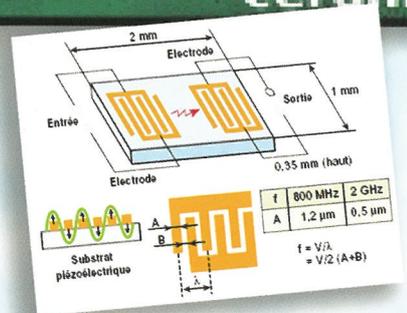
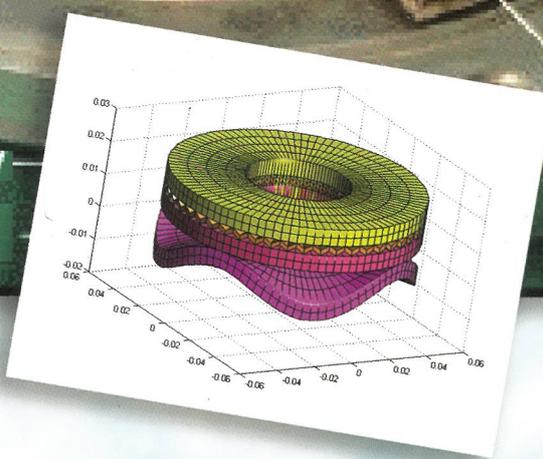
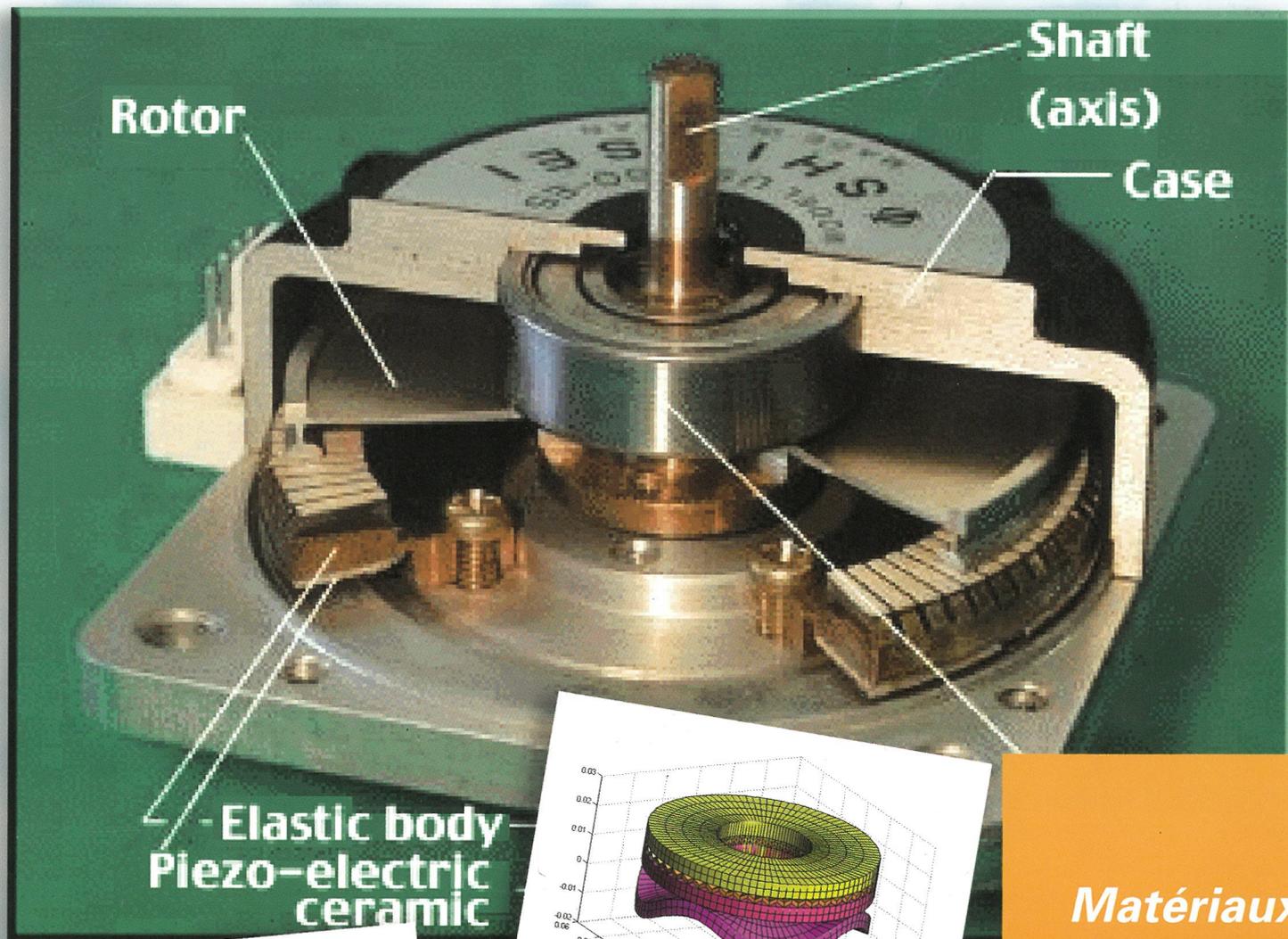


# La Revue SEE



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



f	800 MHz	2 GHz
A	1.2 μm	0.5 μm

$f = \frac{V}{\lambda}$   
 $\lambda = \frac{V}{f} = \frac{V}{2(A+B)}$

**Matériaux piézo électriques**

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° 45 - Juin 2006

Crédit Photos : Shinsei Motors

# Participez à la course de vélo électrique

3<sup>ème</sup> édition - 12 mai 2007



Association  
**meet**  
MAÎTRISE DE L'ÉNERGIE ÉLECTRIQUE POUR LES TRANSPORTS

<http://www.association-meet.ens-cachan.fr>  
[association-meet@listes.ens-cachan.fr](mailto:association-meet@listes.ens-cachan.fr)

**ENS**  
CACHAN

**EEA**

**SATIE**

**ValoTec**



# SOCIÉTÉ de l'ELECTRICITE, 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](http://www.see.asso.fr)

**La Revue 3EI**  
publication trimestrielle  
du Cercle Thématique 13-01  
de la SEE

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

## 3EI : Enseigner l'Electrotechnique et l'Electronique Industrielle

<p><b>La Revue 3EI, Édition SEE,</b> 17 rue Hamelin 75 783 PARIS CEDEX 16</p> <p><b>Directeur de la publication</b> Jean-Gabriel REMY Président de la SEE</p> <p><b>Rédacteur en Chef</b> François BOUCHER</p> <p>Adresser les propositions d'article à F. Boucher : <a href="mailto:revue3ei.art@voila.fr">revue3ei.art@voila.fr</a></p> <p><b>Communication</b> Micheline BERTAUX <a href="mailto:communication@see.asso.fr">communication@see.asso.fr</a></p> <p><b>Publicité en Régie</b> TRENDICE CONSEIL</p> <p>Philippe MINGORI 01 45 74 96 47</p> <p>Martine FERRON 01 45 74 96 48</p> <p><b>Abonnement (4 numéros par an)</b> déc. 2005, mars, juin, sept. 2006. tarifs TTC : <u>Individuel</u> : France et CEE.....35 € Pays hors CEE.....45 € <u>Collectivités</u> France et CEE.....50 € Pays hors CEE.....63 €</p> <p><b>Réalisation et impression</b> Repro-Systèmes 23, rue de Verdun 77 181 Le Pin</p> <p><b>Routage et Expédition</b> Départ Presse ZI les Richardets 93 966 Noisy le Grand</p> <p><b>Dépôt Légal : juin 2006</b></p> <p>Commission Paritaire 1207 G 78028 ISSN 1252-770X</p>	<p style="text-align: right;"><b>Sommaire du n°45</b></p> <p style="text-align: center;"><b>Thème .Matériaux piezo électriques</b></p> <p>p.2. Editorial, p.3. Publications, Informations, Journées d'études, conférences</p> <hr/> <p style="text-align: right;"><b>Thème.</b></p> <p>p.7 Matériaux électroactifs : des actionneurs électromécaniques innovants aux structures' intelligentes' Bertrand NOGAREDE Carole HENAUX INPT/ENSEEIH/LEEI TOULOUSE</p> <p>p.14 Actionneurs piézo-électriques résonnants alimentation de la commande Betty SEMAIL Bernard GREHANT Frédéric GIRAUD L2EP USTL LILLES</p> <p>p.21 Matériaux piézo-électriques : applications innovantes et enjeux pour demain Guylaine POULIN CNRS GRENOBLE</p> <p>p.34 Le transformateur piézo-électrique dans les alimentations de lampes fluorescentes à cathode froide Dejan VASIC François COSTA Université PONTOISE ENS CACHAN</p> <hr/> <p style="text-align: center;"><b>Applications Industrielles, Recherche et développement</b></p> <p>p.42 Transmission par courant continu en haute tension ( seconde partie ) Jacques COURAULT AREVA T&amp;D</p> <p>p.53 Motorisation d'un véhicule hybride ( seconde partie ) Hervé DISCOURS Lycée Jules Ferry VERSAILLES</p> <p>p.64 Les convertisseurs DC DC basics et quadratics Hubert RAZIK Faculté des sciences NANCY</p> <p>p.70 Récupération de métaux valorisables par voie électrochimique Claude</p> <hr/> <p style="text-align: center;"><b>Histoire des sciences et des techniques.</b></p> <p>p.75 Les servomécanismes de pilotage des navires Jean FAUCHER Marcel GRANDPIERRE ENSEEIH/INP TOULOUSE</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'oeuvre 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).

*Piézo-électricité* : « (du grec piezein qui veut dire presser). Apparition de charges électriques à la surface de certains cristaux soumis à une contrainte mécanique (effet direct), variation des dimensions de ces cristaux quand on leur applique une tension électrique ». Voici la définition de la piézo-électricité que donne le petit Larousse : elle nous apprend que ce phénomène prend naissance au cœur de la matière et qu'ainsi son étude demande des connaissances dans différents domaines de la physique comme l'électromagnétisme, la mécanique et la thermodynamique et que ces matériaux peuvent être utilisés pour la conversion d'énergie. Nous nous intéresserons à l'aspect conversion d'énergie.

L'article de Bertrand Nogarède et Carole Henaux présente l'ensemble des matériaux électroactifs pouvant servir à la conversion d'énergie C'est une présentation commune du thème de ce numéro sur la piézo-électricité et du thème du numéro de Décembre sur les autres matériaux électroactifs.

Nous publions dans la rubrique hors thème deux articles que nous n'avions pas pu publier dans la rubrique thème du numéro précédent par contre les articles « Insertion de l'éolien dans un réseau de transport ou de distribution - JL Javerzac », « Qualité de fourniture de l'énergie électrique - M Camisoli », seront publiés ultérieurement dans le numéro du mois de Décembre vraisemblablement.

Numéro de Septembre : Le travail en équipe d'un réseau d'enseignants de l'Académie de Rennes porte ses fruits et promet un numéro de Septembre riche et varié. Puisse la réforme du BTS Electrotechnique être le point de départ d'une participation de l'ensemble des enseignants du monde de l'Electrotechnique à la diversification des articles de la revue.

Le thème de l'Histoire de l'Automatique débute avec un article de Jean Faucher, navigateur et automaticien, et Marcel Grandpierre sur l'histoire des pilotes automatiques des navires. Il se poursuivra au mois de décembre.

Futurs thèmes :

Les futurs thèmes qui ont été retenus pour l'année prochaine sont les suivants :

Matériaux électroactifs ;

Stockage, Gisements d'économie d'énergie ;

Les sciences appliquées : la thermique, la mécanique, l'électrochimie, l'optique : comment les enseigner?

Pour continuer à faire paraître cette revue qui contribue à la transmission des connaissances, nous avons toujours besoin de votre aide. Nous comptons sur vous pour saisir toutes les occasions pour faire connaître et faire vivre notre revue : réunions de jurys d'examen, rencontres entre enseignants pour l'application de nouveaux programmes, congrès, rencontres ou partenariat entre enseignants et industriels...

**FAITES CONNAITRE LA REVUE !!!..**

Nous serons heureux de recevoir vos articles que vous aurez déposés dans la boîte aux lettres dont l'adresse e-mail est [revue3ei.art@voila.fr](mailto:revue3ei.art@voila.fr). Vous pouvez également nous faire parvenir vos idées, vos réactions, vos suggestions à l'adresse e-mail [revue3ei.cour@voila.fr](mailto:revue3ei.cour@voila.fr)

Bonne lecture.

Le Comité de Publication de la Revue3EI

**La Revue 3EI**  
**Comité de publication**

- Patrick BASTARD
- Hamid BEN AHMED
- Jean BONAL
- François BOUCHER
- Jean-Claude BOUDENOT
- Lucien DESCHAMPS
- Jean FAUCHER
- Gilles FELD
- François FOREST
- Jean-Philippe ILARY
- Chérif LAROUCI
- Marie Michèle LE BIHAN
- Franck LE GALL
- Sylvaine LELEU
- Pascal LOOS
- Claude OBERLIN
- Oviglio SALA
- Jean-François SERGENT
- Jean-Claude VANNIER
- Pierre VIDAL

**Pour vos insertions publicitaires, contacter : TRENDICE CONSEIL**

Philippe MINGORI  
01 45 74 96 47

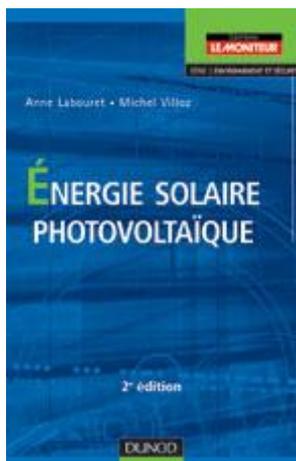
Martine FERRON  
01 45 74 96 48

Abonnement à la Revue 3EI, année 2005-2006 :  
Numéros : 43 (décembre 2005), 44 (mars), 45 (juin) et 46 (septembre 2006).

