directement par la caténaire 1500 V sur les CC 6500 et derrière un redresseur auxiliaire à diodes sur les CC 21000, lorsqu'elles fonctionnent sous 25 kV.

Il a une puissance de 20 kW et est, en quelque sorte, une extrapolation des chargeurs de batteries ALSTHOM de faible puissance (CR 1500 et 3000) essayés en 1968 et évoqués antérieurement.

Comme le montre le schéma de la *figure 129*, il assure les 3 fonctions suivantes :

- charge de la batterie principale de 72 V
- charge de la batterie de freinage de 30 V
- alimentation des inducteurs des moteurs de traction en freinage de service (hors urgence) au cours duquel le freinage rhéostatique est "combiné" avec le freinage pneumatique.

Caractéristiques du convertisseur :

- tension nominale d'alimentation : 1500 V (blocage si $U < 900 \text{ V}$ ou $U > 1950 \text{ V}$).
- régime "unihoraire" à 160 Hz :
 - débit du circuit de charge de la batterie 72 V : 25 A sous 75 V (charge proprement dite + consommations "en tampon").
 - débit du circuit de charge de la batterie de freinage 30 V : 10 A sous 30 V.
- pas de débit du circuit d'excitation.
- régime "20 minutes" à 200 Hz :
 - débit du circuit de charge de la batterie 72 V : 25 A sous 75 V (charge proprement dite + consommations "en tampon").
 - débit du circuit de charge de la batterie de freinage 30 V : 10 A sous 30 V.
- débit du circuit d'excitation : 550 A sous 30 V.

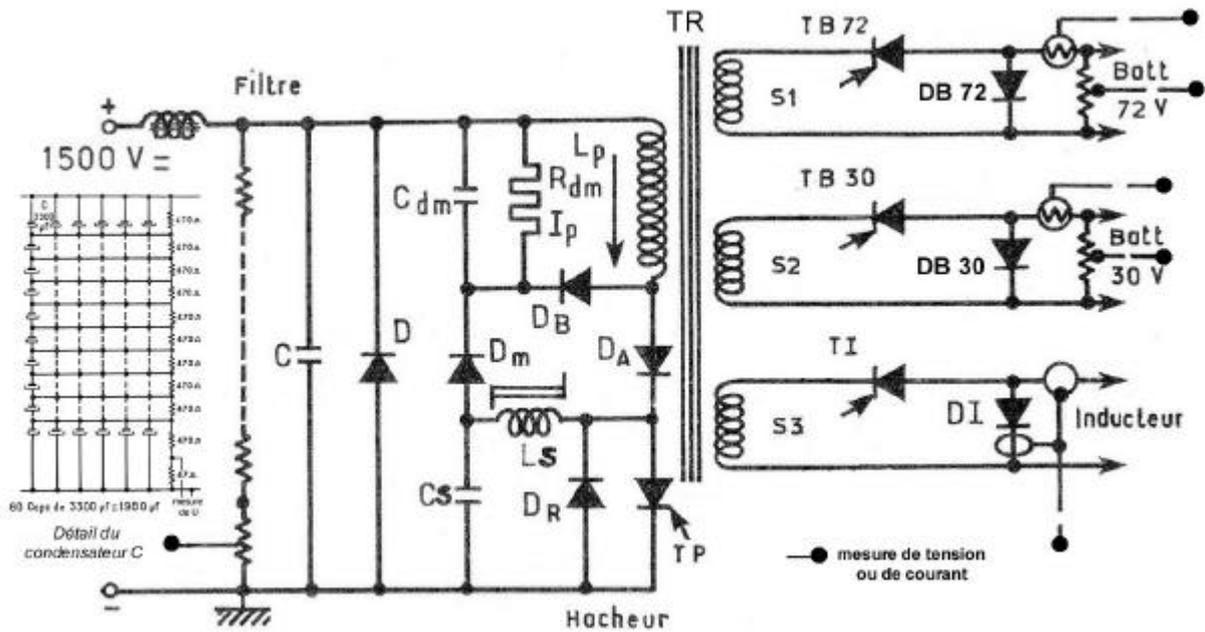


Figure 129 Schéma de principe du convertisseur auxiliaire continu-continu de 20 kW des CC 6500 et 21000

Le hacheur qui met le primaire du transformateur cycliquement sous tension n'a qu'un seul thyristor (TP). Les 3 secondaires (S1,2,3) sont abaisseurs ; les charges sont contrôlées par les thyristors TB 72, TB 30 et TI qui fonctionnent en commutation naturelle.

Semi-conducteurs - TP : 4 ATS16CN en série, DR : 4 AS18N en série, D : 3 AS20N en série, Dm et DB : 10 30R2 (Sesco) en série

TB72 : ATS12CN, DB72 : AS12N, TB30 : C36N (Sesco), DB30 : 28R2, TI : 2 AT7F en série, DI : 3 AS6T en //

Filtre d'entrée : les 60 condensateurs électrochimiques, d'origine, ont été remplacés par 2 condensateurs au papier métallisé pour des raisons de sécurité (risque d'explosion en cas d'échauffement) et de vieillissement (augmentation du courant de fuite).

(schéma extrait de la notice S.N.C.F. n° 10 1089 161 - 1973)

Le principe de base du convertisseur peut être appréhendé au moyen du schéma très simplifié de la figure 130 et des chronogrammes associés. Il se résume ainsi :

- mise sous tension cyclique (1500 V) du primaire du transformateur par l'interrupteur S₁, le transformateur se magnétise
- ouverture de S₁ avant la saturation du transformateur
- démagnétisation du transformateur avant la fermeture suivante de S₁
- l'enroulement secondaire alimente la charge sous basse tension durant tout ou partie de la mise sous tension 1500 V du primaire (fonctionnement de S₂)

L'interrupteur S₁ est en fait un dispositif hacheur à un seul thyristor TP dont le fonctionnement détaillé est décrit ci-après (les notations utilisées sont celles du schéma de la figure 129).

Fonctionnement du hacheur :

- le thyristor principal TP fonctionne en hacheur, à la fréquence de 160 Hz lorsque les inducteurs ne sont pas alimentés mais à 200 Hz lorsqu'ils le sont ; le temps de conduction est à peu près fixe.
- TP applique cycliquement la tension de 1500 V = (présente aux bornes du condensateur C du filtre d'entrée) au primaire du transformateur TR.
- lorsque le thyristor TP est désamorçé, le transformateur se démagnétise dans le circuit Rdm sous 500 V environ.

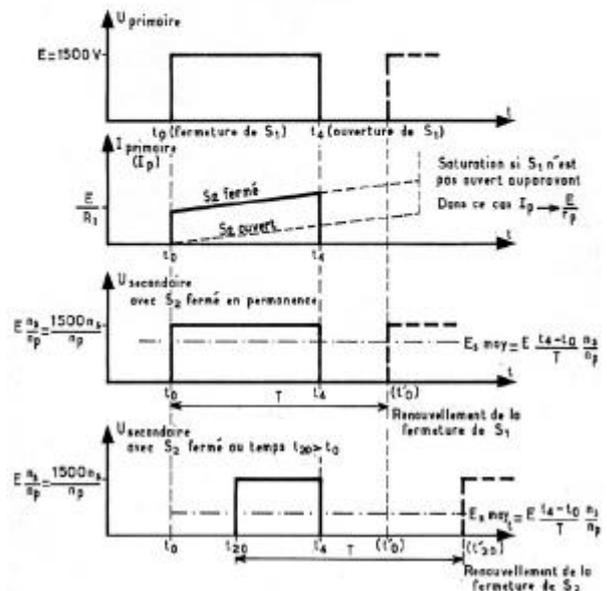
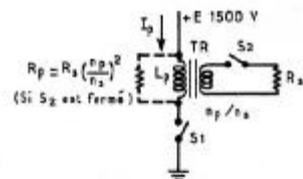


Figure 130 Principe de fonctionnement très simplifié du convertisseur

(extrait de la notice S.N.C.F. n° 10 1089 161 - 1973)

Voyons cela un peu plus en détail avec l'aide des chronogrammes de la *figure 131* ci-dessous :