<u>Abonnement individuel :</u>		<u>Abonnement collectif souscrit par bon de commande (bibliothèque, CDI, laboratoire, entreprise, etc.)</u>	
France et Pays de la CEE :	35 €, TTC	France et Pays de la CEE :	50 €, TTC
Pays hors CEE :	45 €, TTC	Pays hors CEE :	63 €, TTC

Une seule adresse :

**La Revue 3EI - SEE,**  
**17, rue Hamelin, 75 783 PARIS Cedex 16**  
**pour nous contacter au sujet de votre abonnement écrivez à**  
**[revue3ei.cour@voila.fr](mailto:revue3ei.cour@voila.fr)**

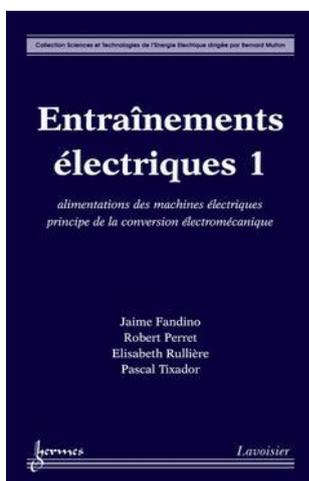


### **Énergie solaire photovoltaïque - 3e édition - Juin 2006**

Anne LABOURET, Michel VILLOZ Editions DUNOD

*Ce manuel du professionnel de l'énergie photovoltaïque expose aux concepteurs, installateurs et donneurs d'ordre les outils et les méthodes pour élaborer et optimiser un cahier des charges. Ce livre permet aussi de calculer, mettre en place et entretenir les composants nécessaires (modules, batteries, régulateurs de charge, convertisseurs, etc.) afin de concevoir et mettre en œuvre des installations photovoltaïques adaptées à des besoins précis en privilégiant, toujours, l'économie d'énergie.*

*Cette 3e édition apporte de nombreuses mises à jour sur les données économiques et techniques ainsi que des compléments, notamment sur le raccordement au réseau des systèmes photovoltaïques.*



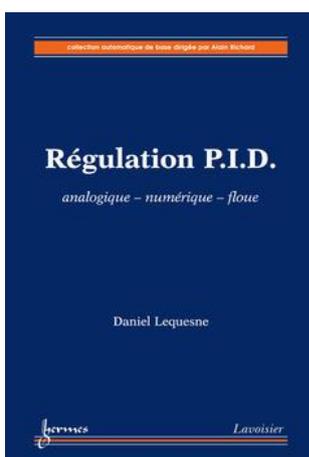
### **Entraînements électriques 1 : alimentations des machines électriques, principe de la conversion électromécanique**

J. FANDINO R. PERRET E. RULLIERES P. TIXADOR  
(Coll. Sciences Technologies Énergie Électrique)

Editions HERMES LAVOISIER

*Cet ouvrage en deux volumes, traite des machines électriques courantes et de leurs alimentations électroniques de puissance qui sont aujourd'hui indissociables. Après un rappel des lois les plus utilisées dans ce domaine, ce livre présente les alimentations à courant continu réglables (hacheurs) et les générateurs à fréquence variable (onduleurs) de manière théorique.*

*Ce volume se termine par la présentation succincte de la machine à courant continu dont le fonctionnement en vitesse variable sert de modèle aux machines décrites dans le volume 2.*



### **Régulation P.I.D. : analogique - numérique - floue**

Daniel LEQUESNE (Coll. Automatique de base)

Editions HERMES LAVOISIER

*Cet ouvrage vise à mieux faire connaître et mieux utiliser la régulation P.I.D., la plus répandue des techniques de contrôle des systèmes automatisés. Après une étude du P.I.D. continu classique, de ses différentes structures et des méthodes de réglage, toutes illustrées de tableaux et courbes de réponse, le livre analyse la régulation numérique et les méthodes échantillonnées de réglage. Il expose également les bases pratiques pour passer du continu au numérique et traite de la conception des régulateurs en termes d'algorithmes de commande. Le concepteur trouvera les bases du développement informatique des régulateurs P.I.D. et R.S.T. Régulation P.I.D. donne des éléments de comparaison et des choix de méthodes de réglage. Il est avant tout un guide pratique attaché à l'aspect fonctionnel et non technologique. De nombreux exemples et tableaux récapitulatifs de synthèse permettent un usage immédiat des résultats.*



**JOURNEE EPI 10 ( 10EMES ENTRETIENS PHYSIQUE INDUSTRIE.)**

***ELECTRONIQUE DE PUISSANCE : DU REGIME CONTINU AU REGIME IMPULSIONNEL***

*Sous le Haut Patronage du Ministre délégué à l'Enseignement supérieur et à la Recherche  
Salon Mesureexpo, Paris-Expo, Porte de Versailles, Hall 7, salle PHOENIX, Jeudi 19 octobre 2006*

Pour leur dixième édition, les Entretiens Physique – Industrie (EPI 10) seront consacrés à l'électronique de puissance, du régime continu au régime impulsif, dont la pénétration s'amplifie dans les domaines scientifiques, techniques et industriels, en appui sur les développements remarquables des composants et des architectures.

L'électronique de puissance en régime continu est la plus répandue : elle concerne essentiellement la conversion de l'énergie (génération d'énergie électrique à partir d'énergie mécanique, thermique, chimique, radiative et effets inverses), son stockage et son transport. Les enjeux sont l'économie d'énergie sous toutes ses formes, donc la maîtrise de l'efficacité des conversions, et l'identification de sources renouvelables, donc l'optimisation de leur exploitation.

L'électronique de puissance en régime impulsif permet d'accéder à des effets physiques rapides ou transitoires induits par interactions électriques, électroniques, magnétiques de grande puissance crête (gigawatts) dans les domaines des nanosecondes aux microsecondes. Cependant, les générateurs d'impulsions capables de les provoquer sont considérés comme rares, coûteux et difficiles à réaliser ; les conditions expérimentales nécessaires paraissent souvent comme inusuelles, peu employées et incomplètement explorées. Il s'ensuit que les effets induits mécaniques, électrochimiques, radiatifs, biologiques... d'un très grand intérêt potentiel, sont moins exploités que ceux induits en optique impulsif, dont les technologies se sont développées en avance sur leurs équivalentes électroniques. L'objectif des EPI 10 est de confronter les technologies les plus récentes de l'électronique de puissance (sous-ensembles et matériaux spécifiques, architectures, limites physiques ...), avec les recherches amont correspondantes, et leurs applications potentielles : procédés industriels et conversion d'énergie, biologie et médecine, environnement et transport, spatial et défense ... Les EPI s'adressent au public large des physiciens, chimistes, ingénieurs, biologistes, médecins des laboratoires de recherche publics et privés de la grande industrie et des PME, aux professeurs et étudiants des disciplines scientifiques, ainsi qu'aux responsables des Agences de la Recherche et de l'Industrie.

**PROGRAMME**

9h00 - 9h30 Accueil

9h30 - 9h45 Présentation. Yves FARGE (Président du Comité Scientifique)

9h45 - 10h25 Puissance, Energie et Electronique de Puissance. Michel AMIET (DGA)

10h25 - 11h05 Introduction à l'Electronique de Puissance Impulsionnelle. Jean-Pierre BRASILE (THALES)

11h05 - 11h45 Composants de puissance. La réduction des pertes conduit leur évolution. Robert PEZZANI (STM)

11h50 - 14h30 Déjeuner libre

14h30 - 15h10 Le projet ITER : l'électronique de puissance du monde entier se donne rendez-vous à Cadarache  
Jean-Michel BOTTEREAU (CEA, Agence ITER France)

15h10 - 15h50 Energie. Du contrôle à la puissance. Jacques COURAULT (AREVA-TD)

15h50 - 16h30 Systèmes impulsifs et applications. Jean-Claude BRION (EUROPULSE)

16h30 - 17h10 Machines impulsives spéciales et applications. Michel ROCHE (P&I)

17h10 - 17h30 Conclusions. Yves FARGE (Président du Comité Scientifique)

Coordonnateurs : François MICHERON francois.micheron@wanadoo.fr Tél. : 01 69 07 73 24 Jean-Claude MIALOCQ  
jean-claude.mialocq@cea.fr Tél. : 01 69 08 55 21

Formulaire d'inscription gratuite (et obligatoire) à envoyer sous enveloppe affranchie à :

Société Française de Physique 33 rue Croulebarbe 75013 Paris

Nom : ..... Prénom : .....

Fonction : ..... Société : .....

Adresse : .....

Code Postal..... Ville : ..... Pays.....

Téléphone : ..... Fax : .....

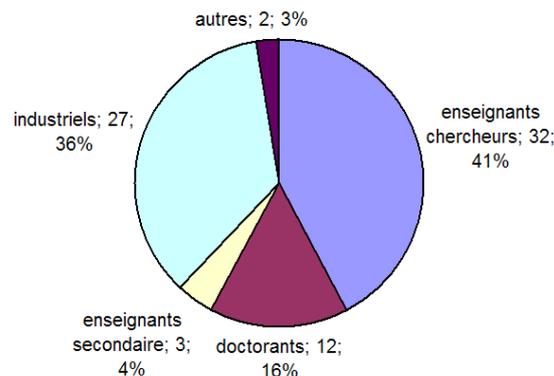
Courriel : .....



## Compte-rendu des Journées « Electrotechnique 2006 » du Club EEA 15-16 mars 2006, Gif sur Yvette

Les XXèmes journées de la section électrotechnique du club EEA ont été organisées par le département Energie de Supélec sur le campus de Gif-sur-Yvette, avec le soutien du Club 15 de la SEE.

Cette édition a rassemblé 76 participants (voir diagramme ci-contre), autour du thème « l'ouverture des marchés



Ce thème était développé par des interventions d'acteurs industriels (gestionnaire de réseau, producteurs, constructeurs), commerciaux (powernext), institutionnels (CRE) et académiques (universités Paris XI et Paris I, Supélec, LEG, L2EP), permettant ainsi de dresser un panorama complet de l'état d'ouverture et des perspectives à venir sur le marché de l'électricité.

Le sujet choisi est d'actualité, et la réorganisation du secteur implique de profonds changements sur l'enseignement de l'électrotechnique, dans le sens où elle modifie complètement l'organisation et les contraintes extérieures du système électrique.

Les journées se sont déroulées en quatre sessions suivies d'une table ronde sur l'enseignement.

J-M. Glachant, professeur d'économie à Paris XI a ainsi présenté l'état d'ouverture du marché français de l'électricité, et la manière dont la concurrence parvient à rogner le monopole de l'opérateur historique, en espérant que le prochain renouvellement du parc de production amène une meilleure répartition des parts de marché. En attendant, une meilleure intégration des marchés européens -telle que l'a présentée J. Boucher, directeur de la stratégie de Suez Electrabell- permettrait d'introduire une concurrence plus vive. Celle-ci est d'ores et déjà facilitée par le fonctionnement d'une bourse de l'électricité, dont les rouages nous ont été présentés par A. Mahuet de Powernext. Cette évolution du marché révèle des prix de marché de l'électricité, dont la caractérisation nécessite des modèles aboutis, tels que ceux que nous a présenté B. Vignal, chef de projet chez EDF R&D.

Ces interventions sont à mettre en regard de celle de M. Begovic, professeur d'électrotechnique à Georgia Tech, sur l'état des lieux et le retour d'expérience aux états unis, où la libéralisation est plus avancée.

L'ouverture à la concurrence provoque un certain nombre de contraintes technico-économiques à prendre en compte dans l'exploitation du système électrique.

Par exemple : les relations entre le transporteur (RTE) et les producteurs ont du être redéfinies, notamment en ce qui concerne les services système. Dorénavant des prescriptions légales régissent la fourniture de ces services, et RTE a développé un mécanisme de contrôle des performances vis-à-vis de ces services, que nous a présenté T. Margotin, ingénieur chez RTE. Il en est de même pour la qualité de l'énergie, comme nous l'a présenté X. Mamo, chef de groupe chez EDF R&D.

En ce qui concerne les interconnexions, qui font dorénavant l'objet de convoitise pour les échanges d'énergie entre les différents marchés nationaux alors qu'elles ont été développées pour permettre une plus grande fiabilité du système et pour des échanges ponctuels entre pays. Ces lignes étant donc souvent saturées, la gestion de l'accès à du être redéfinie, avec une allocation faisant une part de plus en plus grande aux enchères. Parmi les perspectives fournirait des signaux économiques permettant aux acteurs d'internaliser des coûts actuellement supportés par l'ensemble des acteurs, sans responsabilisation. Par ailleurs C. Staropoli, maître de conférence à Paris I, nous a montré que l'application de l'économie expérimentale au marché de l'électricité permettait de tester de nouvelles règles de marché avant leur mise en œuvre réelle.



Si les nouvelles règles économiques introduisent les principaux changements dans le fonctionnement du système électrique, les évolutions technologiques auront elles aussi un impact fort : selon J.-P. Hutin, directeur des programmes de production chez EDF R&D, les centrales à gaz aujourd'hui, et le nucléaire de nouvelle génération dans un futur proche constitueront une grande part des investissements en moyen de production. Néanmoins, B. Robyns, professeur d'électrotechnique et chercheur au L2EP a montré que la montée en puissance de l'éolien nécessite de redéfinir certains mécanismes pour la prise en compte de l'aléa de production. Dans un futur un peu moins proche, l'organisation en centrales virtuelles telles que nous les ont présentées C. Kieny, ingénieur d'EDF détaché au LEG offre des perspectives intéressantes en matière d'énergie renouvelable et de production décentralisée. Enfin il ne faut pas oublier les innovations apportées au matériel de transport, telles que les FACTS ou les transformateurs déphaseurs, qui aboutissent un meilleur contrôle du réseau de transport.

La table ronde a permis de faire le point sur les enseignements actuels en électrotechnique, et notamment sur les réseaux d'énergie. Il apparaît que l'économie se fait une place grandissante dans cette spécialité, sans pour autant minimiser les aspects techniques qui conservent une place prédominante dans toutes ces problématiques.

Source : Sophie Plumel - Supélec

*Les articles scientifiques des Journées seront publiés dans la revue "on line" J3eA*

*(<http://www.bibsciences.org/j3ea/>)*

*La SEE rappelle qu'elle publie « La Revue 3 E.I. (Enseigner l'Electrotechnique et l'Electronique Industrielle). Pour en savoir plus, consulter le site : [www.see.asso.fr](http://www.see.asso.fr)*

*Le numéro 44 (à paraître) traitera des « Réseaux de distribution de l'Energie ».*

***Lire la revue 3EI c'est bien et même très bien,***

***Lire la revue 3EI en étant abonné c'est encore mieux !!!!***

# Matériaux électroactifs : des actionneurs électromécaniques innovants aux structures « intelligentes »

**Bertrand NOGAREDE, Carole HENAUX**

Groupe de recherches en Electrodynamique – INPT/ENSEEIH/LEEI  
2, rue Charles Camichel, BP 7122, 31071 Toulouse cedex 07

*Résumé : doués de propriétés couplant électricité, magnétisme et mécanique au sein de la matière, les matériaux électroactifs ouvrent la voie à une nouvelle génération de convertisseurs électromécaniques d'énergie. Au-delà des innovations qu'ils suscitent dans le domaine des moteurs, des actionneurs ou des transducteurs, les fonctionnalités inédites qui caractérisent ces composés, solides ou fluides, offrent peu à peu la possibilité d'envisager la mise au point de véritables structures « intelligentes ». Celles-ci combinent étroitement des fonctions distribuées d'actionneur et de capteur, en vue de répondre à des applications émergentes dans des domaines tels que l'aéronautique ou la médecine.*

## 1. Introduction

Le domaine de la conversion électromécanique de l'énergie vit aujourd'hui une profonde mutation qui répond à un double mouvement de diversification s'opérant tant à l'échelle des besoins liés à l'application, qu'au niveau des solutions techniques capables d'y répondre. En effet, la généralisation de l'utilisation des actionneurs électriques dans des applications aussi variées que l'automobile, l'aéronautique ou la domotique induit de nouveaux besoins en terme de performances requises et de fonctionnalités recherchées. Parallèlement à ce processus, les progrès récemment réalisés en amont, au niveau des matériaux susceptibles d'être utilisés, ouvrent la voie à de nouveaux concepts d'actionneurs électromécaniques.

La présente communication explore ainsi de manière non exhaustive, le champ de ces nouvelles possibilités en vue d'identifier les éventuels verrous technologiques et scientifiques qui conditionnent leur développement futur. A cette fin, un catalogue des principales familles de matériaux électroactifs disponibles aujourd'hui est tout d'abord proposé. Quelques pistes prometteuses en matière de nouveaux concepts d'actionneurs sont ensuite brièvement décrites. Enfin, le potentiel que représentent ces technologies pour la mise au point de structures à haute intégration fonctionnelle, combinant étroitement matériaux passifs et actifs au sein d'architectures souvent qualifiées « d'intelligentes », est illustré au travers de quelques exemples de recherches en cours.

## 2. Les matériaux électroactifs : des composés aux multiples facettes

Plus de cent ans après l'avènement des premières machines électriques opérationnelles, l'innovation en matière de conversion électromécanique de l'énergie est fortement relancée aujourd'hui par l'émergence de nouveaux matériaux « électroactifs » doués de propriétés de couplage électromécanique variées [NOG 05]. Sans prétendre analyser ici l'ensemble des possibilités offertes dans ce domaine en pleine expansion, rappelons que ces composés offrent l'avantage d'une conversion électromécanique « directe » s'opérant au sein même de la matière. Si le mot électroactif se rapporte classiquement aux composés doués de propriétés électro-élastiques (céramiques piézoélectriques ou électrostrictives) ou magnéto-élastiques (alliages magnétostrictifs), sa définition peut également englober le cas de moins en moins marginal des fluides contrôlables à partir de l'électricité (fluides électro- ou magnéto-rhéologiques), voire celui des matériaux permettant d'exploiter un couplage électromécanique indirect sur la base d'effets thermo-élastiques (alliages à mémoire de forme).

### 2.1. Composés piézoélectriques ou électrostrictifs

Cette première famille de matériaux résulte de la possibilité d'un couplage des propriétés diélectriques et élastiques de la matière, soumise conjointement à un processus de déformation mécanique et de polarisation électrique. Dans le cas d'une interaction linéaire s'opérant en régime quasi-statique à température

constante, le phénomène se traduit par un développement de l'enthalpie libre volumique (en convenant de choisir comme variables indépendantes les composantes du tenseur des contraintes et celles du champ électrique) de la forme [IKE 93] :

$$G_{elec-elast} = -\frac{1}{2} s_{iklm}^E T_{ik} T_{lm} - d_{jik} T_{ik} E_j - \frac{1}{2} \varepsilon_{ij}^T E_i E_j$$

(i j k l m = 1...3)

où  $s_{iklm}^E$ ,  $\varepsilon_{ij}^T$  et  $d_{jik}$  désignent respectivement les constantes isothermes de souplesse mécanique à champ constant, les constantes de permittivité diélectrique à contrainte constante et les constantes de charge isothermes.

Ainsi, outre les deux termes relatifs aux stockages énergétiques effectués sous formes purement élastique ou électrique, le développement de l'enthalpie fait apparaître un terme d'interaction manifestant le couplage local des deux formes d'énergie en présence. Par conséquent, dérivée par rapport aux termes de contraintes d'une part et de champ électrique d'autre part, cette expression conduit à deux équations « constitutives » exprimant, pour la première, l'existence de contributions d'origine électrique (en  $d_{jik} E_j$ ) dans l'expression de la déformation mécanique (effet piézoélectrique « inverse ») tandis que, réciproquement, la deuxième relation manifeste la présence de contributions d'origine mécanique (en  $d_{jik} T_{ik}$ ), dans l'expression du déplacement électrique (effet piézoélectrique « direct »). L'existence du phénomène de piézoélectricité est conditionnée par une anisotropie des propriétés du milieu matériel dans lequel on l'observe, d'où la nécessité d'une caractérisation tensorielle de ses effets. Dès lors, ce phénomène se manifestera selon plusieurs modes de couplage, selon que les actions mécaniques s'exercent parallèlement à la direction de polarisation électrique (mode longitudinal), ou perpendiculairement à cette direction, voire autour d'un axe qui lui est perpendiculaire (modes de cisaillement).

Les applications de la piézoélectricité dans le domaine des actionneurs électromécaniques découlent essentiellement du développement des matériaux synthétiques qui constituent les céramiques polycristallines de type PZT. Notons que ces matériaux ferroélectriques sont tributaires d'une température de Curie au delà de laquelle leurs propriétés piézoélectriques disparaissent (températures s'échelonnant entre 150°C et 400°C pour les composés les plus courants).

Sur le plan quantitatif, les déformations engendrées par les céramiques PZT en régime quasi-statique demeurent généralement faibles : un barreau de

céramique PZT de type P1 89 [QUA], fonctionnant en mode longitudinal, présente un allongement relatif de l'ordre de 300 parties par million sous un champ électrique de 1MV.m<sup>-1</sup>. En revanche, les niveaux de contraintes susceptibles d'être générées par effet « inverse » (de l'ordre de 40 MPa) sont de 10 à 100 fois supérieurs aux valeurs limites des « pressions d'entrefer » exploitées classiquement dans les machines à effet magnétique, ce qui laisse a priori espérer des gains potentiels considérables en terme d'efforts ou de couple massiques.

Soulignons enfin la nécessité d'adapter les performances intrinsèques des matériaux piézoélectriques aux contraintes propres à leur exploitation au sein d'actionneurs électromécaniques [GON 94]. Ainsi, en vue notamment de maximiser les déplacements élémentaires générés, leur mise en œuvre fait appel à différents types de solutions techniques. Une première approche repose sur l'amplification des déplacements générés, grâce à une chaîne cinématique appropriée (effets de type « bilames » par exemple). Une deuxième solution consiste à tirer profit d'effets de résonance mécanique (résonateur de Langevin, ...). Enfin, une troisième voie s'appuie sur les progrès technologiques réalisés en matière de céramiques PZT « multicouches », qui, grâce à une implantation micrométrique des électrodes au sein du matériau, permettent de tirer pleinement profit des déformations maximales obtenues sous champs limites, tout en mettant en jeu des niveaux de tension d'alimentation acceptables. Ainsi par exemple, un barreau de céramique PZT « multicouche » de 30 mm de long et de 25 mm<sup>2</sup> de section, alimenté sous une tension de 150 V, est capable de générer des déplacements à vide de l'ordre de 30 μm, tout en développant des forces maximales de plus de 800 N en régime d'encastrement.

Notons par ailleurs que, outre le phénomène linéaire qui constitue la piézoélectricité, des effets électro-élastiques non-linéaires tels que l'électrostriction peuvent à priori être exploités (les termes de déformation dépendent alors de manière quadratique des composantes du champ électrique). Si l'électrostriction observée dans tous les diélectriques cristallins ou amorphes conduit généralement à des effets négligeables devant les effets linéaires, elle s'avère relativement marquée dans les céramiques de type PMN-PT (déformations en régime quasistatique de l'ordre de 1000 ppm sous un champ de 1 MV.m<sup>-1</sup>) [LAT 98]. Ainsi, mis en œuvre sous forme d'éléments multicouches, ces nouveaux matériaux pourraient s'avérer à terme relativement attractifs, notamment dans le domaine du micropositionnement où leur faible hystérésis dans le plan contrainte-déformation constitue un avantage supplémentaire.

## 2.2. Alliages magnétostrictifs

Constituant le pendant « magnétique » des effets de couplage électro-élastique, le phénomène de magnétostriction conduit à l'allongement d'un barreau de fer soumis à un champ magnétique longitudinal (effet Joule longitudinal, tandis qu'un effet de striction est obtenu dans les directions transversales (effet Joule transversal). Réciproquement, le barreau s'aimante sous l'effet d'une déformation longitudinale (effet Villari). Connue depuis le milieu du 19<sup>ème</sup> siècle, ce phénomène peut également se manifester, suivant la géométrie considérée, au travers d'autres modes de couplage permettant notamment d'exploiter des effets de flexion (effet Guillemin) ou de torsion (effet Wiedemann) [REY 98].

A l'instar des matériaux électrostrictifs, les composés donnant lieu aux effets magnétoélastiques les plus intéressants sont tributaires d'un couplage du second ordre (la déformation mécanique dépend du carré de l'intensité du champ magnétique appliqué). Néanmoins, généralement exploités autour d'un point de fonctionnement donné (fonctionnement sous polarisation statique magnétique et précontrainte mécanique), le comportement du matériau pourra globalement être appréhendé au travers des lois linéaires du « piézo-magnétisme » (équations analogues à celle de la piézo-électricité).

Initialement tributaire des propriétés ferromagnétiques des métaux (Fer, Cobalt, Nickel) et de leurs alliages, le développement des matériaux magnétostrictifs bénéficie de la mise au point, au cours des années 1980, d'alliages de Fer et de Terres Rares, tel que le Terfenol-D, qui permettent d'exploiter des déformations relatives de 10 à 50 fois supérieures à celle des métaux précédemment cités. Ainsi, en régime quasi-statique, des déformations de l'ordre de 1000 à 2000 ppm peuvent être produites. Si les performances intrinsèques de ces alliages, souvent qualifiés de matériaux « à déformation géante », sont légèrement supérieures à celles de leurs homologues piézoélectriques, leur mise en œuvre en est généralement plus délicate, en raison notamment de la difficulté à produire un champ magnétique intense dans un milieu de perméabilité relativement faible (perméabilité relative inférieure à 4 dans le cas du Terfenol-D). Ainsi, dans le domaine des actionneurs électromécaniques, le développement des transducteurs à base de matériaux magnétostrictifs demeure relativement limité comparé à celui des solutions piézoélectriques, en dépit de quelques expérimentations prometteuses dans le domaine de moteurs rotatifs ou linéaires à efforts élevés et basses vitesses

## 2.3. Fluides électro- ou magnéto-rhéologiques.

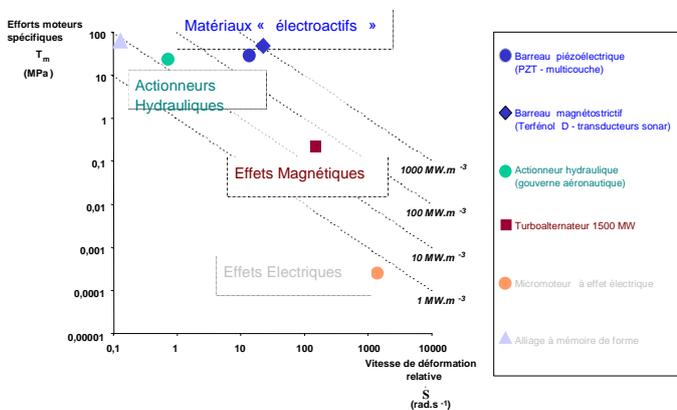
Outre les effets de couplage électromécanique s'exerçant au sein de solides déformables, les champs électriques et magnétiques sont également à même de modifier les propriétés viscoélastiques de la matière, par le biais notamment des effets électro- ou magnéto-rhéologiques dont certains liquides sont le siège. Observés dans des suspensions non-colloïdales à base de poudres à grains micrométriques dotés de propriétés diélectriques (fluides électro-rhéologiques) ou ferro- (voire para-) magnétiques (fluides magnéto-rhéologiques), ces effets conduisent à une modification réversible de la viscosité du liquide en fonction de l'intensité du champ appliqué. L'écoulement du fluide peut alors être électriquement contrôlé, depuis un comportement à viscosité réduite jusqu'à un état quasi-solide. Donnant lieu par exemple à des embrayage/freins à commandes électriques, les contraintes de « cisaillement » susceptibles d'être générées dans de tels dispositifs, par effet magnéto-rhéologique notamment, sont de l'ordre de 0,1 MPa (pour une excitation magnétique de l'ordre de 250 kA.m<sup>-1</sup>). Mentionnons en outre des travaux récents portant sur l'exploitation de fluides électro-rhéologiques au sein de nouvelles structures de microactionneurs [YOK 96].

## 2.4. Alliages à mémoire de forme

Dépasant le cadre des procédés d'interaction électromécaniques « directs », la combinaison d'effets physico-chimiques variés peut également donner lieu à de nouveaux modes de conversion électromécanique de l'énergie. En particulier, les propriétés thermo-élastiques remarquables des alliages dits « à mémoire de forme » (de type NiTi, CuZnAl ou CuAlNi) offrent un moyen d'actionnement particulièrement performant du point de vue des niveaux d'efforts générés. Contrôlés par des variations de température, ces matériaux sont capables de recouvrer « à chaud » leur forme initiale préalablement modifiée « à froid » (effet unidirectionnel), ou peuvent basculer de manière réversible entre les deux formes limites ainsi « mémorisées » (effet bidirectionnel). Remarquons toutefois que les temps de réponse sont par principe relativement faibles (de l'ordre de 0,1 à 1s pour des dispositifs de dimensions millimétriques). Généralement contrôlés de manière électrique par effet Joule, ce procédé donne lieu à divers types d'actionneurs linéaires (extension/rétraction) ou rotatifs (flexion, torsion), développés notamment en mini-robotique (préhenseur, robot d'inspection).

### 2.5. Comparaison des différents procédés

La Figure 1 illustre les performances dynamiques spécifiques associées aux différents phénomènes d'interaction précédemment décrits. Les caractéristiques limites de quelques exemples de convertisseurs électromécaniques sont confrontées dans un plan contrainte mécanique produite – vitesses de déformation relative [NOG 01]. Le produit de ces deux grandeurs fait apparaître la puissance volumique théorique associée à l'effet considéré. Soulignons ici la complémentarité qui peut apparaître d'un point de vue fonctionnel entre les dispositifs à base de matériaux électroactifs (contraintes élevées – basses vitesses) et les dispositifs électromagnétiques exploitant une action « à distance » (contraintes réduites – vitesses élevées).



**Figure 1** Efforts et vitesse de déformation spécifiques pour différents types de procédés d'actionnement

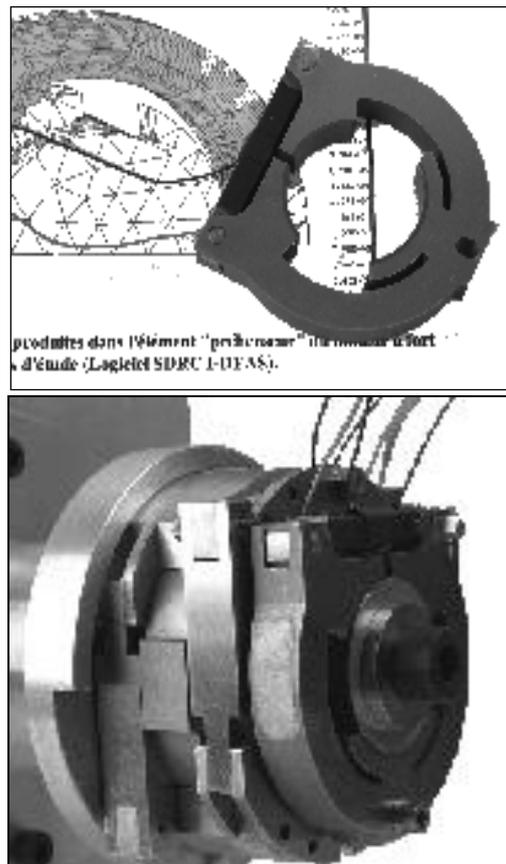
### 3. Les actionneurs piézoélectriques : un champ d'innovation très prometteur

L'utilisation directe des possibilités de conversion électromécanique de l'énergie offertes par les matériaux électroactifs trouve un aboutissement particulièrement démonstratif au sein des actionneurs piézoélectriques. Dans ce domaine, la structure la plus évoluée actuellement correspond certainement à celle du moteur annulaire à onde progressive dont les performances sont déjà significatives vis à vis des solutions magnétiques classiques dans la même gamme de taille. Ainsi, comparée à un moteur à aimants équivalent en terme de couple développé, la solution piézo-électrique conduit à une réduction de masse dans un rapport variant de 5, pour un moteur 60 mm de diamètre, jusqu'à près de 500 si l'on considère des moteurs de taille millimétrique !.