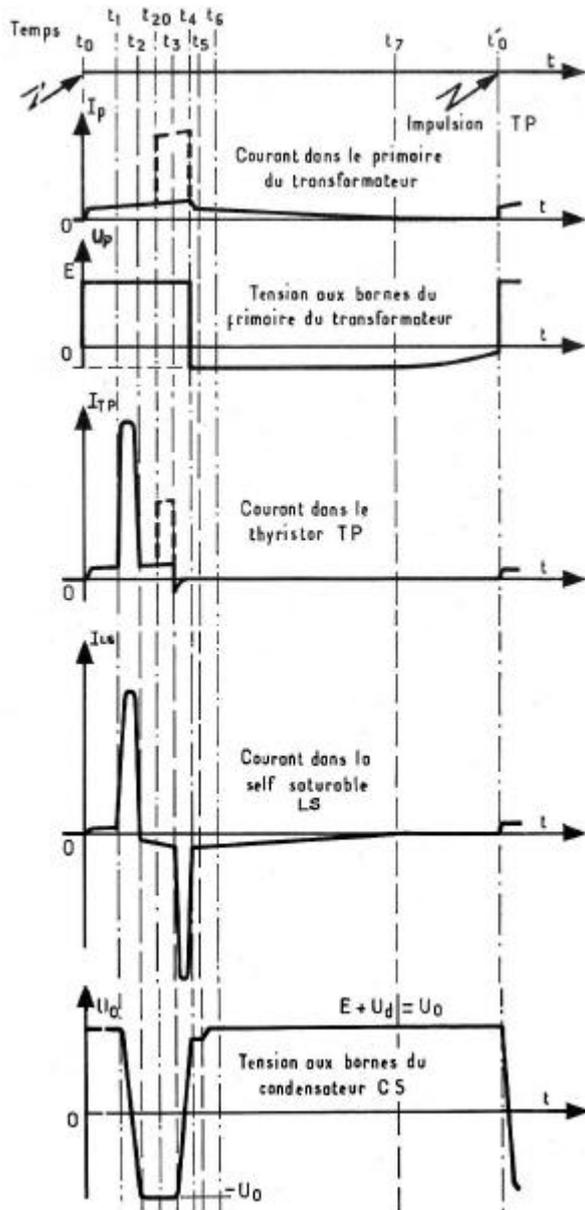


Figure 131 Chronogrammes caractéristiques de fonctionnement du hacheur sur primaire de transformateur avec circuit d'extinction à self saturable. (extrait de la notice S.N.C.F. n° 10 1089 161 - 1973)

Le circuit d'extinction de TP est constitué du condensateur CS et de la self LS qui est dite "saturable". CS a pu se charger initialement sous environ 2000V au travers du primaire du transformateur, de la diode DA et de la self LS (laquelle lui a apporté une surtension de 500 V, environ, en fin de charge initiale).

Au moment de l'amorçage de TP (t_0), il y a début d'inversion de la charge de CS par demi-oscillation avec LS ; entre t_0 et t_1 , la self LS a une valeur importante et l'inversion de tension commence avec une grande période, mais à partir de t_1 la self se sature et l'inversion se poursuit alors très rapidement (on

observe aussi la pointe du courant d'inversion dans TP), celle-ci est terminée à l'instant t_2 et LS retrouve sa valeur élevée de désaturation.

C'est au cours de la 2ème demi-oscillation (celle de ré inversion) qu'est utilisée la propriété de saturation de LS pour provoquer l'extinction de TP. Comme cela s'était produit lors de l'inversion de charge précédente, tant que le courant dans LS était inférieur à la valeur dite de saturation, la self avait une valeur importante et empêchait une décharge brutale de CS en inverse dans TP, mais au moment où le circuit magnétique de LS se sature, la valeur de self s'effondre brusquement en t_3 et la montée brutale du courant inverse provoque l'extinction immédiate de TP suivie du rebouclage du courant par sa diode inverse DR dont la chute de tension directe polarise négativement le thyristor TP (entre t_3 et t_4).

La self saturable LS (qui est un bobinage torique sur circuit magnétique constitué d'un empilement d'anneaux de tôle spéciale) joue donc le rôle du thyristor d'extinction que l'on a rencontré dans tous les schémas hacheurs précédents.

Ce schéma hacheur n'utilise donc qu'un seul thyristor, ce qui le rend simple à commander et à construire, mais, le temps de conduction étant fixé par les caractéristiques de LS, on ne peut assurer la variation de la tension de sortie qu'en faisant varier la fréquence de découpe.

A cet égard, le passage de 160 à 200 Hz ne constitue qu'un "saut" de puissance nécessaire à l'alimentation des inducteurs ; mais le convertisseur ne fonctionne pas vraiment à fréquence variable. Cela ne présente pas d'inconvénient dans le cas présent puisque les réglages de tensions se font aux secondaires du transformateur par retards aux amorçages des thyristors secondaires (instant t_{20} qui sont sous la dépendance des régulations respectives de charge des batteries 72 et 30 V et du réglage de l'excitation); l'indépendance voulue de ces 3 réglages rendrait d'ailleurs presque inutile une action au niveau du hacheur primaire TP.

En fait, l'instant d'extinction de TP étant fixé par l'atteinte du seuil de saturation de LS, le temps de conduction du hacheur est ainsi lié à la valeur de la tension d'alimentation du convertisseur et sa variation va dans le sens d'une compensation, donc de la stabilité, puisque, plus la tension d'alimentation est élevée plus la valeur du courant de saturation sera atteinte rapidement, raccourcissant ainsi la durée de conduction de TP.

L'extinction des 3 thyristors secondaires se fait simultanément et de façon dite "naturelle", au moment de l'extinction de TP, par l'inversion de la tension de sortie des secondaires (images de la tension primaire aux rapports de transformation près), cela correspond à la phase de démagnétisation du transformateur sous -500 V au primaire.

La diode DB, empêche l'application du 1500 V au circuit de démagnétisation lorsque TP est en conduction ; tandis que DA bloque tout maintien sous tension du primaire du transformateur une fois que TP

est désamorçé (durant la phase de conduction de DR en particulier). La diode Dm assure, quant à elle, la limitation de la tension maximum atteinte par CS à la valeur $U_{alim} (1500 \text{ V}) + U_{Rdm-Cdm} (500 \text{ V environ})$ soit à 2000 V environ.

1976 : les locomotives BB 7200 - 22200

Ces locomotives de 4400 kW appartiennent à la même famille que les BB 15000, déjà rencontrées, dont elles sont en quelque sorte les versions 1500 V= (BB 7200) et bicourant 1500 V= / 25 kV-50 Hz (BB 22200) ; leur caisse et leurs bogies sont pratiquement identiques, de même que leurs moteurs de traction (du type TAB 674).

La figure 132 montre la BB 22317 sous 25 kV en tête d'un train rapide.

Elles sont définies pour une vitesse maximale de 180 km/h mais, techniquement, elles peuvent atteindre 200 km/h si la charge remorquée ne demande pas d'efforts prolongés car, si les équipements hacheurs et redresseurs permettent une puissance continue de 5700 kW, on atteint les limites thermiques des moteurs à collecteur, autoventilés de surcroît (une ventilation forcée d'appoint a été ajoutée, par la suite, sur une partie de la série).



Figure 132 La locomotive bi-courant à hacheur BB 22317 de 4400 kW sous caténaire monophasée 25 kV.
(cliché Transphot - J.P. Demoy)

La BB 7201 est sortie d'usine en juin 1976, ses premiers essais en ligne ont permis de vérifier la compatibilité du fonctionnement de ses hacheurs avec l'environnement, circuits de signalisation en particulier, bien que cela avait déjà été constaté lors des expérimentations de la CC 20002-9252 et de la BB 7003. Les premières locomotives de la série ont été mise à disposition du service des trains rapides de voyageurs (la V max de ces locomotives est de 180 km/h), sur le réseau Sud-Est de la SNCF, fin 1976. La série des BB 22200 est sortie en même temps.

Le schéma complet des BB 7200 est représenté à la figure 133, il est évidemment très proche de celui de leur prototype, la BB 7003, décrite antérieurement (voir *La Revue 3EI* n°32 - p.86, 87).