Si le potentiel que représentent ces nouvelles solutions en terme d'amélioration des performances massiques est d'ores et déjà très réel, face à une demande de plus en plus exigeante dans le domaine aérospatial notamment, la rupture technologique qui les définit est également susceptible d'élargir sensiblement le champ des fonctionnalités classiquement couvertes par les convertisseurs électromécaniques.

#### 3.1. Des actionneurs à fort couple massique

Parallèlement au développement des piézomoteurs à stator résonant, l'idée d'une exploitation en régime quasistatique de la structure permet a priori de mettre en jeu des coefficients de frottement plus élevés, favorables à l'augmentation des efforts massiques. Dans ce domaine, plusieurs réalisations d'actionneurs magnétostrictifs ont déjà vu le jour [CLA 93]. La Figure 2 illustre cet effort de recherche au travers d'un nouveau concept de piézomoteur à base de céramiques multicouches capables de développer un couple de 3 Nm dans un volume de l'ordre de 100 cm<sup>3</sup> à une fréquence de rotation de 3 tr.min<sup>-1</sup> (le couple visé à terme étant de 10 N.m dans le même encombrement) [NOG 99].



**Figure 2** : Moteur piézoélectrique à fort couple et céramiques multi-couches

### 3.2. A la recherche de mécanismes à plusieurs degrés de liberté

La recherche de nouveaux concepts apparaît incontournable dès lors que l'on considère des fonctions mécaniques évoluées impliquant plusieurs degrés de liberté, fonction qui répondent à un certain nombre de besoins émergents dans des secteurs tels que l'aéronautique où le Génie Bio-Médical. Les concepts développés autour des piézomoteurs apparaissent alors très pertinents dans la mesure où, contrairement aux solutions électromagnétiques, les contraintes de guidage multi-axial sont plus faciles à résoudre du fait de l'absence d'entrefêr. Une illustration de cette possibilité réside dans le développement de plusieurs structures de micro-translateurs plans piézo-électriques permettant de déplacer des masses de plusieurs kilogrammes à des vitesses de l'ordre de  $10 \text{ mm.s}^{-1}$ , comme l'illustre la Figure 3 [GAL 99].

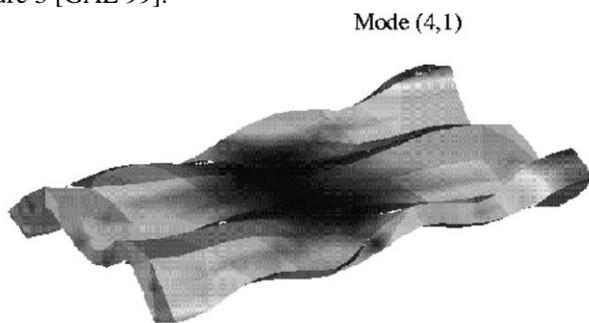


Figure 3 Piézo-translateur plan à onde stationnaire

### 3.3. Les transformateurs piezoélectriques

Parallèlement aux fonctions d'actionnement, les matériaux piezoélectriques présentent certains atouts dans le domaine de la conversion statique. En effet, l'exploitation de l'effet piézoélectrique dans la fonction élévateur de tension ou isolement galvanique s'avère tout à fait crédible en lieu et place d'un transformateur électromagnétique classique pour des puissances électriques inférieures à la dizaine de Watts. Ainsi tout en bénéficiant d'une densité d'énergie accrue (entre 5 et  $17 \text{ W/cm}^3$ ), le transformateur piézoélectrique se caractérise en outre par un excellent rendement ( $>90\%$ ). Par ailleurs, si les transformateurs électromagnétiques conservent des architectures relativement figées qui ne permettent pas toujours d'obtenir des solutions optimales en terme d'intégration fonctionnelle, les matériaux piézoélectriques très diversifiés tant du point de vue de leurs caractéristiques physiques (céramiques douces ou dures, multicouches ou massives) qu'en ce qui concerne sur les formes de base disponibles (disques, barreaux, anneaux), laissent quant à eux une

grande marge de manœuvre sur les architectures envisageables. Ainsi, par exemple, lorsqu'il s'agit de concevoir une fonction d'élévation de tension, la structure classique dite de Rosen (figure.4) constitue une réponse attractive sur une gamme de puissance inférieure au Watt. En revanche, si les contraintes de fixation et d'isolement galvanique sont mises en avant, des structures plus spécifiques à base de céramiques dures couplées à des résonateurs mécaniques sont à même de satisfaire à ce type d'exigence avec des rendements supérieurs à  $90\%$  [LIN 01].



Figure 4 Transformateur piezoélectrique à base d'anneaux sectorisés

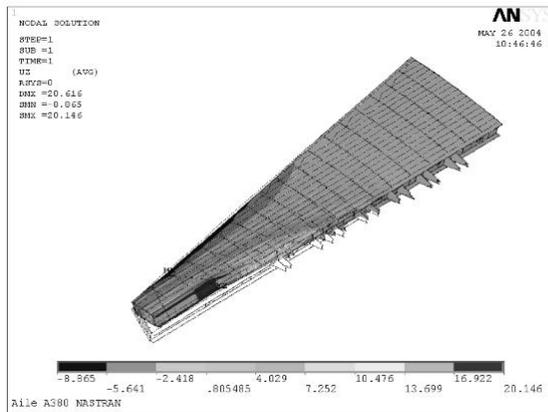
## 4. Vers des structures plus « intelligentes »

Au-delà des fonctionnalités associées aux concepts d'actionnement classiques visant à générer un mouvement à l'aide d'un organe électromécanique centralisé, une idée relativement séduisante réside dans l'intégration des fonctions motrices au sein même de la structure à actionner. Dans ce domaine, les matériaux électroactifs ouvrent la voie à un champ d'applications potentielles très riche que l'on peut regrouper sous le vocable de structures « intelligentes » (« astucieuses » serait certainement plus en accord avec la terminologie anglo-saxonne d'origine...). Ces voies d'investigation concernent tant le domaine du contrôle de forme en régime quasistatique (adaptation de profils aéronautiques, pompes à corps déformable...) que celui des manipulations dynamiques (contrôle actif de structures, contrôle actif des écoulements...). Les possibilités offertes dans ces deux domaines complémentaires sont illustrées ci-après.

### 4.1. Contrôle de forme en régime quasistatique

Afin d'améliorer le comportement des surfaces portantes d'un point de vue aérodynamique, il peut s'avérer opportun d'en contrôler leur forme à l'aide de

nouvelles fonctions de commande de vol. Concernant plus particulièrement le vrillage global d'une voilure d'avion civil de grande dimension [REN 04], il s'agit ici de contrôler une déflexion de l'ordre de 1° en bout de voilure, ce qui se traduit par une économie de carburant substantielle.



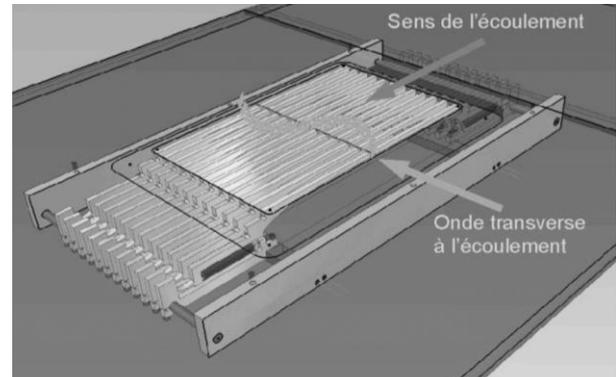
**Figure 5.** Etude par simulation numérique de la torsion d'une voilure d'A380 (logiciel ANSYS)

Parmi le vaste panel des procédés d'actionnements envisageables a priori, la mise en œuvre d'un système de cellules motrices à base d'alliage à mémoire de forme de type Nickel-Titane (Nitinol) constitue une voie d'investigation tout à fait prometteuse. Les propriétés de cette classe de matériaux en régime de déformation quasi-statique (contrainte de l'ordre de 100 MPa et déformées relatives de l'ordre de 5%) permettent en effet d'envisager des structures d'actionnement relativement compactes et efficaces. Les résultats des premières études de faisabilité menées en collaboration avec le département « Commandes de Vol » de la société AIRBUS montrent que moins de 100 Kg de matière active suffiraient à déformer la voilure pour une puissance instantanée mise en jeu inférieure à 10 kW dans le cas d'une manœuvre effectuée en dix minutes [REN 04]

#### 4.2. Contrôle dynamique des écoulements

Dans le domaine du contrôle actif des écoulements, la réduction de la traînée de frottement engendrée sous l'effet de l'écoulement d'un fluide le long d'une paroi constitue aussi une voie d'investigation au sein de laquelle les matériaux électroactifs peuvent jouer un rôle non négligeable. Une stratégie attractive consiste à exciter la couche limite à l'aide d'actions dynamiques d'origine extérieure, entraînant une baisse significative des forces de traînée pouvant atteindre 30% [KON 01]. Parmi les actions dynamiques potentielles, la génération d'ondes de surface entretenues dans une direction

transversale à l'écoulement peut être envisagée au travers de l'exploitation d'actionneurs piézoélectriques répartis le long de la paroi et activés de façon à générer une onde progressive en sa surface.



**Figure 6** Vue du dispositif expérimental réalisé

Le dispositif global est alors constitué d'un ensemble d'actionneurs piézoélectriques répartis autour d'un barreau de PZT encastré dans un mécanisme à bras de levier qui permet d'amplifier le déplacement utile en bout de lame (amplitude de l'ordre de 1mm). Au-delà de ce dispositif d'investigation scientifique actuellement en essai en soufflerie dans le cadre d'une collaboration avec l'Institut de Mécanique des Fluides de Toulouse, la mise au point d'une version à caractère plus finalisée de ce dispositif est aujourd'hui à l'étude, en cherchant notamment à exploiter les propriétés attractives des matériaux piézoélectriques composites.

#### 5. Conclusion

Les propriétés physiques qui caractérisent la famille des matériaux électroactifs sont nombreuses et variées. Elles concernent non seulement le cas de solides doués de propriétés électro-magnéto-élastiques, mais également celui des liquides dont la viscosité peut être directement contrôlée par le champ électromagnétique. Si ces nouvelles fonctionnalités, appliquées au domaine de la conversion électromécanique de l'énergie, ont été pour l'essentiel exploitées au sein d'actionneurs ou de transducteurs, elles intéressent aujourd'hui le champ d'investigation très prometteur que constitue celui des structures « intelligentes ». Outre ses avantages potentiels en terme d'intégration fonctionnelle, ce concept annonce à moyen terme l'avènement de solutions crédibles permettant le contrôle continu de la forme des objets (notion de « morphing électroactif »), ouvrant ainsi la voie à de nouvelles applications de l'électricité.

**Bibliographie**

- [CLA 93] Claeysen F., « Analysis of magnetostrictive Inchworm motors using f.e.m. », Proc.Magneto-elastic Effects and Application Conf. Ed. L. Lanotte, Pub. Elsevier, Holland, 1993, pp 161-167.
- [GAL 99] Galiano F., Nogarede B., « Un nouveau concept d'actionneur piézoélectrique plan monophasé à onde stationnaire », Revue Internationale de Génie Electrique, Volume 2 – n°4/1999, pp 419-437.
- [GON 94] Gonnard P., Eyraud L., Guillemot M.M., « Matériaux piézoélectriques pour moteurs ultrasonores, performances requises et problèmes technologiques », Journal de Physique III, France 4 (1994), 1205-1218.
- [IKE 93] Ikéda T., Fundamentals of piezoelectricity, Oxford Science Publications, Oxford, 1993.
- [LAT 98] Lattard E., Kurutcharry S., Lejeune M., Oudjedi M., Abelard P., « Caractéristiques électromécaniques de céramiques électrostrictives du type 0.9PbMg0.33Nb0.66O3-0.1PbTiO3 - Applications potentielles », MAGELEC, 28-29 Avril 1998, ENSEEIHT Toulouse.
- [NOG 05] Nogarede B., « Electrodynamique appliquée : Bases et principes physiques de l'électrotechnique » Science Sup, Edition Dunod 2005.
- [NOG 01] Nogarede B., « Machines tournantes : conversion électromécanique de l'énergie », *Les techniques de l'Ingénieur*, D3410, 2001.
- [NOG 99] Nogarede B., Henaux C., Rouchon J.F., « Des nouveaux matériaux aux machines électriques du futur – Quelques pistes prometteuses », CEMD'99, « La conversion Electromécanique Directe : Vers la Simplification de la Chaîne de Transmission », E.N.S. de Cachan, 4 février 1999.
- [QUA] Quartz & Silice, Céramiques PZT, documentation technique.
- [REN 04] A. Renotte, J. Duval, B. Nogarede “Electroactive Wing : towards Novel Actuation Concepts” ACTUATOR'2004 - 9th International Conference on New Actuators and 3rd International Exhibition on Smart Actuators and Drive Systems, BREMEN (ALLEMAGNE) 14/06/2004 au 16/06/2004 (n°2360
- [REY 98] Reyne G., « La magnétostriction géante, phénomène physique et applications », MAGELEC, 28-29 Avril 1998, ENSEEIHT Toulouse.
- [YOK 96] Yokota S., Otsubo Y., « Un moteur miniature contrôlé par l'action d'un fluide électro-rhéologique », Techno Japan, 11/96.
- [LIN 01] Ray-Lee Lin, « Piezoelectric Transformer Characterization and Application of Electronic Ballast », Dissertation to the Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, November 2001.
- [KON 01] Konieczny P., Bottaro A., Monturet V.,Nogarede B., „Active control of near-wall coherent structures“, proceeding of FEDS2002 Joint US ASME-European Fluids Engineering Summer Conference, July 14-18, 2002, Montral, Quebec, Canada.