Quant à la figure 134, elle représente le schéma, assez détaillé, de l'un des 2 groupes de 3 hacheurs décalés qui alimente l'un des 2 moteurs.

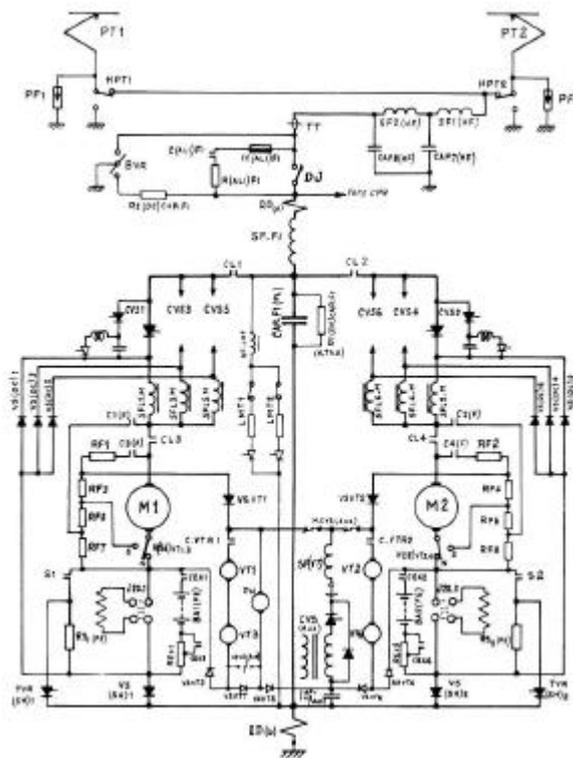


Figure 133 Sur ce schéma complet de BB 7200, puissance et auxiliaires, on voit apparaître les 6 hacheurs élémentaires (repérés ici CVS 1 à CVS 6) en 2 groupes de 3, chaque groupe alimentant 1 moteur de traction. Le filtre d'entrée (SF.Fi de 2 mH et CAP.FI (PL) de 8 mF) est commun aux 6 hacheurs.

Autres éléments importants du schéma :

- DJ : disjoncteur 1500 V= à ouverture rapide
- CC(AL)FI - R(AL)FI : dispositif de pré-charge du filtre
- QD (a) et (b) : bobines du relais différentiel de protection principale
- SF (HF) et CAP (HF) : filtre haute fréquence
- LMT1, LMT2 : thyristors court-circuiteurs du filtre (déclenchement si la tension est > 2400 V)
- VS(DC) : diodes de "roue libre" des hacheurs élémentaires
- SFL1.M à SFL6.M : selfs de lissage de sortie des hacheurs élémentaires (3 mH)
- M1 et M2 : moteurs de traction
- TYR (SH) et VS(SH) : thyristors et diodes de shuntage
- VT, PH : moteurs des ventilateurs et pompe à huile
- VSVT et HCVS(AUX) : diodes et sectionneur de ventilation en secours (CVS(AUX) hors service)
- BA(FE), REX, CEX : batteries, résistances et contacteurs d'excitation en freinage d'urgence
- CVS(AUX) : convertisseur auxiliaire (30 ou 40 kW) d'alimentation des ventilateurs, pompe à huile et charge de la batterie principale de 72 V
- résistances de freinage
 - RF1 et RF2 : 306 mΩ
 - RF3 et RF4 : 25,5 mΩ
 - RF5 et RF6 : 51 mΩ
 - RF7 et RF8 : 30 mΩ
- résistances de shuntage permanent RS(P1) et RS(P2) de 36 mΩ.

(schéma extrait d'un document interne S.N.C.F. Direction du Matériel - Département Construction)

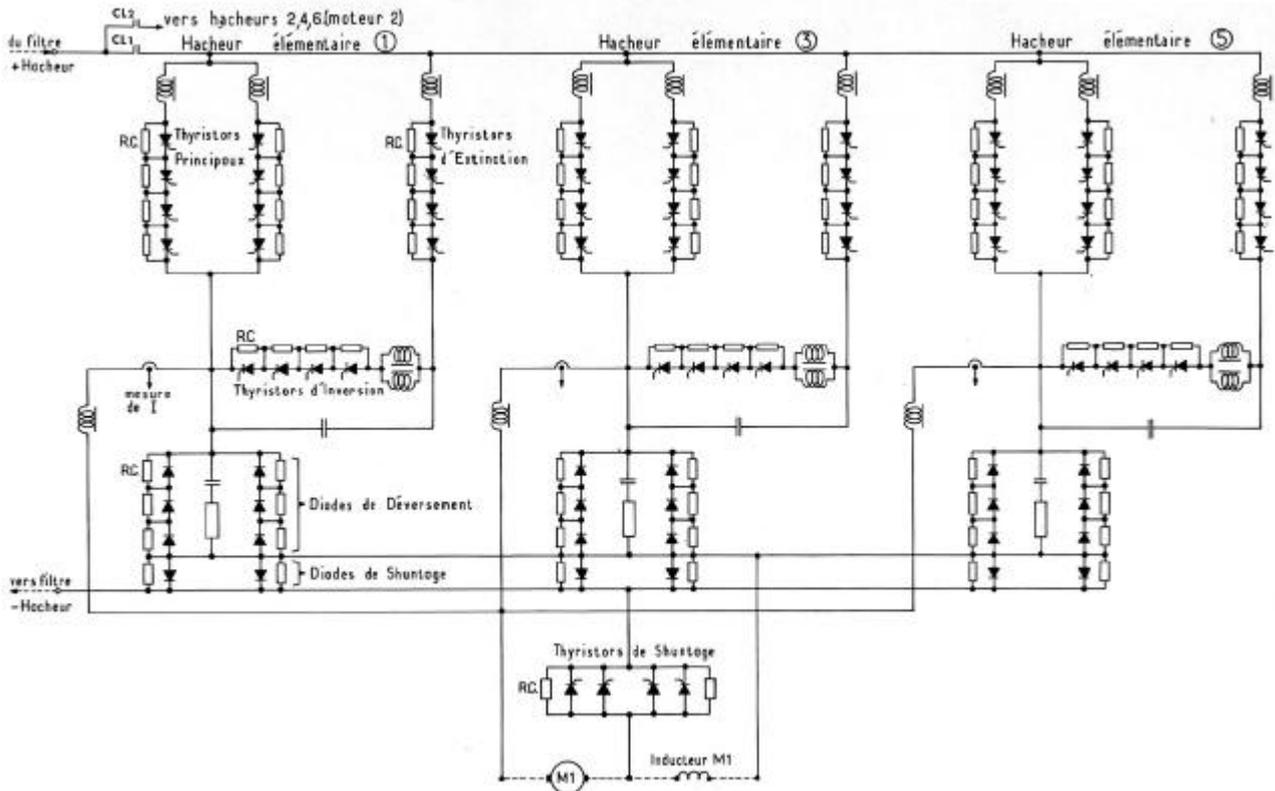


Figure 134 Ce sous-ensemble de 3 hacheurs élémentaires alimente l'un des 2 moteurs de traction des BB 7200 et 22200 :

- tous les semi-conducteurs sont représentés, y compris leurs circuits de protection individuels (RC) ; chacune des files de thyristors principaux possède une self de limitation en di/dt à circuit magnétique saturable (ferrites) de 65 μ H
- les 2 selfs en //, en série avec les thyristors d'inversion, utilisent également des ferrites, leur valeur unitaire est de 260 μ H
- les condensateurs de commutation, non repérés au schéma, ont une valeur de 45 μ F
- les 3 selfs en sortie de chacun des hacheur élémentaire sont les selfs de lissage de 3 mH, repérées SFL.M sur le schéma précédent
- les "mesures de I", placées dans la sortie de chacun des hacheurs élémentaires, sont des capteurs de courant à isolement galvanique équipés de sondes à "effet Hall".