# Actionneurs piézo-électriques résonants : considérations sur l'alimentation et la commande

Betty SEMAIL\*, Bernard GREHANT\*\*, FRÉDÉRIC GIRAUD\*

\* L2EP, Polytech'Lille USTL

Cité Scientifique 59655 Villeneuve d'Ascq

[Prenom.nom@polytech-lille.fr](mailto:Prenom.nom@polytech-lille.fr)

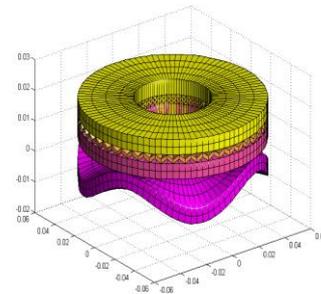
\*\* SOMFY SA, BP 152, 74307 Cluses cédex

**Résumé :** les actionneurs piézo-électriques résonants présentent, grâce à leur mode de fonctionnement, des caractéristiques en vitesse ou déplacement importantes. Cependant, l'exploitation du mode résonant induit des contraintes sur leur alimentation et sur leur contrôle. Différentes structures d'alimentation sont proposées selon que l'on privilégie le coût, la souplesse d'utilisation ou le rendement. La commande de ces actionneurs qui s'effectue en jouant sur plusieurs grandeurs caractéristiques (fréquence, phase, amplitude des tensions) doit alors s'adapter aux possibilités de l'alimentation d'une part et aux contraintes de suivi en fréquence d'autre part.

## 1. Introduction

Les actionneurs piézo-électriques résonants constituent la famille d'actionneurs la plus commercialisée notamment grâce aux produits de la firme SHINSEI®, qui propose une gamme de moteurs rotatifs à onde progressive. Ces actionneurs fonctionnent selon le principe d'une conversion d'énergie électro-mécanique entre les céramiques piézo-électriques et le stator sous lequel elles sont collées. Cette conversion est concrétisée par la création d'une onde mécanique progressive au sein de l'anneau statorique, grâce à l'alimentation diphasée des céramiques piézo-électriques du stator. La seconde conversion d'énergie est mécano-mécanique. Elle a lieu entre ce stator vibrant et le rotor qui est pressé à sa surface. Le rotor « glisse » ainsi sur les crêtes de l'onde statorique. D'autres informations sur le principe de fonctionnement sont disponibles dans [1] et [2] (figure1).

C'est pour amplifier les déplacements vibratoires du stator, et par là même la vitesse de rotation du rotor que ces actionneurs sont alimentés à la fréquence de résonance mécanique de l'association céramiques-stator. Ceci induit des contraintes à considérer à la fois sur la structure d'alimentation et sur les stratégies de contrôle en couple, vitesse ou position.



**Figure 1 :** Représentation du stator animé d'une onde progressive et du rotor contraint dans l'axe de l'actionneur

L'étude de structures d'alimentation de l'actionneur résonant se base bien souvent sur le modèle de type « schéma électro-mécanique équivalent » de ce dernier. Valable au voisinage de l'un de ses modes de résonance, le schéma démontre un comportement capacitif de l'actionneur ce qui contraste avec celui, inductif, des actionneurs électromagnétiques. Pour l'alimenter, il faudra donc assurer la compensation de sa puissance réactive.

Les structures d'alimentation seront soit linéaires, soit travailleront en commutation. Dans ce dernier cas, différentes solutions sont envisageables, selon que l'on privilégie le coût ou la qualité du signal.

Quant à la commande de l'actionneur résonant, essentiellement basée sur un contrôle de la hauteur de l'onde progressive du stator, elle doit assurer le suivi de

la fréquence de résonance malgré ses variations induites par la dérive thermique.

La première partie de cet article traite donc des différents principes d'alimentation des actionneurs résonants ; la seconde reprend les principales structures de contrôle utilisées et préconise une démarche originale, robuste aux phénomènes thermiques ainsi qu'aux variations de charge de l'actionneur.

## 2. Structures d'alimentation des actionneurs

Les actionneurs piézo-électriques résonants sont des actionneurs généralement diphasés, alimentés par des tensions alternatives sinusoïdales. Les alimentations sont donc des convertisseurs continu- alternatif, dont la fréquence des tensions de sortie est choisie voisine de la fréquence de résonance du système électromécanique – typiquement variations de 10 kHz autour d'une fréquence située entre 40 kHz et 100 kHz – tandis que leur amplitude est variable, parfois réglable, généralement située autour de 200 V.

Un modèle monophasé du comportement électrique du moteur est donné figure 2. Dans ce schéma,  $R_0$   $C_0$  traduisent le comportement diélectrique de l'assemblage statorique et des pertes qui lui sont associées, et la branche *motionnelle*  $R$ ,  $L$ ,  $C$ ,  $R_c$  traduit le comportement vibratoire et résonant du stator. La fréquence statorique est donc donnée par la résonance L-C. Par ailleurs, du fait de  $C_0$ , ces moteurs possèdent un facteur de puissance faible, ce qui est un problème lors de la conception des alimentations.

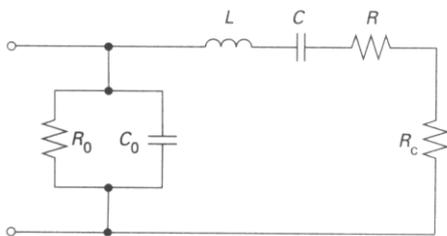


Figure 2 : Modèle d'un transducteur mécaniquement chargé

Nous dissocions les topologies d'alimentation en deux catégories selon que l'on utilise une technologie à découpage ou linéaire ; cette dernière fait l'objet du paragraphe suivant.

### 2.1. Alimentation par amplificateur linéaire

Lorsque ni le rendement de la chaîne globale, ni le coût ne sont un problème, les amplificateurs classe B constituent un bon choix pour plusieurs raisons. D'abord parce que la tension générée suit fidèlement la tension de consigne ; elle est donc exempte d'harmonique et il est possible de régler facilement sa fréquence ou son amplitude. Ensuite, parce qu'il existe maintenant des

circuits intégrés adaptés au cas des charges capacitives, c'est-à-dire que le niveau des tensions d'alimentation est compatible avec celui de nos moteurs. Enfin le temps de réponse est très rapide puisqu'il n'y a pas besoin d'élément de stockage (figure 3).



Figure 3 : un amplificateur pour moteur piézo-électrique (PB 58 d'APEX microtechnology)

Cependant, ces amplificateurs souffrent de leur mauvais rendement. Ils sont donc associés à des dissipateurs de chaleur ; or le moteur possédant un très mauvais facteur de puissance, ces dissipateurs sont surdimensionnés et il faut parfois des radiateurs très lourds pour alimenter un moteur de 250 grammes environ.

Pour améliorer le rendement, et ainsi réduire l'encombrement global des amplificateurs, on place en sortie et en parallèle une inductance  $L_p$  dont la valeur est ajustée pour qu'à la fréquence de travail souhaitée, l'énergie réactive consommée par  $L_p$  compense exactement celle fournie par  $C_0$  (figure 4). Alors, le courant débité par l'amplificateur est seulement égal au courant de la branche *motionnelle*. Cette solution permet d'envisager la réduction d'un facteur 3 de la puissance à dissiper par l'amplificateur.

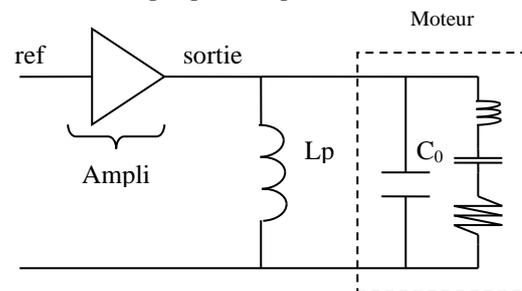


Figure 4 : amplificateur avec compensation de l'énergie réactive de la capacité bloquée

Autre avantage : cette inductance peut être concrétisée par l'enroulement secondaire d'un transformateur. Alors l'amplificateur choisi pourra être alimenté par une tension bien moins grande que la tension d'alimentation du moteur. Ainsi, un amplificateur associé à un transformateur de rapport 8 peut alimenter un moteur de 200 V à partir d'une alimentation stabilisée de laboratoire +/- 30 V. Signalons ici que la bande passante de l'amplificateur devra être limitée dans les basses fréquences car alors on risque de saturer l'inductance positionnée en sortie. Dans tous les cas, la limite haute devra elle aussi être

limitée car la résistance de sortie de l'amplificateur diminue la stabilité de l'alimentation [3].

Ces alimentations conviennent très bien à un environnement de laboratoire car les caractéristiques de sortie sont indépendantes de la température de fonctionnement ou de la fréquence de travail. Par contre leur coût est prohibitif à cause de leur mauvais rendement qui conduit à des éléments dissipateurs trop imposants.

### 2.2. Alimentation par amplificateur à découpage

Etant donnée la présence de la capacité  $C_0$ , qui confère au moteur un caractère de type « source de tension », une première idée consiste à utiliser une résonance de type série ou parallèle pour alimenter le moteur. On profitera alors de la forte surtension apportée par ce circuit résonant, purement électrique cette fois. Un transformateur à point milieu associé à un convertisseur push-pull permettra une adaptation en tension (figure 5). En général, on associe à ces topologies une commande pleine onde, mais un changement de stratégie peut permettre éventuellement le réglage de l'amplitude de la tension [4]

D'un point de vue rendement énergétique ces solutions sont séduisantes. Cependant, elles ne permettent pas de fonctionner sur une plage étendue de fréquence, en dehors de la résonance  $L_p-C_0$ . Elles nécessitent donc de faire coïncider précisément la résonance électrique avec la résonance électromécanique.

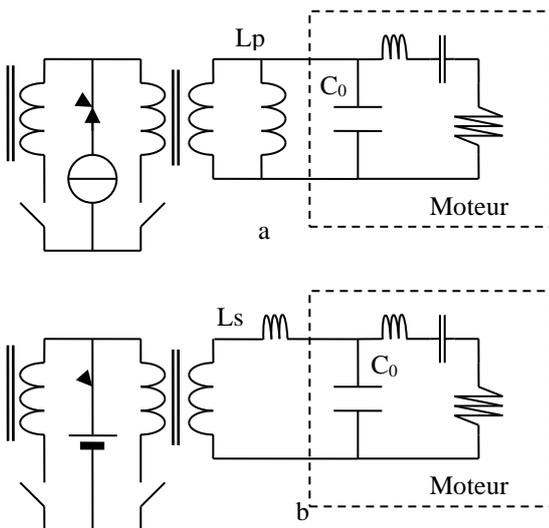


Figure 5 : convertisseur à résonance.  
a) parallèle b) série

Un tel réglage est envisageable à un moment donné, mais pas au cours de fonctionnement car  $C_0$  est variable en fonction de la température du moteur. Pour pallier ce problème, on peut imaginer amortir la résonance. Ceci

peut être fait en rajoutant une résistance en série ou en parallèle avec le moteur, ou en utilisant un amortissement actif permettant le renvoi d'une partie de l'énergie prélevée vers la source [5]. Ces solutions existent mais possèdent l'inconvénient d'ajouter des harmoniques de tension. En effet, on sait que les circuits  $L_p-C_0$  ou  $L_s-C_0$  réalisent le filtrage de la tension de sortie du convertisseur. En cas d'amortissement, ce filtrage est dégradé et des harmoniques de tension apparaissent.

Pour augmenter la plage de réglage en fréquence, une solution consiste à décaler la résonance électrique au-delà de la résonance électromécanique [6]. Sur le schéma du convertisseur à résonance série, on ajoute une capacité  $C_s$  (figure 6). Alors,  $L_s-C_s$  agit comme un filtre passe bande, que l'on règle pour la fréquence de résonance de la branche motionnelle. Bien sûr, le rapport du transformateur est adapté pour obtenir le bon niveau de sortie. Par ce moyen, on se trouve sur une zone plate de la caractéristique de sortie  $V(f)$  ( $f$  fréquence de la tension d'alimentation) (figure 7). Dans ce cas, on ne tire pas profit du coefficient de surtension du circuit résonant électrique : la tension de sortie possède des harmoniques sur l'ensemble du domaine de travail.

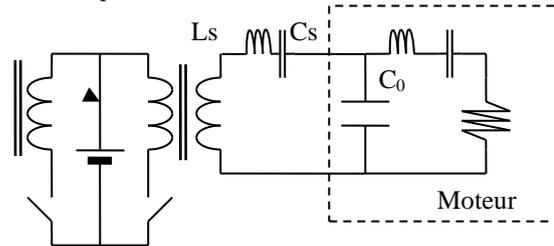


Figure 6 : convertisseur LC en série

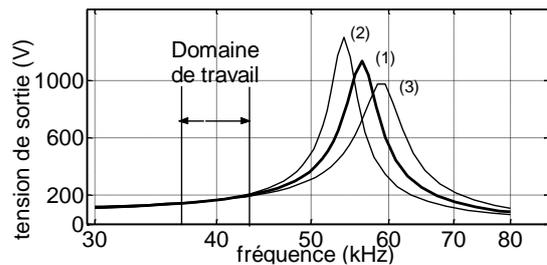


Figure 7 : évolution de la tension de sortie en fonction de la fréquence. (1) pour la valeur de  $C_0$  nominale, (2) et (3) pour une variation respectivement de + 20% et -20% de  $C_0$ .

De plus, avec ce type de convertisseur, la tension de sortie n'est pas constante ; lorsque la fréquence varie, elle peut évoluer de plusieurs dizaines de pourcent, ce qui bien entendu contribue à une variation des performances globales du système. Cependant elle est peu affectée par une variation de la capacité bloquée du stator, qui fait varier la fréquence de résonance du convertisseur.

Pour éliminer ces problèmes, tout en conservant un bon rendement, on peut imaginer des stratégies de commande MLI [7]. Cependant, puisque ces moteurs

nécessitent un fondamental à une fréquence de plusieurs kilohertz, la fréquence de découpage devient trop importante ; les pertes par commutation générées sont alors prohibitives.

### 3. Structures de contrôle des actionneurs

#### 3.1. Considérations générales

Pour effectuer le réglage en vitesse des actionneurs piézoélectriques, la démarche « naturelle » serait tout d'abord de s'intéresser au couple et d'effectuer, comme dans le cas des machines électromagnétiques, un contrôle en cascade. Un modèle de l'actionneur, qui fasse figurer le couple développé en fonction des entrées -tension d'alimentation- est donc nécessaire. Cependant, compte tenu des non-linéarités des phénomènes de contact à l'interface stator-rotor, l'obtention d'un modèle analytique « simple » et faisant figurer les grandeurs physiques de l'actionneur n'est pas aussi aisée. Généralement, on se base sur le modèle de type schéma électro-mécanique équivalent de la figure 2, déjà utilisé pour concevoir la structure d'alimentation ; le couple développé par l'actionneur n'apparaît alors pas explicitement.

Par contre, la vitesse vibratoire intervient directement dans ce schéma par l'intermédiaire du courant de la branche motionnelle. Cette vitesse, proportionnelle à l'amplitude de l'onde progressive, est également liée à la vitesse de rotation de l'actionneur.

Ce modèle permet d'expliquer l'obtention de la caractéristique de la figure 8, décrivant la vitesse de rotation mécanique en fonction de la fréquence des tensions d'alimentation, mettant ainsi en évidence le caractère mécanique résonant de l'actionneur.

#### 3.2. Difficultés de réglage

La température est un élément déterminant sur la vitesse de rotation [8]. Elle influe, comme nous l'avons vu auparavant sur la capacité  $C_0$  de l'actionneur mais également sur sa fréquence de résonance mécanique. Physiquement, sous l'effet de l'échauffement, l'élasticité du stator augmente et la fréquence de résonance décroît. Ainsi, à fréquence d'alimentation, à valeur efficace de tension et à déphasage constants, on observe une décroissance de l'amplitude de l'onde à mesure que le dispositif s'échauffe, ce qui se répercute évidemment sur la vitesse de rotation [9].

La fréquence de résonance est également influencée par les conditions de contact stator-rotor [10]. De plus, si la caractéristique vitesse-fréquence concerne une large plage de vitesse, la plage de fréquence correspondante est réduite, à droite de la fréquence de résonance. Une alimentation à une fréquence en deçà de

la résonance entraîne un phénomène de « pull-out », qui se traduit par un effondrement de l'amplitude de l'onde, donc de la vitesse et un calage du rotor [11], (figure 8).

#### 3.3. Grandeurs de retour accessibles

Ces remarques sur les caractéristiques des actionneurs résonants amènent à la nécessité de contrôles en boucle fermée. Se pose alors la question des grandeurs de retour accessibles.

Comme sur tout actionneur, les courants d'alimentation sont mesurables. En assimilant ces courants aux courants motionnels du schéma électromécanique, leurs variations en fonction de la fréquence sont liées avec celle de la vitesse mécanique.

Vitesse de rotation ( en tr/min)

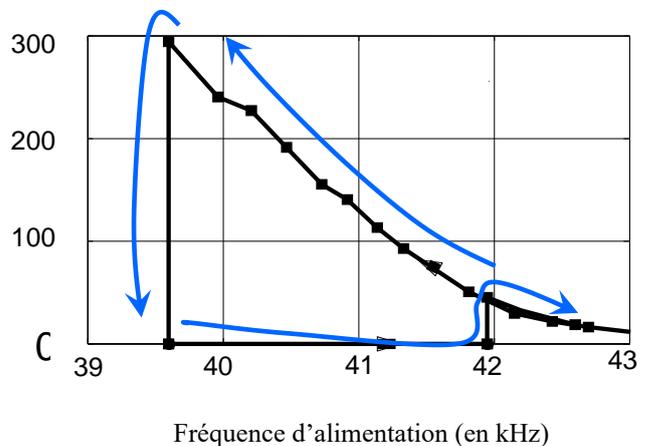


Figure 8 : Illustration du phénomène de « pull out » pour un moteur Shinsei USR 60- mise en évidence d'un hystérésis et de la résonance autour de 40kHz

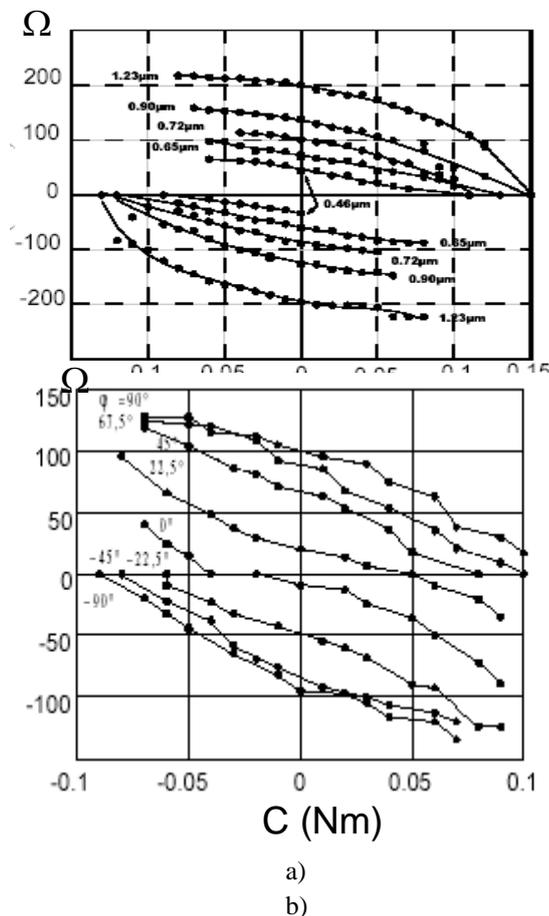
Par ailleurs, si le moteur possède une céramique piézo-électrique non alimentée fonctionnant selon le mode piézo-électrique direct, celle-ci renvoie une tension proportionnelle à ses déformations, ce signal peut alors également être exploité. Néanmoins, comme il a été mentionné dans le paragraphe précédent, la vitesse de rotation n'est liée à cette tension que pour un couple de charge et dans des conditions de température donnés.

De façon classique, un capteur de vitesse en bout d'arbre pourra sans restriction assurer un réglage précis de la vitesse de rotation dans les structures annulaires classiques.

### 3.4. Contrôle de l'amplitude de l'onde

#### 3.4.1. Importance de la variable

Le réglage de l'amplitude de l'onde (qu'elle soit progressive ou stationnaire) est une étape-clé du contrôle de ces actionneurs, au même titre que le contrôle du courant dans les actionneurs électromagnétiques. Les caractéristiques de la figure 9, acquises pour un actionneur rotatif à onde progressive, montrent le comportement du couple en fonction de la vitesse de rotation, à hauteur d'onde donnée. Ceci pour des valeurs de hauteur d'onde supérieures à une valeur minimale  $W_{min}$ , en deçà de laquelle le rotor « colle » sur le stator. Pour balayer l'ensemble du plan couple-vitesse, il est alors nécessaire de maintenir l'amplitude d'onde à la valeur  $W_{min}$  et faire varier le déphasage entre les deux tensions d'alimentation.



**Figure 9 :** Caractéristiques vitesse-couple a) pour différentes valeurs de hauteur d'onde b) à  $W=W_{min}=0.65\mu m$  et déphasage variable entre les tensions d'alimentation ( $90^\circ < \phi < 90^\circ$ ). Résultats pour un USR 30

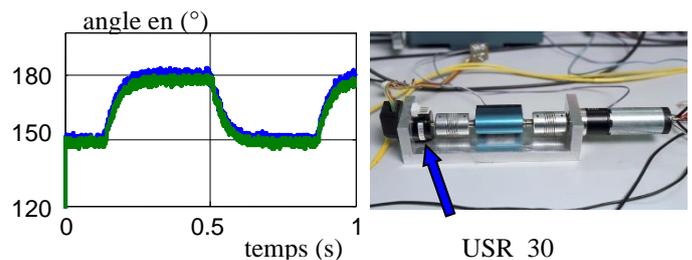
Le contrôle de la vitesse consiste donc à générer par asservissement une référence de couple que doit fournir le moteur. Grâce aux caractéristiques de la figure 9, les références de phase respectives des tensions et d'amplitude de l'onde sont déduites, par inversion [11]. Ces références permettent alors de générer les consignes à la source d'alimentation utilisée.

#### 3.4.2. Contrôle de l'amplitude de l'onde par la fréquence d'alimentation

La figure 8 montre l'évolution de la vitesse à vide en fonction de la fréquence. Etant donné le faible amortissement de la résonance, cette caractéristique peut être assimilée à l'évolution de l'amplitude d'onde. Pour agir sur cette dernière, il faut donc agir sur la fréquence d'alimentation en bornant le domaine de variations : pour éviter le phénomène de « calage du moteur », il est nécessaire de rester à droite de la résonance.

Une première solution consiste à inverser la relation amplitude d'onde-fréquence en boucle ouverte. Cependant, compte tenu des dérives thermiques précédemment citées qui induisent un comportement non stationnaire de la caractéristique, il devient alors nécessaire d'effectuer un « tracking » de la fréquence de résonance au cours du temps.

La seconde possibilité consiste à inverser la relation amplitude d'onde-fréquence via un asservissement, et à l'accompagner d'une stratégie de réglage éventuel de la phase respective des tensions. Cette structure de contrôle donne de bons résultats (figure 10) par exemple pour l'USR 30 de Shinsei.



**Figure 10 :** résultat d'une commande en position pour un actionneur USR 30 : commande en fréquence

3.4.3. Contrôle de l'amplitude par le déphasage tensions-onde

Les réglages précédents présentent cependant le risque de mener le moteur au « calage » suite à un couple de charge qui deviendrait trop important ; ils sont alors inadaptés pour certains moteurs particulièrement sensibles au phénomène de « Pull out ».

Une solution consiste alors à piloter non pas la fréquence d'alimentation mais la phase des tensions (qui restent respectivement en quadrature tant que  $W_{min}$  n'est pas atteinte), par rapport à celle de l'onde.

Une autre démarche d'analyse consiste à rapprocher le moteur à onde progressive d'un actionneur électromagnétique tournant de type machine asynchrone. L'onde progressive de l'actionneur piézo-électrique tenant lieu du champ électromagnétique tournant, l'idée est alors de modéliser l'actionneur dans le repère tournant lié à l'onde progressive (Figure 11).

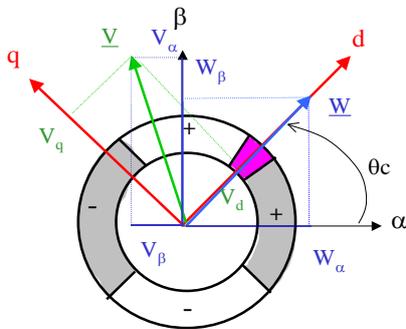


Figure 11 : Expression des grandeurs dans un repère tournant lié à l'onde progressive.

L'axe d de ce nouveau repère est lié au vecteur d'espace de l'onde progressive  $\underline{W}$  dont les deux coordonnées sont les amplitudes des ondes stationnaires  $W_\alpha$  et  $W_\beta$  créées par les deux phases. Ce vecteur est défini par l'angle  $\theta_c$  qui repère le point de contact stator-rotor [9].

L'intérêt de ce changement de repère est qu'il fait apparaître, à l'instar du résultat obtenu sur une machine électromagnétique mais de façon duale, que la composante suivant l'axe q de la tension,  $V_q$ , est la grandeur de réglage du couple développé.

Par boucles imbriquées, la commande en vitesse va donc s'effectuer grâce au réglage de la tension  $V_q$ . A amplitude de tension d'alimentation donnée, ce réglage revient à effectuer un contrôle de la phase des tensions d'alimentation par rapport à la position de l'onde progressive. La Figure 12 donne un schéma simplifié du dispositif de commande où l'on peut notamment distinguer l'« autopilotage » de l'actionneur, grâce à l'électrode auxiliaire qui fonctionne en effet piézo-

électrique direct et permet de reconstituer l'angle de changement de repère [13].

L'un des intérêts de cette commande réside dans le fait que la fréquence d'alimentation n'est pas directement imposée puisqu'elle se déduit de l'autopilotage du moteur. Ses fluctuations sont donc sans incidence sur le comportement en couple et en vitesse de l'actionneur [9].

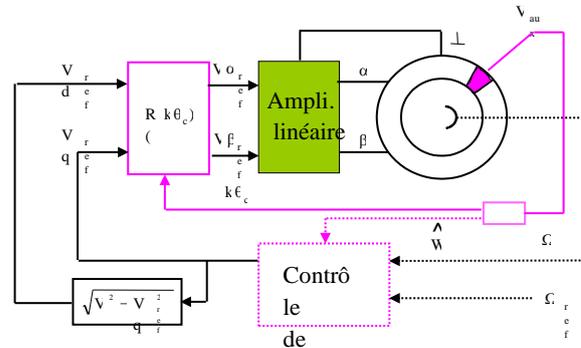


Figure 12 : Schéma de principe du dispositif de commande par contrôle de la phase des tensions par rapport à l'onde progressive.

4. Conclusion

Les actionneurs piézo-électriques résonants présentent des caractéristiques contraignantes en terme d'alimentation et de commande. Leur impédance capacitive et la nécessité de fonctionner à la fréquence de résonance mécanique de l'ensemble amènent l'utilisation fréquente de structure du type onduleur à résonance pour leur alimentation.

En ce qui concerne leur contrôle, il s'agit d'une part d'assurer un contrôle de l'amplitude de l'onde et d'autre part de pallier les non linéarités intrinsèques au contact mécanique stator-rotor et qui rendent non linéaire la relation couple-vitesse. Pour ce faire, le pilotage de la fréquence d'alimentation est la stratégie la plus souvent adoptée. Une autre structure de commande est alors proposée, basée sur le contrôle de la phase des tensions respectivement à celle de l'onde. Cette structure s'avère plus robuste que la commande en fréquence face aux dérives thermiques de l'actionneur.

Cet article a été en partie repris d'une synthèse effectuée au colloque Magelec 2001 [14]

## 5. Références

- [1]: T. Sashida, T. Kenjo, "an introduction to ultrasonic motors" Clarendon Press 1993
- [2]: B. Nogarède "moteurs piézo-électriques" Techniques de l'Ingénieur D 3765: 1-20
- [3] Apex Microtechnology Corporation Application note n°25 Driving Capacitive loads <http://apexmicrotech.com>
- [4] J.Maas, P.Ide, N.Fröhleke, H.Grostollen. Simulation model for ultrasonic motors powered by resonant converters. *IAS'95*, 1 :111–120, October 1995.
- [5] Lin FAA-JENG; Duan ROU-YON; Yu JYH-CHYANG An ultrasonic motor drive using a current-source parallel-resonant inverter with energy feedback *Transaction on power electronics*, volume 14(1) janvier 1999
- [6] Marc BUDINGER, Frédéric GIRAUD, Bertrand NOGAREDE, Jean-François ROUCHON, Betty LEMAIRE-SEMAIL Feeding and control electronic of a piezoelectric actuator, 8th international conference on new actuators, ACTUATOR 2002, juin 2002 Brême, pages 363-366
- [7] T. SCHULTE, N. FRÖLHLEKE, PWM-Converter for travelling wave Ultrasonic motors, 8th international conference on new actuators, ACTUATOR 2002, juin 2002 Brême, pages 442-445
- [8] T. SENJYU, H. MIYAZATO, S. YOKODA, K. UEZATO, « Speed control of ultrasonic motors using neural network », *IEEE trans. On power electronics*, vol. 13, N°3, May 1998
- [9] F. Giraud « Modélisation causale et commande d'un actionneur piézo-électrique à onde progressive », thèse de doctorat de l'USTL , juillet 2002
- [10] J. MAAS, H.GROTSTOLLEN, « Dynamic analysis of inverter-fed ultrasonic motors », *PESC'96*, Vol.2 pp 1780-1786, Baveno, Juin 1996
- [11] : T. SENJYU, H. MIYAZATO, K. UEZATO « Quick and precise position control of ultrasonic motors with two control inputs », *PESC'95*, pp 415-420, Atlanta, juin 95
- [12] ] F. Giraud, B. Lemaire-Semail, J. Aragonès, J. Robineau, J.T. Audren, « Precise Position Control of a Travelling Wave Ultrasonic Motor » *IAS conference*, Hong-Kong, 4-6 October 2005, CD-Rom ISBN 0-7803-9209-4
- [13] F. Giraud, B. Lemaire-Semail, J.T. Audren, « Analysis and phase control of a piezo-electric travelling wave ultrasonic motor for haptic stick application », *IEEE tran. On Industry applications*, vol. 40, n° 6, pp 1541-1549, November/December 2004.
- [14] B.Semail, B.Gréhant "Etat de l'art: Alimentation et commande d'actionneurs piézo-électriques résonants" *MAGELEC 2001* - pages 165-176, Toulouse 13-14 Décembre 2001

# Les matériaux piézoélectriques : applications innovantes et enjeux pour demain

**Guylaine POULIN**

Chargée de recherche CNRS - Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble

BP 46, 38402 St Martin d'Hères cedex, France

Tel : 33 (0)4 76 82 71 30 Fax : 33 (0)4 76 82 63 00

guylaine.poulin@leg.ensieg.inpg.fr

**Résumé :**

Depuis la découverte de la piézoélectricité au XIX<sup>ème</sup> siècle, les matériaux piézoélectriques sont devenus indispensables à un grand nombre d'applications (vie courante, médecine, industrie). Si la synthèse et l'utilisation de certains matériaux sont acquises, les plus récents (monocristaux, composites, matériaux sans plomb) offrent un vaste champ d'action. Enfin, l'intégration des céramiques sur silicium est un objectif ambitieux qui mobilise un grand nombre de chercheurs.