(schéma extrait d'un document interne S.N.C.F. Direction du Matériel - Département Construction)

Semi-conducteurs des ensembles hacheurs :

fonction	référence	fabricant	VRRM ou VDRM (V)	I_b (A moy.)	trr ou tq (μ s)	Nb.en série	Nb. files en //	Nb. par locomotive
thyristors principaux	T.727.12.44	CDSW	1200	350	≤ 25	4	2	48
thyristors d'inversion	T.727.12.44	CDSW	1200	350	≤ 25	4	1	24
thyristors d'extinction	T.727.14.40	CDSW	1400	300	≤ 40	4	1	24
thyristors de shuntage	C.612.LV.518	G.E.	2000		≤ 39	1	4	8
diodes de "roue libre"	R.722.25.40	CDSW	2500	350	≤ 5	3	3	36
diodes de shuntage	R.722.25.40	CDSW	2500	350	≤ 5	1	2	12
thyristors court-circuiteurs	T.720.20.35	CDSW	2000	280	250	2	2	4

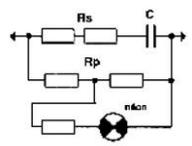
Nota : Les thyristors court-circuiteurs TYR(LMT) ne sont pas intégrés aux ensembles hacheurs, ils sont montés directement en sortie du filtre d'entrée. Une résistance de limitation de 1 Ω est placée en série avec chacun des 2 bras.

Circuits R.R.C. de protection individuelle des cellules :

Chaque diode ou thyristor est équipé d'un circuit de protection directement monté entre anode et cathode. Comme le montre le schéma annexe de la figure 135, il s'agit d'un condensateur C et d'une résistance Rs, connectés en série qui assurent

l'absorption des surtensions de commutation et d'une résistance Rp (elle-même constituée de 2 ou 3 résistances en série), mise en parallèle sur C et Rs, destinée à l'équilibrage statique des tensions aux bornes des cellules d'une file.

Afin de détecter l'avarie éventuelle d'une cellule, un voyant "néon" complète, en général, le circuit de protection ; il est connecté aux bornes de l'une des résistances Rp (il possède lui-même 2 résistances de protection de 270 kΩ en série). En situation normale, ce "néon" sera plus ou moins allumé en présence de la tension directe (thyristor non amorcé) ou inverse de la cellule mais il sera toujours éteint si le semi-conducteur est en court-circuit (type d'avarie le plus probable). Ce test par simple examen visuel nécessite donc la mise sous tension des équipements ; il est pratiqué régulièrement en atelier de maintenance à titre préventif.



	C (μF)	Rs (Ω)	Rp (kΩ)
Thyristors principaux, d'inversion et d'extinction	0,25	15	2 x 27
Thyristors de shuntage et court-circuiteurs	0,5	3 x 56 en //	3 x 27
Diodes de "roue libre" et de shuntage	0,47	sans	2 x 27

Figure 135 Schéma et valeurs respectives des composants des circuits RRC de protection individuelle des divers thyristors et diodes.

Fonctionnement d'un hacheur élémentaire :

Comme déjà indiqué plus haut, on retrouve les schémas expérimentés sur le couplage CC 20002-9252 et la locomotive BB 7003 dont les explications relatives au processus d'extinction des thyristors principaux avaient été données en début de chapitre au sujet de la commutation forcée des thyristors utilisés en courant continu ; il est donc inutile de revenir sur le fonctionnement détaillé du hacheur élémentaire des BB 7200 et 22200.

Cependant on précisera qu'il découpe à la fréquence nominale F de 300 Hz et que l'on utilise successivement les sous-fréquences F/27, F/9 et F/3 pour les démarrages.

Chacun des 2 sous-ensembles de 3 hacheurs élémentaires a sa logique de commande et les 2 logiques sont synchronisées de façon à assurer l'entrelacement global des 6 hacheurs élémentaires de la locomotive complète ; les commandes des 2 groupes étant imbriquées l'une dans l'autre.

La durée de conduction minimale est fixée par le temps d'inversion de la charge du condensateur de commutation, elle est de 230 μs dans le cas présent.

A l'opposé, le temps de blocage minimum, qui conditionne la tension maximum appliquée au moteur, devra être supérieur au temps de la seconde inversion de la charge du condensateur de commutation (suite à l'amorçage des thyristors d'extinction) à courant pratiquement constant (I moteur), qui correspond à la séquence complète d'extinction des thyristors

principaux, c'est seulement à l'issue de cette séquence que, sous l'influence de la self de lissage, la diode de roue libre entrera en conduction et prendra le relais du hacheur pour faire circuler le courant du moteur.

Le fonctionnement en réduction de champ, qui va être décrit ci-après, impose une conduction de cette diode de roue libre pendant 150 μs au minimum ; cela nécessite la présence d'une butée de conduction du hacheur qui correspond à un taux de conduction maximum de l'ordre de 95 %.

La réduction de champ :

Comme déjà expliqué antérieurement au sujet du fonctionnement des engins à redresseurs contrôlés arrivés en fin de réglage d'angle, lorsque le taux de conduction maximum du hacheur est atteint, on ne peut augmenter la vitesse du moteur qu'en réduisant l'excitation, donc en "shuntant" les inducteurs.

Le schéma de principe du shuntage des 7200-22200 est représenté ci-dessous à la figure 136 :

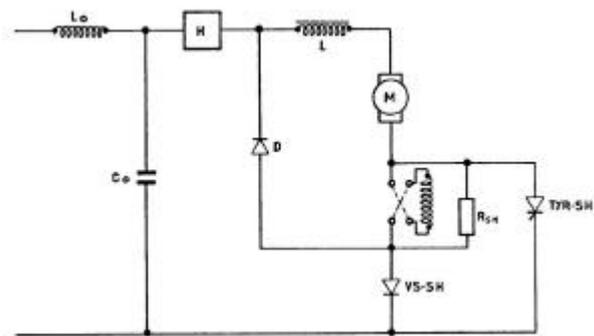


Figure 136 Schéma de principe simplifié du dispositif de réduction de champ (dit "shuntage") des BB 7200 - 22200

(extrait de la notice Jeumont-Schneider. n° 5 616 158)

Dans la réalité, les éléments repérés H, L, D et VS-SH sont répartis sur les 3 hacheurs élémentaires à fonctionnement entrelacé, seul le dispositif de shuntage, constitué de la résistance RSH de 36 mΩ, dite de shuntage permanent, et du thyristor TYR-SH est commun aux 3 hacheurs élémentaires.

Lorsque TH-SH est amorcé, à un instant quelconque durant la conduction du hacheur principal H, le courant moteur se répartit entre l'inducteur, la résistance RSH (via la diode VS-SH) et le thyristor, on notera que la diode de "roue libre" D n'est pas amorcée.

A la fin du blocage du hacheur, cette diode D prendra le relais du courant moteur, ne serait-ce qu'un court instant (150 μs, au minimum, comme vu plus haut), et permettra le blocage de VS-SH qui sera suivi de celui de TYR-SH puisque le courant qu'il dérivait ne pourra plus se reboucler par la diode D comme le fait le courant des inducteurs et de RSH. Ce blocage du thyristor de shuntage dès la mise en conduction d'une des diodes de "roue libre" (il y en a une pour chaque hacheur élémentaire) fait que si l'on continuait à entrelacer les 3 hacheurs élémentaires au moment du shuntage, celui-ci serait interrompu dès la mise en conduction de la première des 3 diodes (leur fonctionnement est aussi entrelacé) donc au bout du

tiers d'une période. En conséquence, les hacheurs élémentaires sont mis en phase avant toute séquence de shuntage.

Le taux de shuntage peut donc varier, de façon continue, entre 13,5 % (86,5 % de champ) en absence d'amorçage de TYR-SH (taux déterminé par les valeurs respectives de RSH, de 36 mΩ et la résistance propre des inducteurs de 5,6 mΩ) à 66 % (34 % de champ) lorsque l'amorçage de TYR-SH est en "butée" (fixée par l'électronique de commande). Il serait possible d'obtenir un taux de shuntage supérieur à 66 %, en s'affranchissant de la "butée" donc en amorçant encore plus tôt les TYR-SH, mais la qualité de la commutation du moteur (fonctionnement du système balais/collecteur) risquerait de se dégrader.

Le freinage électrique :

Seul le freinage sur résistance fixe est pratiqué ; la variation d'effort de freinage est obtenue par le réglage de l'excitation des moteurs dont les inducteurs sont alors alimentés par le sous-ensemble hacheur de traction correspondant. Le schéma de principe simplifié, qui figure ci-dessous, à la *figure 137*, résume les dispositions adoptées.