## 1. Introduction

Lorsqu'on parle de piézoélectricité, les deux appareils qui viennent généralement à l'esprit sont la montre à quartz et l'allume-gaz. Dans la montre à quartz, la précision du signal d'horloge est assurée par la vibration du quartz à sa fréquence propre. Avec l'allume-gaz, l'utilisateur exerce, à travers un mécanisme particulier, une pression sur une céramique piézoélectrique, générant ainsi un champ électrique assez fort pour provoquer une étincelle.

L'effet piézoélectrique étant réversible, il est possible d'utiliser les matériaux piézoélectriques comme actionneurs ou comme générateurs. Ainsi, le transfert d'énergie peut s'effectuer du domaine électrique vers le domaine mécanique (l'application d'une tension entraîne la déformation du matériau) et vice versa (la déformation du matériau entraîne l'apparition de charges électriques) (Fig. 1).

Au sein de ces 2 modes de fonctionnement, il est encore possible de distinguer différentes applications, selon l'objectif (niveau d'énergie recherché, fréquence de fonctionnement) (Tab. 1).

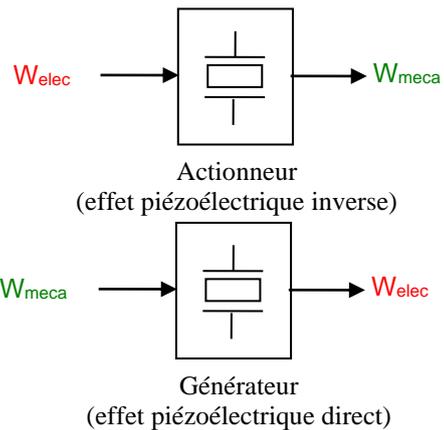


Figure 1 : Deux modes de fonctionnement des matériaux piézoélectriques

Niveau d'énergie \ Fréquence	Hors résonance	A la résonance	
	Faible	Capteur	
Elevé	Générateur électrique		<b>Mode actionneur</b>
	Positionneur	Générateur acoustique Moteur ultrasonore	
	Amortisseur de vibrations		

Tableau 1 : Quelques applications selon le niveau d'énergie recherché et la fréquence de fonctionnement.

Enfin, rien n'empêche de coupler deux matériaux piézoélectriques, l'un fonctionnant en mode actionneur, l'autre en mode générateur. Le but est alors le transfert d'information ou d'énergie, avec comme priorité : l'isolation mécanique (cas des transformateurs piézoélectriques) ou le filtrage (cas des filtres à ondes de surface ou de volume). Dans les deux cas, le transfert d'énergie s'effectue à la résonance, par l'intermédiaire de l'onde mécanique.

Cet article illustre, de façon non exhaustive, une série d'applications des matériaux piézoélectriques. Par choix, la classification n'a pas été faite selon la dimension du système, ni sa technologie de fabrication. Cependant, il est précisé lorsque le dispositif est issu de la technologie MEMS (Micro-Electro-Mechanical-System). Enfin, certains matériaux piézoélectriques présentent également d'autres propriétés remarquables, qui conduisent à d'autres types d'applications (ex : capacités à très forte permittivité, mémoires ferroélectriques non volatiles...) que nous ne décrirons pas dans cet article consacré à la piézoélectricité.

## 2. Diversité des applications

### 2.1. Acoustique sonore et ultrasonore

Un domaine incontournable des matériaux piézoélectriques est l'acoustique. Le terme couramment employé est alors « transducteur », tant pour désigner un actionneur qu'un capteur (attention, parfois le terme transducteur est employé dans le sens d'actionneur). Les transducteurs sonores les plus connus sont le haut-parleur et le microphone, mais ils ne peuvent être miniaturisés comme les céramiques piézoélectriques. Celles-ci sont beaucoup utilisées comme capteurs (de pression, de vibration), actionneurs (générateurs acoustiques) ou la combinaison des deux (émetteurs-récepteurs : imagerie médicale, sonar, amortissement de vibrations, contrôle non destructif des matériaux...).

Donnons quelques précisions sur leur utilisation en tant que générateurs acoustiques. La fréquence du signal émis est inversement proportionnelle à la dimension de la céramique, d'où la diversité des applications sonores (buzzer, sonnerie, vibreur...) et ultrasonores. Les transducteurs piézoélectriques sont très utilisés en chirurgie (désobstruction d'artères, reprise de prothèses de hanches, liposuccion...) et dans l'industrie (nébulisation, dégazage de solutions, homogénéisation, usinage, polissage ou nettoyage de pièces). Voici en quelques mots le principe du nettoyage à ultrasons. Sous l'effet des ultrasons, dans un liquide, il se forme des micro-bulles (effet de cavitation). Ces micro-bulles, mises en pulsion par les ondes ultrasonores vont grandir jusqu'à leur taille maximum et imploser. Elles restituent alors, lors de cet effondrement, leur énergie sous forme d'onde de choc (et d'un dégagement de chaleur). C'est cet effet d'onde de choc qui va être utilisé dans les bains de nettoyage ou les désintégrateurs. Il a été estimé, par calcul, que lors de l'implosion d'une de ces micro-bulles, la pression

interne avoisine les 70 MPa, pour une température supérieure à 1000°C ! L'efficacité est directement liée à la puissance et à la fréquence. Plus la fréquence est basse, plus l'énergie est importante : environ de 25 KHz (nettoyage puissant de surfaces dures) à 130 KHz (nettoyage de pièces très fragiles, en joaillerie, électronique).

### 2.2. Filtres

Le filtre à ondes de surface (SAW Surface Acoustic Wave) est une autre utilisation des matériaux piézoélectriques en mode résonant. Elle mérite d'être signalée car elle répond à la demande en filtres radiofréquences (fréquences supérieures à 1 GHz), à la fois de très petites dimensions et de très haute qualité. Cette demande a commencé il y a vingt ans avec les applications militaires (radars), puis a concerné les récepteurs TV, et surtout la téléphonie mobile.

Un filtre SAW transforme, via un transducteur piézoélectrique, les ondes électromagnétiques entrantes en ondes acoustiques. Celles-ci se propagent à faible vitesse ( $v \ll c$ : vitesse de la lumière) en surface du milieu piézoélectrique d'une longueur  $L$  fixe constituant le filtre. En sortie, la transformation inverse est effectuée : acoustique vers électromagnétique (Fig. 2). Les ondes acoustiques évoluent en surface du substrat, suivant le mode de propagation d'une déformation dans un solide (mode de Rayleigh), avec un temps de propagation égal au rapport de  $L$  sur  $v$ . Les faibles valeurs en vitesse et en longueur d'onde de la propagation acoustique induisent des dimensions microniques pour les électrodes et une longueur de substrat réduite.

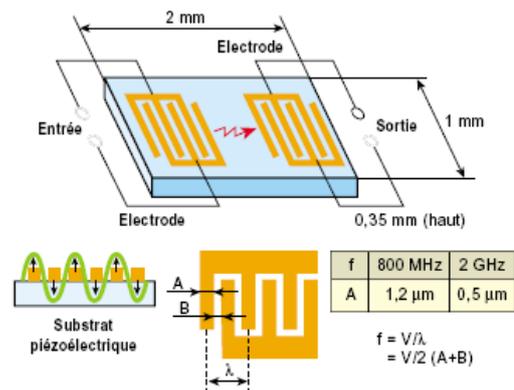


Figure 2 : Principe du filtre à ondes de surface [TRE05].

Les caractéristiques des SAWs dépendent principalement de la géométrie des transducteurs interdigités (IDT), du matériau piézoélectrique et de la nature du substrat. En effet, la fréquence de fonctionnement du dispositif est le rapport de la vitesse de propagation des ondes dans le matériau  $v$  par la longueur d'onde  $\lambda$  déterminée par l'espacement entre deux doigts adjacents de l'IDT. Un choix judicieux de la géométrie de l'IDT et des propriétés des matériaux composant le SAW permettent d'obtenir les

caractéristiques du dispositif souhaité (fréquence centrale, bande passante, réjection, temps de retard ...). La gamme de fréquences des filtres à ondes de surface s'étend de 70 MHz à 2,4 GHz. Au-dessus des 2,4 GHz, l'intervalle entre les doigts des électrodes devient trop petit pour la photolithographie ; au-dessous des 70 MHz, la longueur du substrat est de plus en plus grande, annulant l'effet « filtre miniature » : il est alors préférable d'opter pour d'autres solutions concurrentes [AUB98].

Une solution est apportée par le diamant, qui présente une vitesse du son 4 à 5 fois supérieure à la vitesse du son dans les autres matériaux utilisés pour les SAWs. Ainsi, les progrès réalisés sur les diamants CVD (techniques de croissance dite Chemical Vapor Deposition) ont permis de réduire le coût de fabrication des SAWs pour les fréquences élevées (2 à 3GHz) [SCH02].

Une autre alternative est constituée par les filtres à ondes de volume (BAW Bulk Acoustic Wave). La montée en fréquence de ces dispositifs a été rendue possible par les progrès réalisés ces dernières années dans le dépôt des couches minces (de l'ordre du micron) de matériaux piézoélectriques. Cela permet d'envisager des applications jusqu'à des fréquences de l'ordre de 10 GHz [REI05].

### 2.3. Moteurs ultrasonores

En 1973, les chercheurs d'IBM ont mis en évidence l'utilisation de l'effet piézoélectrique pour la motorisation. En effet, les vibrations produites par une céramique piézoélectrique peuvent être utilisées pour déplacer une pièce mobile. Du fait des difficultés de fabrication et d'assemblage, ce n'est qu'en 1981 qu'une société japonaise réalise le premier moteur ultrasonique (moteur Shinsei). Aujourd'hui, de nombreux brevets sont déposés, comme nous allons le voir un peu plus loin. En France, le partenariat entretenu avec des industriels, le Ministère de la Recherche et des laboratoires universitaires (LEEI Toulouse, LGEF Lyon, LPMO Besançon, LTDS Lyon) a conduit à de nombreuses innovations et à des performances remarquables [FRA01].

Les piezomoteurs à onde progressive sont composés de 3 parties (Fig. 3) :

- une couronne de matériau piézoélectrique de polarité alternée,
- une couronne encochée d'amplification mécanique, servant d'adaptateur, fixée à la couronne précédente,
- un rotor annulaire maintenu en pression sur le stator.

Les céramiques sont excitées à l'aide d'un champ variable à haute fréquence. Les déformations se transmettent alors à l'adaptateur qui se met à vibrer. A l'aide d'une excitation judicieuse des céramiques (combinaison de 2 vibrations sinusoïdales déphasées de 90° dans le temps et d'un quart de longueur d'onde

dans l'espace), une onde sinusoïdale progressive s'établit au sein de ce stator, comme une vague qui se propage (Fig. 4). Le rotor, posé sur le stator vibrant, est entraîné par les crêtes des "vagues" et se met à tourner (Fig. 4). Les "dents" présentes sur le stator permettent d'amplifier le mouvement d'entraînement et d'éliminer les particules d'usure issues du frottement entre stator et rotor. En conclusion, un mouvement de rotation continu est généré à partir d'une vibration piézoélectrique à haute fréquence.

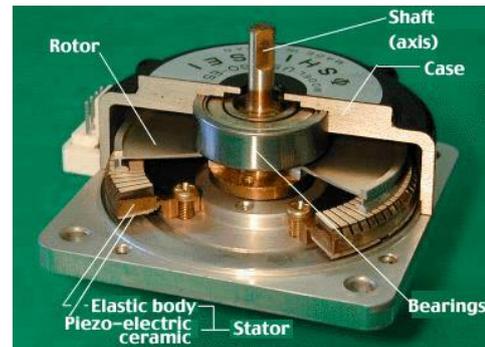


Figure 3 : Vue éclatée des différents composants d'un moteur à onde progressive [SHI06].

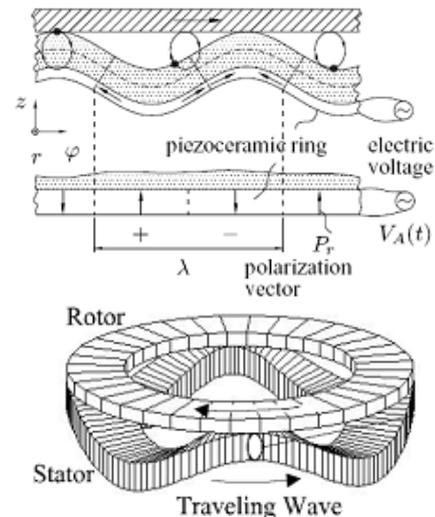


Figure 4 : Schémas de principe du moteur à onde progressive [SAT02, BAR98].

Les avantages d'un tel moteur par rapport à un moteur classique de même taille (DC, quelques watts) sont :

- Couple massique élevé ( $100\text{J/m}^3$  [CRA01]) similaire à celui dans l'entrefer d'un moteur classique, et 100 fois supérieur à celui d'un moteur électrostatique.
- Peu de bruit généré (fréquence inaudible).
- Couple élevé à basse vitesse (85tr/min et 1,6W), évitant l'utilisation d'un réducteur (source de pertes), donc un moteur plus petit, plus léger (260g).
- Couple de maintien important à l'arrêt (0,5Nm), sans consommation d'énergie (grâce à la pression du rotor sur le stator).

- Pas de perturbation électromagnétique.
- Temps de réponse de l'ordre de la milliseconde (au lieu de quelques centaines de ms).
- Conception avec peu de composants, très flexible pouvant s'intégrer au cœur même du mécanisme.

Mais certains inconvénients doivent être mentionnés, car ils ont limité le développement de ces moteurs :

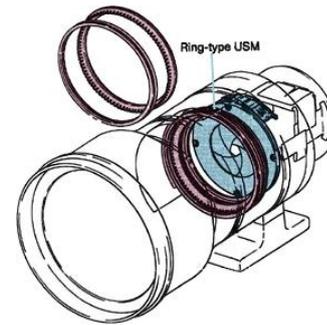
- Tension maximum d'utilisation (tension de claquage des céramiques piézoélectriques).
- Gamme de température imposée par les céramiques piézoélectriques (ex : [-10 ;55°] [SHI06])
- Faible durée de vie (2000h) due à l'usure de la couche de friction et à la fatigue des matériaux piézoélectriques.
- Coût élevé de fabrication (ex : qualité des surfaces de petites dimensions)
- Alimentation électrique complexe (contrôle et concordance des 2 voies) à haute fréquence.
- Rendement énergétique faible (< 20%) dû aux pertes dans la céramique piézoélectrique et lors de l'entraînement par friction.