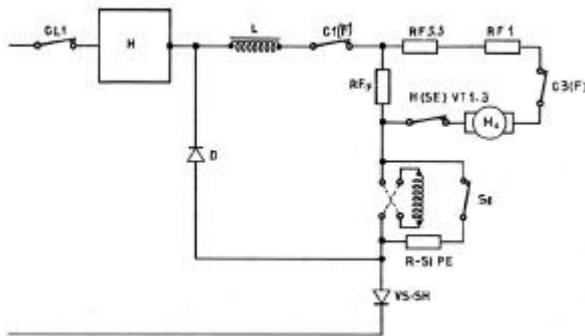


Figure 137 Cette représentation simplifiée d'un moteur en configuration de freinage sur résistance, montre bien l'induit bouclé sur les 4 éléments de rhéostat RF_{1,3,5,7} totalisant 412,5 mΩ. Les inducteurs sont alimentés par le sous-ensemble hacheur qui assure le réglage de l'excitation (on remarquera l'élément RF₇ qui est mis en commun avec l'induit).

(*extrait de la notice Jeumont-Schneider. n° 5 616 158*)

L'adaptation des circuits de puissance est obtenue par le jeu des contacteurs manoeuvrés à vide lors de la transition traction/freinage. Cette transition est commandée manuellement par le conducteur, lequel détermine l'effort de retenue désiré, ou par les automatismes de régulation de vitesse. Dans ces 2 cas, le freinage électrique, seul mis en oeuvre en l'occurrence, est dit de "maintien" ; il n'opère que sur la locomotive.

La courbe effort/vitesse, propre au freinage électrique pur, est représentée ci-après, à la *figure 138*.

Si le conducteur veut agir sur l'ensemble du train, il actionnera le freinage pneumatique en créant une dépression dans la conduite de frein (dite conduite "générale"), le freinage électrique se déclenchera alors automatiquement et sera dosé proportionnellement à la

dépression ; ce mode de freinage est alors dit "combiné". A partir de 40 km/h, le freinage pneumatique, qui n'agissait alors que sur le train, sera progressivement mis en oeuvre sur la locomotive afin de compenser le manque d'effort électrique et l'on pourra ainsi conserver l'effort global requis par la dépression jusqu'à l'arrêt.

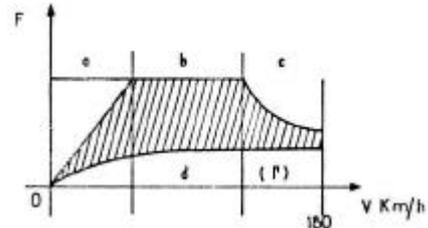


Figure 138 La caractéristique effort/vitesse, ci-dessus, se décompose en 3 plages de vitesses décroissantes (c, b, a) :

- c : de 180 à 80 km/h, ceci correspond à une limitation du courant d'induit du moteur à 1475 A pour ne pas détériorer les résistances RF (courbe d'équi-puissance de 900 kW par moteur).
 - b : de 80 à 27 km/h, l'effort est maintenu constant à 9000 daN en faisant croître le courant d'excitation. Cette valeur correspond à l'effort maximum à la jante admissible en freinage vis à vis de l'adhérence roue / rail.
 - a : de 27 km/h à l'arrêt, on fonctionne à excitation constante, fixée à 1220 A dans les inducteurs (soit 1400 A dans RF 7 avec shuntage permanent de 13 %), afin de ne pas détériorer la résistance RF 7. La tension développée par le moteur est alors proportionnelle à la vitesse d'où, en débit sur une résistance constante, une décroissance linéaire du courant d'induit donc de l'effort de retenue électrique.
- En partie basse, la courbe Γ (zone repérée d) représente l'effort de retenue minimal pouvant être contrôlé par l'excitation. Il correspond à un fonctionnement du hacheur à sa sous-fréquence de découpe la plus basse F/27.

(*extrait de la notice Jeumont-Schneider. n° 5 616 158*)

Lorsque la dépression est supérieure à 1,7 bars, on a affaire à un freinage dit "d'urgence". Le freinage électrique sera déclenché immédiatement (toujours par le biais de la dépression) et réglé à son effort maximal mais, dans ce cas, l'excitation des moteurs ne sera plus assurée par les hacheurs mais par une petite batterie auxiliaire (chargée à partir de la batterie 72 V).

L'alimentation autonome des inducteurs confère au freinage électrique d'urgence toute la sécurité requise car, comme déjà évoqué de nombreuses fois, il doit continuer à fonctionner en cas de coupure de la tension caténaire, ou tout simplement de disjonction (commandée ou non). De plus, un freinage pneumatique est adjoind en complément (pression dans les cylindres de 2,2 bars pour V > 60 km/h et 3,8 pour les vitesses inférieures.

Cette configuration est représentée au schéma de la *figure 139*. On notera aussi, sur ce schéma, l'autonomie de l'alimentation des principaux auxiliaires (ventilateurs en particulier) qui doivent refroidir les résistances de freinage dans toutes les circonstances. Ils sont alimentés par la tension prise aux bornes des éléments repérés RF_{4,6,8} (totalisant 106,5 mΩ) qui s'ajoutent à la résistance RF₂ de 306 mΩ pour constituer la charge du moteur de traction.

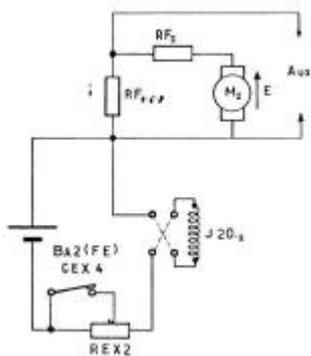


Figure 139 Dans cette configuration en freinage "d'urgence", l'excitation du moteur est assurée par une batterie auxiliaire de 27 V dont le débit dans les inducteurs peut prendre 2 valeurs fixes (325 et 420 A selon que le contacteur CEX est ouvert ou fermé, REX passant alors de 81,5 à 61 mΩ, et avec une résistance propre des inducteurs de 5,6 mΩ).

(extrait de la notice Jeumont-Schneider. n° 5 616 158)

Les BB 22200, schéma de principe global :

Jusqu'à la conception des BB 22200, les locomotives bicourant de la SNCF étaient la juxtaposition pure et simple :

- des équipements à courant continu classiques composés, pour l'essentiel, d'un rhéostat de démarrage, d'un jeu de contacteurs assurant

l'élimination progressive de celui-ci et le changement de couplage des moteurs
 - d'un ensemble monophasé à transformateur et redresseurs à diodes (nécessité d'un gradateur accolé au transformateur) ou thyristors (CC 21000).
 Seuls certains auxiliaires, le groupe moto-compresseur en particulier, étaient partagés.

Cette disposition, bien que lourde, permettait quand même, sous caténaire monophasée, de profiter des avantages des redresseurs ; seules les CC 40100 faisaient exception à cette disposition puisque, pour des raisons d'encombrement, le système rhéostatique était utilisé sous les 4 tensions d'alimentation.

Le développement des hacheurs de forte puissance a permis à la traction en courant continu sous 1500 V de jouir des mêmes possibilités que celles apportées par le redressement contrôlé à la traction monophasée, dont l'excellent rendement et la facilité de contrôle permettant l'usage d'asservissements divers.

Une locomotive à courant continu à hacheur peut donc facilement devenir "bicourant" si on lui ajoute, en amont de son filtre d'entrée, un dispositif d'alimentation sous caténaire alternative qui jouera, en quelque sorte, le rôle de "sous-station" 1500 V = embarquée. C'est ainsi qu'a été obtenu le schéma des BB 22200 qui figure ci-dessous à la figure 140.

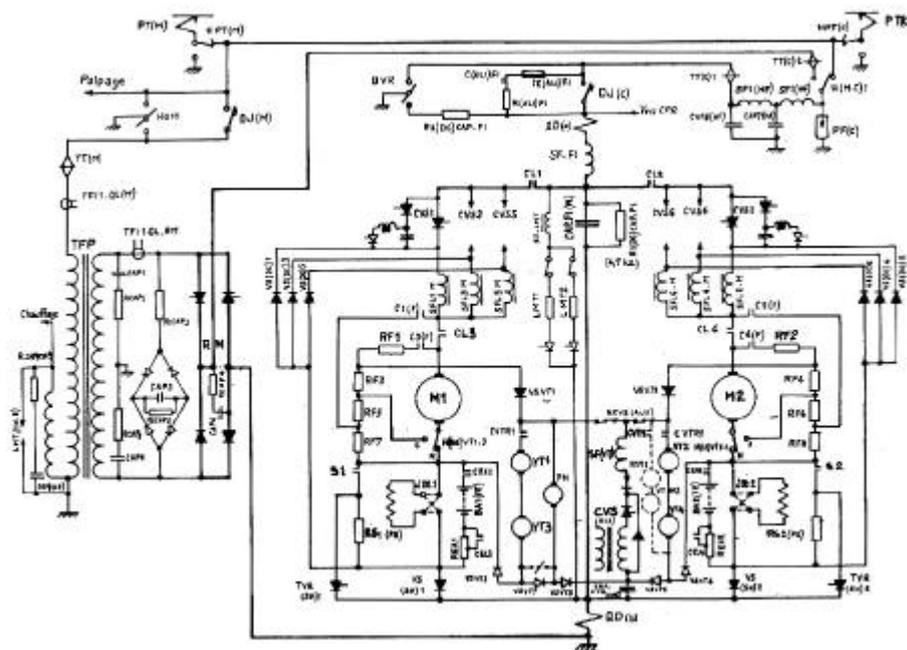


Figure 140 Le schéma ci-contre est la juxtaposition du schéma des BB 7200 et d'un schéma de redresseur monophasé en pont mixte. On notera la présence de 2 pantographes spécifiques ; l'un pour l'alimentation en 1500 V =, l'autre pour la caténaire 25 kV - 50 Hz. Toute la partie du schéma, à partir du filtre haute fréquence (SF(HF) est identique à celui des BB 7200.

Éléments particuliers : - DJ(M) disjoncteur 25 kV

- TFP transformateur principal 25 kV / 1970 V avec sortie "chauffage" 1500 V spécifique
- RM redresseur semi-contrôlé à thyristors
- H(M.C) sectionneur monophasé / continu
- circuits RC de protection aux bornes des secondaires et en sortie du pont RM.
- circuit R.RC monté en sortie d'un redresseur auxiliaire sur l'entrée ≈ du pont RM

(schéma extrait de la R.G.C.F. avril 1978)

Détail de la partie "monophasée" spécifique (figure 141 ci-dessous) :

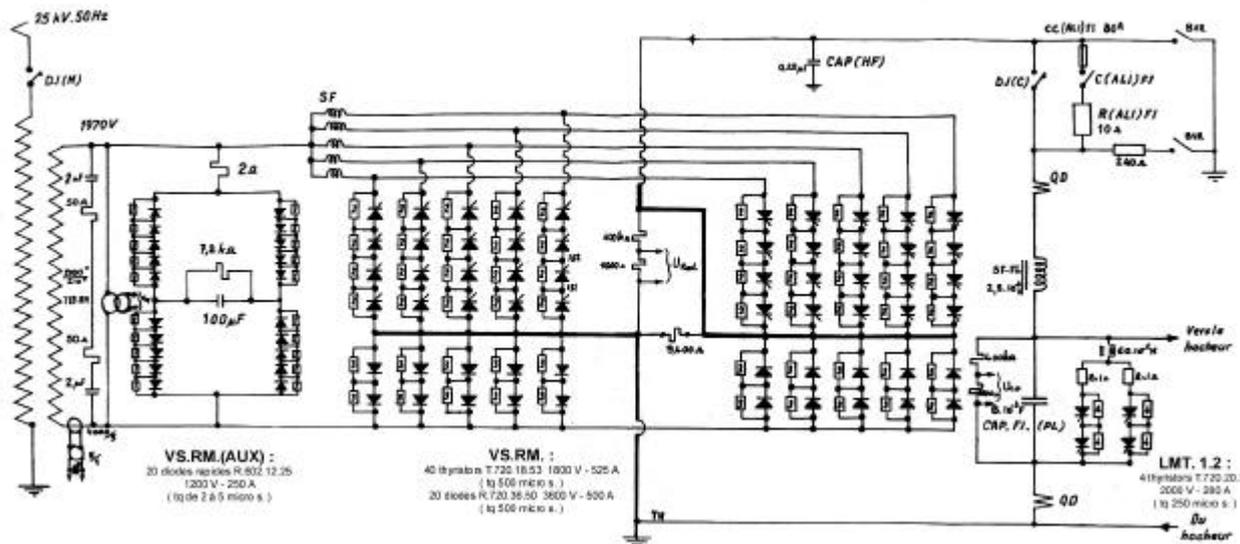


Figure 141 Schéma de principe détaillé du redresseur d'alimentation des hacheurs de traction des BB 22200 sous 25 kV monophasé

Ce schéma montre les détails du pont mixte RM, de son redresseur auxiliaire de protection VS.RM(AUX) ainsi que, à droite, l'amorce de la partie continue (filtre d'entrée des hacheurs, son dispositif de pré-charge et les courts-circuiteurs LMT.1.2) qui est identique à celle des BB 7200. On remarquera les 5 selfs de répartition placées en entrée alternative du pont VS.RM. et la résistance de 9,4 Ω , connectée en sortie, destinée à faciliter la régulation à vide du redresseur.

(schéma extrait d'un document interne S.N.C.F. Direction du Matériel - Département Construction)

Comme le montre le schéma de la *figure 141*, le transformateur principal, à un seul secondaire traction, alimente, sous 1970 V eff (à vide et pour 25 kV au primaire), un redresseur principal en pont mixte (à diodes et thyristors), dont le rôle est de délivrer une tension redressée contrôlable et régulée à 1650 V (jusqu'au plein déblocage des thyristors) quelle que soit la charge demandée. Un simple redresseur à diodes aurait eu les inconvénients de faire monter la tension d'alimentation du filtre d'entrée à une valeur à vide trop importante (égale à la tension crête de la tension alternative) et, toujours pour les faibles charges, de débiter un courant trop ondulé, donc à valeur efficace prohibitive, dans le filtre d'entrée de l'ensemble hacheur.

Comme pour les redresseurs des BB 15000, la protection contre les surtensions issues du transformateur a été renforcée puisque, en plus des circuits RC traditionnels, on trouve connecté aux bornes du secondaire, un circuit RRC monté en sortie d'un pont redresseur auxiliaire à diodes rapides ce qui permet de combiner une faible résistance (2 Ω) à une forte capacité (100 μ F), une résistance de 7,2 k Ω en parallèle sur le condensateur assure sa décharge.

La *figure 142* représente les vues du grand bloc central des BB 7200-22200 (il mesure 5,3 x 2,2 m), panneaux de fermeture ouverts, côté tiroirs semi-conducteurs (surmontés des 4 groupes de ventilation) et côté appareillage avec, à la base, l'ensemble des condensateurs d'extinction des thyristors hacheurs.

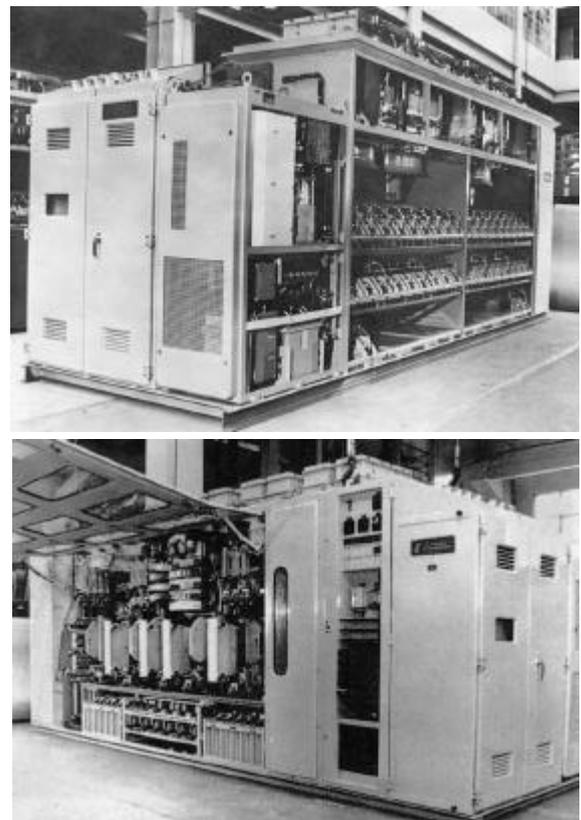


Figure 142 Vues du bloc central des BB 7200-22200, côté semi-conducteurs (en haut) et appareillage (en bas). Le CVS.AUX. apparaît à l'angle avant de la vue du haut

(clichés extraits de la R.G.C.F. avril 1978)

Les éléments saillants, installés en partie haute du bloc de la *figure 142*, sont les caissons de résistances de freinage rhéostatique. Quant aux condensateurs du filtre d'entrée, ils sont placés dans un bloc annexe situé au-dessus de l'un des bogies.

Convertisseur auxiliaire des BB 7200 et 22200 :

Les BB 7200 et 22200 ont pour auxiliaires :

- un moto-compresseur, fonctionnant directement sous le 1500 V = (non filtré)
- une moto-pompe à huile, qui assure la circulation dans les aéro-réfrigérants du fluide de refroidissement de la cuve à selfs des BB 7200 (contenant aussi le transformateur principal sur les 22200)
- 4 moto-ventilateurs dans le bloc central pour refroidir les semi-conducteurs et les résistances de freinage
- une batterie d'accumulateurs de 72 V (assurant aussi la charge de la petite batterie de freinage de 27 V).

Le moto-compresseur mis à part, tous ces organes fonctionnent sous basse tension et sont alimentés spécifiquement par un convertisseur statique, du type continu / continu à isolement galvanique, connecté en sortie du filtre principal des hacheurs de traction.

Ce convertisseur (il apparaît, panneau avant ouvert, au premier plan de la vue du haut de la *figure 142*) a été construit par l'usine de Massy de la société CGEE-ALSTHOM à partir du schéma du convertisseur auxiliaire de 20 kW des CC 6500 et 21000, décrit plus haut, dont il représente une version extrapolée et technologiquement améliorée puisque sa puissance est de 30 kW (pour les 35 premières BB 7200 et les 68 premières 22200), dans un volume moindre mais avec une certaine ventilation forcée, pour le refroidissement du tore de commutation (self saturable "LS") en particulier.

Les convertisseurs qui ont équipé la suite de ces 2 séries de locomotives ont une puissance de 40 kW car 2 moto-ventilateurs de 5 kW ont été ajoutés, en appoint de l'auto-ventilation des moteurs de traction, afin de permettre la remorque en rampe de trains de marchandises (relativement lents) dans de bonnes conditions thermiques pour les moteurs de traction, tout en conservant le rapport de réduction 180 km/h des bogies nécessaire pour la remorque des trains de voyageurs ; en rampe de 9 ‰, la charge a ainsi pu être portée de 1150 t à 1600 t.

Caractéristiques électriques :

- le hacheur primaire fonctionne entre 700 et 2000 V à la fréquence de découpage de 300 Hz
- le circuit secondaire de charge batterie débite 38,5 A au total (sous 79 V au maximum) dans la batterie (débit de charge régulé à 15 A tant que la tension de fin de charge de 79 V n'est pas atteinte) et dans les circuits d'utilisation
- le circuit secondaire des ventilateurs et pompe à huile alimente ces organes sous 70 V tant que le courant dans les moteurs de traction est inférieur à 1000 A ; au delà, cette tension de sortie est asservie au courant de traction et croît jusqu'à son maximum de 142 V

pour 1900 A dans les moteurs (les intensités de démarrage pouvant cependant monter jusqu'à 2600 A). Sous 142 V, les 4 moteurs de ventilateurs, connectés en série-parallèle, consomment 142 A (moteurs définis pour 70 V et 70 A à leur régime nominal), tandis que le moteur de la pompe absorbe 45 A soit un débit total de 187 A. Une consommation de 71 A est à ajouter pour les locomotives équipées de la ventilation forcée des moteurs de traction et sur lesquelles sont montés les convertisseurs de 40 kW.

Modes de fonctionnement particuliers :

- Pour les tensions d'alimentation inférieures à 1100 V, le pouvoir de commutation du hacheur primaire n'est plus suffisant pour permettre simultanément le débit maximum du secondaire des ventilateurs et pompe et la charge de la batterie à son régime normal ; la charge de la batterie devant être prioritaire, c'est la limitation du courant débité dans les moteurs des ventilateurs et de la pompe qui sera réduite. La limitation de ce courant, fixée à 195 A (pour les convertisseurs de 30 kW), sera donc "rabattue", à partir de 1100 V de tension d'entrée, pour descendre jusqu'à 75 A vers les 700 V ; la tension de sortie maximum sera donc inférieure aux 142 V du régime normal.

- A l'arrêt, ou si la locomotive ne tractionne pas, les ventilateurs ne fonctionnent pas ce qui se traduit par un manque de refroidissement du convertisseur car sa ventilation est obtenue par dérivation d'une partie du flux d'air de ventilation du bloc principal de la locomotive.

La charge de la batterie devant toujours être assurée normalement et la pompe devant assurer une circulation permanente du liquide de refroidissement de la cuve à selfs/transformateur, ne serait-ce qu'en débit réduit, on ne peut arrêter le convertisseur qui ne fournira cependant que 5 kW environ (charge batterie de 3 kW et moteur de pompe alimenté sous 70 V et absorbant 27,5 A) ; son échauffement est essentiellement dû aux pertes de commutation, dont le siège le plus important est la self saturable "LS", et qui sont relativement importantes même à vide. La diminution de ces pertes sera obtenue par une réduction de la fréquence de découpage d'autant plus importante que la tension d'alimentation sera élevée ; c'est ainsi que l'on passera de 300 Hz, pour 700 V, à 135 Hz pour 2000 V. Ce régime à fréquence variable est enclenché automatiquement si le débit du secondaire ventilateurs-pompe est inférieur à 35 A, au delà de ce débit la fréquence "normale" de 300 Hz est maintenue.

Bibliographie :

- Documents internes SNCF - Direction du Matériel
- Notice générale de fonctionnement des BB 7200 (Société Jeumont-Schneider)
- Tiré à part de la Revue Générale des Chemins de Fer (Dunod) - avril 1978 (article de M. G. Coget - Direction du Matériel S.N.C.F., Département Construction



La Revue 3EI -Cercle 13.01 de la SEE- rappelle que tous les numéros de ses collections sont disponibles

Commande à envoyer, accompagnée du règlement à :
SEE-La Revue 3EI
17 rue Hamelin 75783 Paris Cedex 16

(les prix sont indiqués TTC, frais d'envoi compris)

N°	TITRE
1994-95	1 La machine asynchrone (photocopie)
	2 Association machine asynchrone et convertisseur statique
	3 La machine synchrone (photocopie)
1995-96	4 Influence des convertisseurs statiques sur les réseaux
	5 L'électrothermie
	6 Première approche sur les réseaux
1996-97	7 La machine à courant continu
	8 La conversion d'énergie
	9 Les composants inductifs et capacitifs en électronique de puissance
	10 Pratiques pédagogiques et réalités industrielles
1997-98	11 Le transformateur
	12 Les capteurs
	13 Le génie électrique dans l'armement
	14 Pratiques pédagogiques et réalités industrielles
1998-99	15 Les aimants et électroaimants
	16 L'automatique en électrotechnique
	17 L'appareillage basse tension
	18 Pratiques pédagogiques et réalités industrielles
1999-00	19 La traction électrique ferroviaire
	20 Energies renouvelables
	21 Moteurs électriques pour applications de grandes séries
	22 Pratiques pédagogiques et réalités industrielles
2000-2001	23 Les automatismes industriels
	24 L'éclairage
	25 L'état de l'art en électronique de puissance
	26 Pratiques pédagogiques et réalités industrielles

**TARIF PUBLIC
au 1^{er} décembre 2002**

C E E				HORS C E E			
1 vol	2 vol	3 vol	4 vol	1 vol	2 vol	3 vol	4 vol
11 €	22 €	27 €	36 €	13 €	26 €	32 €	43 €

Collection 2001-02 (ces numéros ne peuvent être vendus séparément)

27	Métrologie : mesures et estimations
28	Convertisseurs propres
29	Les alimentations et convertisseurs embarqués
30	Pratiques pédagogiques et réalités industrielles

C E E	HORS C E E
36 €	43 €

La série complète de 30 numéros est en vente au tarif de 270 € avec copie du numéro « 0 »

Recueils des Journées 3EI

- 3EI'95 – Moteurs synchrones et leurs applications industrielles
- 3EI'97 – Convertisseurs statiques
- 3EI'99 – Contrôle et commande des systèmes électrotechniques

- 30 € pour la France (35 € pour l'étranger)
- 30 € pour la France (35 € pour l'étranger)
- 30 € pour la France (35 € pour l'étranger)

CETSIS 2003



Colloque
sur l'Enseignement
des Technologies
et des Sciences
de l'Information
et des Systèmes

OBJECTIFS

Le quatrième Colloque sur l'Enseignement des Technologies et des Sciences de l'Information et des Systèmes, sur l'initiative du club EEA (Électronique, Électrotechnique, Automatique, Signal et Images) aura lieu les 13 et 14 novembre 2003 à Toulouse au centre de congrès Pierre Baudis.

Ces journées, concernant l'ensemble des disciplines relevant de l'EEA, sont ouvertes à la communauté internationale. La langue officielle est le français.

Le but est de présenter des expériences pédagogiques motivées par la nécessaire adaptation de la formation aux évolutions rapides et continues des technologies, des sciences et du monde de l'entreprise.

Ces journées s'adressent donc à tous les enseignants et industriels désireux de partager leurs expériences, leurs savoir-faire et contribuer à l'évolution de la formation post-baccalauréat dans les domaines des technologies et des sciences de l'information et des systèmes : EEA, informatique industrielle, mécanique, physique.

Le Colloque consiste en la présentation d'expériences pédagogiques et de démonstrations innovantes ou originales dans leur contenu ou leur forme. Il permet aussi de présenter des formations proposées dans différents pays.

CONTACTS-RENSEIGNEMENTS

CETSIS, Mission Formation Continue et Apprentissage

Université Paul Sabatier, 118 route de Narbonne

31 062 TOULOUSE CEDEX 4

Mél : cetsis@cict.fr Web : <http://mfca.ups-tlse.fr/cetsis/>

Tél : 05 61 55 87 33
Fax : 05 61 55 87 39

UNIVERSITÉ PAUL SABATIER



Club EEA



TOULOUSE III

TOULOUSE

13 et 14 novembre 2003

Centre de Congrès Pierre Baudis

THÈMES ABORDÉS

- **Nouvelles Approches, Nouveaux Out ils :** T.P., T.E.R., projets innovants, campus numérique et formation à distance, démarche qualité...
- **Formations Interdisciplinaires :** E.E.A. et...
 - micro systèmes, - aéronautique et spatial,
 - nano et bio-technologies, - énergies et environnement...
 - matériaux,
- **Professionnalisation des Formations :**
Rénovation des diplômes, relations avec l'industrie, apprentissage, lycée des métiers ...
- **Formation Continue :** Validation des Acquis de l'Expérience, formation continuée, ingénierie de formation...
- **Politique Régionale en Matière de Formation et de Recherche :** valorisation, soutien à l'innovation, ressources humaines et mobilité...
- **Culture Scientifique et Technologique :**
Tourisme scientifique, retour vers les citoyens, vulgarisation...

APPEL À COMMUNICATIONS

Les auteurs devront soumettre un résumé en noir et blanc au format pdf (préférée), rtf, word 95/6 ou Appleworks 6 (2 pages A4 maximum sur une colonne, marges de 3cm, police helvetica corps 12) par mél à l'adresse : cetsiart@cict.fr

Les recommandations détaillées aux auteurs se trouvent sur le site Web : <http://mfca.ups-tlse.fr/cetsis/>

Il reste possible si l'on ne dispose pas de connexion Internet d'obtenir les recommandations et d'envoyer une version papier du résumé et de l'article définitif à l'adresse du CETSIS.

NOTIFICATION D'ACCEPTATION vers le 28 mai 2003

Les auteurs dont la communication aura été acceptée devront renvoyer l'article définitif (**maximum 4 pages A4 sur 2 colonnes**) avant le 18 juillet 2003

3E.I

Enseigner l'Electrotechnique et l'Electronique Industrielle



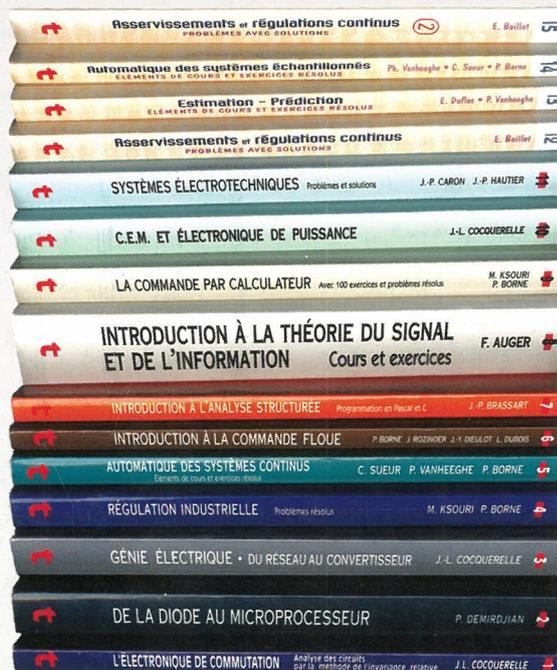
- Une revue trimestrielle
- Un site web pour partager l'Enseignement du Génie Electrotechnique : <http://www.lesite3Ei.com>

Thèmes futurs

- ☞ Applications pédagogiques et réalités industrielles
- ☞ L'outil informatique dans l'Enseignement
- ☞ 2004 - Energie

SCIENCES et technologies

Une collection résolument pédagogique s'adressant aux enseignants, aux étudiants préparant un DUT, un BTS, une maîtrise ou une école d'ingénieur, ainsi qu'aux techniciens et ingénieurs en activité



Une collection de référence

- 1 **L'électronique de commutation.** Analyse des circuits par la méthode de l'invariance relative. *J.-L. Cocquerelle* 24€
- 2 **De la diode au microprocesseur.** *P. Demirdjian* 42€
- 3 **Génie électrique.** Du réseau au convertisseur. Apprendre par l'exemple. *J.-L. Cocquerelle* 42€
- 4 **Régulation industrielle.** Problèmes résolus. *M. Ksouri, P. Borne* 36€
- 5 **Automatique des systèmes continus.** Éléments de cours et exercices résolus. *C. Sueur, P. Vanheegehe, P. Borne* 36€
- 6 **Introduction à la commande floue.** *P. Borne, J. Rozinoer, J.-Y. Dieulot, L. Dubois* 24€
- 7 **Introduction à l'analyse structurée.** Programmation en Pascal et C. *J.-P. Brassart* 25€
- 8 **Introduction à la théorie du signal et de l'information.** Cours et exercices. *F. Auger* 44€
- 9 **La commande par ordinateur.** Application aux procédés industriels (avec 100 exercices et problèmes résolus). *M. Ksouri, P. Borne* 35€
- 10 **C.E.M. et électronique de puissance.** *J.-L. Cocquerelle* 33€
- 11 **Systèmes électrotechniques.** Applications industrielles. Problèmes et solutions. *J.-P. Caron, J.-P. Hautier* 33€
- 12 **Asservissements et régulations continus.** Analyse et synthèse. Problèmes avec solutions. *É. Boillot* 32€
- 13 **Estimation, prédiction.** Éléments de cours et exercices résolus. *E. Duflos, P. Vanheegehe* 27€
- 14 **Automatique des systèmes échantillonnés.** Éléments de cours et exercices résolus. *P. Vanheegehe, C. Sueur, P. Borne* 27€
- 15 **Asservissements et régulations continus. Volume 2.** Analyse et synthèse. Problèmes avec solutions. *É. Boillot* 34€



Editions **TECHNIP**

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