Certaines publications prétendent présenter des micromoteurs piézoélectriques, alors qu'ils sont de dimensions centimétriques. Seuls quelques articles décrivent des prototypes de diamètre inférieur à 5mm, réalisés en microtechnologie [CRA01], l'un d'eux étant destiné à l'horlogerie. Les couples obtenus sont de l'ordre du  $\mu\text{Nm}$ , ce qui montre les limites de la miniaturisation.

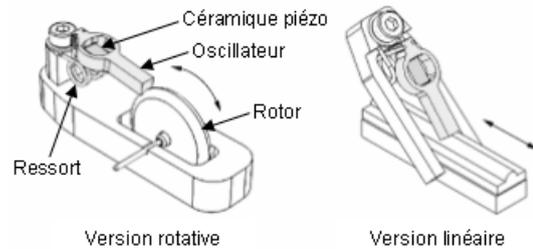
La fabrication des moteurs ultrasonores est désormais maîtrisée par plusieurs sociétés qui le commercialisent.

Voici une liste non exhaustive des applications :

- La microrobotique : pour des applications ne nécessitant pas une grande puissance mais une grande précision et un poids limité, ex : bras manipulateur d'un robot envoyé dans l'espace.
- Les montres : un micromoteur, développé en 1998 par la firme Seiko, permet d'actionner l'affichage de la date (montres Perpetual Calendar<sup>®</sup>). Il ne fait que 4,5 mm de diamètre et 2,5 mm d'épaisseur.
- Les appareils photo (autofocus) : l'intégration au sein même du mécanisme est un avantage indéniable des moteurs à onde progressive. Leur géométrie annulaire permet l'utilisation de l'espace intérieur pour le maintien d'instrument, ici la lentille d'un appareil photo (Fig. 5).



**Figure 5 :** Moteur en anneaux (Ring-type USM) servant à l'autofocus.



**Figure 6 :** Exemple de moteur à oscillateur [ELL06].

Le moteur à onde progressive est actuellement le seul aussi largement commercialisé, mais il existe bien d'autres piézomoteurs originaux [FRA01, BRE98], comme celui de la figure 6 basé sur l'élongation d'un oscillateur entraînant le mouvement d'une partie mobile. Certains pourraient devenir dans les années à venir des concurrents sérieux au moteur à onde progressive [UCH04]. Pour plus d'information sur les piézomoteurs, une théorie générale et une proposition de classification sont développées en détail dans [NOG96].

#### 2.4. Microfluidique

Un exemple de micro-pompe est fourni dans [ROB02]. Constituée de petits cylindres de PZT ou de PZN-PT, la pompe mesure seulement 10mm x 10mm x 2mm (Fig. 7) et génère un débit d'environ  $1\text{ml.s}^{-1}$ , et des pressions différentielles allant jusqu'à 2MPa. La présence de 3 cylindres réduit considérablement les effets d'inclinaison survenant avec un seul cylindre. Des déplacements crête à crête de  $1,42\ \mu\text{m}$  et  $0,69\ \mu\text{m}$  ont été mesurés respectivement avec le PZN-PT et le PZT. La fréquence de fonctionnement est voisine de 15 kHz, mais peut dépasser la centaine de kHz.

Les dimensions de cette pompe peuvent paraître grandes pour un microsystème, mais certains systèmes déjà implantés dans le corps humain (ex : pacemaker) sont de taille similaire. Or en **médecine**, une telle micropompe peut être utile pour doser précisément un médicament, et l'injecter à heures régulières (ex : diabète). De plus, injecter le produit actif directement dans la zone à traiter permet d'utiliser moins de substances. Ces arguments jouent en faveur des MEMS en général (piézoélectriques ou autres).

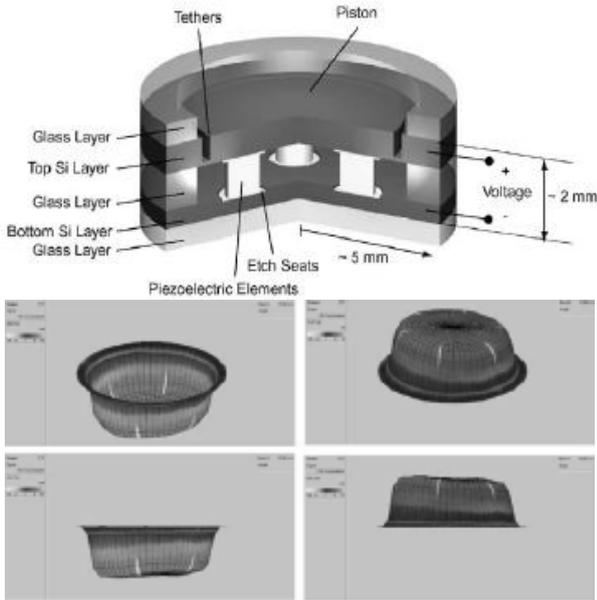


Figure 7 : Schéma de la pompe et déplacement du piston mesuré par électromagnétiques laser [ROB02].

Dans l'ingénierie automobile, un nombre croissant d'actionneurs et de capteurs sont utilisés, et parmi eux les matériaux piézoélectriques sont de plus en plus attractifs, de par leur compacité. Une application intéressante est l'injecteur piézoélectrique. Ce dernier utilise un actionneur monté directement dans l'injecteur, ce qui permet une pulvérisation plus rapide et plus précise du carburant dans la chambre de combustion du moteur, et à plus haute pression (1800 bars, pour le Diesel). Cela se traduit par une réduction des émissions de gaz d'échappement d'environ 20% et de la consommation de carburant d'environ 15%.

Parallèlement, la puissance du moteur est améliorée et le niveau sonore est réduit de manière perceptible. Un exemple d'actionneur utilisés (Société EPCOS OHG) est une céramique multicouche (jusqu'à 1800 selon le modèle) de longueur totale 45 mm, se déformant de seulement 65 µm afin de soulever l'aiguille d'injection.

La plupart des imprimantes à jet d'encre utilisent un procédé thermique (imprimantes Canon, Hewlett-Packard...) qui consiste à appliquer de la chaleur pour projeter l'encre sur le papier : sous l'effet de la chaleur, une bulle se forme et grossit, créant une pression qui fait gicler l'encre sur le papier ; lorsque l'élément se refroidit, la bulle se contracte, créant ainsi une dépression qui aspire de l'encre du réservoir pour remplacer celle qui a été éjectée.

L'injection piézoélectrique (imprimantes Epson) repose sur l'utilisation d'un actionneur piézoélectrique situé à l'arrière du réservoir d'encre : sous l'effet d'une tension, il se dilate et fait gicler l'encre hors de la buse. Ce procédé présente plusieurs avantages : une plus grande précision quant à la forme et à la taille des gouttelettes éjectées, procurant ainsi une densité de buses supérieure ; de plus, l'encre n'a pas besoin d'être chauffée et refroidie entre chaque cycle, d'où une économie de temps et une plus grande liberté pour mettre au point des encres plus performantes en fonction de leurs propriétés d'absorption plutôt que de leur résistance à des températures élevées.

Une méthode similaire est utilisée pour synthétiser les puces à ADN, dont le rôle est expliqué figure 8.

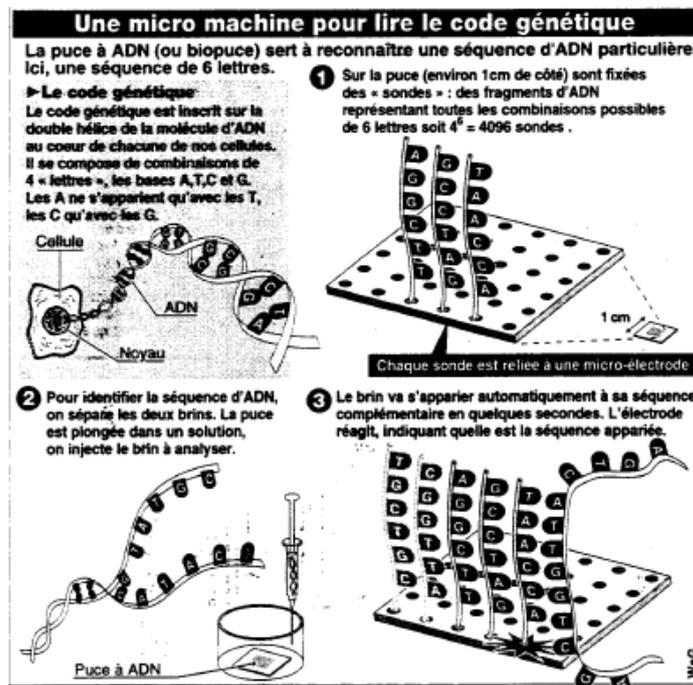


Figure 8 : Principe de fonctionnement des puces à ADN (Source : Le Figaro, 13 nov. 1997).

Le support de la biopuce est traité pour former un réseau dense et régulier de microsursaces et sur chacune de celles-ci est greffée une sonde d'ADN synthétique. Cette greffe peut s'effectuer par la méthode de synthèse in situ : des couches successives des quatre bases de l'ADN sont déposées sur un support en verre. C'est un masque, dont la configuration varie à chaque dépôt d'une couche, qui permet aux bases de s'empiler correctement (les sondes comportent au maximum 30 bases). Un procédé (mis au point par la société Protogene) permet de déposer, grâce à des injecteurs piézoélectriques, les quatre bases désirées sur la grille de téflon de la biopuce. C'est l'équivalent d'une imprimante à jet d'encre à quatre couleurs (chaque couleur étant en l'occurrence une base : A, G, T, C). Ce procédé est extrêmement flexible : il permet de fabriquer indifféremment telle ou telle sorte de biopuce, de même qu'une imprimante imprime indifféremment telle ou telle page, quels que soient les mots du texte. Cette méthode est mise en œuvre par les chercheurs grenoblois du LETI-CEA, dans le cadre du programme AMIGO [SER99].

Les puces à ADN sont un type de biopuces, terme qui inclut également les [BIO01] :

- **LaboPuces** (Lab-On-Chips) : laboratoires miniaturisés conçus pour réaliser les étapes successives de transformation et d'analyse d'un échantillon biochimique, ils répondent à un besoin d'analyse automatique, haut débit et à bas coût. L'intégration des micropompes et microvalves (piézoélectriques ou autres) aux LaboPuces est complexe et suscite de nombreux travaux.
- **Cell-On-Chips** : microsystèmes qui hébergent le vivant, ils permettent d'analyser et de manipuler la cellule vivante à grande échelle et de façon individualisée.

## 2.5. Positionneurs

L'allongement des éléments piézoélectriques est souvent insuffisant pour la plupart des applications de positionnement. Diverses solutions ont été mises en œuvre pour pallier à ce problème : structure mécaniques amplificatrices de déplacement (au détriment de l'effort développé), empilement de couches, effet bilame, inchworm... [BRE98]. Malgré cela, les tables de positionnement comportent généralement deux actionneurs redondants par degré de liberté : un actionneur grossier pour les longs déplacements, mais ayant une précision moyenne et un actionneur fin pour ajuster la position finale et corriger les erreurs du premier actionneur.

Cette redondance n'est pas nécessaire lorsque la précision prime sur la course. Certains actionneurs piézoélectriques actuellement commercialisés atteignent des précisions de l'ordre du nm. Il est important de noter que cette précision est obtenue en boucle fermée. En effet, leur hystérésis, la dérive ainsi que la grande sensibilité à la température du coefficient

piézoélectrique limitent la précision en boucle ouverte. La précision absolue dépendra donc du capteur de position. Les domaines ciblés par les positionneurs piézoélectriques sont nombreux : alignement de fibres optiques ou de machines outils, microscope à force atomique (AFM), inclinaison de micro-miroirs en astronomie, contrôle de forme en aéronautique... Soulignons un atout important des actionneurs piézoélectriques par rapport à leurs homologues électromagnétiques. Leurs pertes sont faibles en statique : en position fixe, ils sont capables d'exercer des forces tout en consommant peu de courant. Il y a certes des pertes diélectriques, mais elles sont très faibles ( $\tan \delta < 0.2$ ). Parallèlement, dans la même situation, les actionneurs électromagnétiques dissipent de la puissance (pertes Joule) sans pour autant en fournir.

Enfin, une cible nouvelle pour les actionneurs piézoélectriques est le domaine des interfaces haptiques. Aujourd'hui, dans le domaine de la réalité virtuelle, l'appellation haptique distingue classiquement deux catégories de retour d'information sensorielle : le retour « tactile » qui stimule des excitations de la peau et englobe des modalités très variées comme la température, la texture ou le contact et le retour « d'effort » qui désigne l'exercice de forces sur les membres du corps et qui contraint les mouvements. Ces interfaces commencent à pénétrer le marché du grand public (manettes à retour d'effort des jeux vidéos ou souris vibrantes), mais n'atteignent pas encore les performances requises dans les domaines suivants [CAS05] :

- Médecine : aide pour les handicapés (ex : interfaces braille, substitution sensorielle), diagnostics à distance pour la télémédecine, simulateurs chirurgicaux, manipulation de micro et macro robots pour la chirurgie minimale invasive. Des systèmes robotiques de chirurgie mini-invasive sont aujourd'hui commercialisés (les robots Zeus™ de Computer Motion et DaVinci™ d'Intuitive Surgical). Ce sont des systèmes téléopérés, dédiés à des opérations particulières, mais limités à plusieurs niveaux : leur encombrement perturbe de manière importante l'équipe chirurgicale et complique la procédure opératoire ; la mobilité du système esclave réduit les possibilités d'accès aux zones opératoires ; le retour et le contrôle des efforts d'interaction instrument/tissus est absent.
- Enseignement : permettre aux étudiants de sentir un phénomène aux échelles nanoscopiques, macroscopiques ou astronomiques...
- Industrie : téléopération (contrôle d'une machine située sur un site distant ou dans un environnement hostile) ou prototypage virtuel [LEC03].

L'exploitation des matériaux piézoélectriques dans les dispositifs à retour d'effort constitue l'une des activités de recherche du L2EP à Lille. Les systèmes à retour d'effort déjà existants utilisent, pour la plupart, des actionneurs rotatifs électromagnétiques à un seul degré de liberté. Ceci impose de multiplier le nombre d'actionneurs en fonction du nombre de débattements souhaités, entraînant un système de transmission complexe et des non-linéarités importantes. L'élaboration d'actionneurs multi degrés de liberté à base de matériaux piézoélectriques permettrait d'éviter cet inconvénient. L'étude en cours au L2EP porte sur le développement, l'alimentation et la commande d'un actionneur piézoélectrique capable de transmettre des efforts et des mouvements selon deux degrés de liberté, et fonctionnant en mode résonant et en onde stationnaire. Un tel dispositif permettra de retranscrire les sensations physiques associées au profil d'une surface virtuelle (relief, frontière stricte de domaine ou guidage par rail). Parallèlement à l'utilisation d'actionneurs à base d'éléments piézoélectriques, celle du matériau piézoélectrique en lui-même peut également être envisagée pour la reproduction de sensations tactiles et de vibrations. Il s'agit alors de contrôler les aspects tribologiques à l'interface de contact homme-dispositif en jouant sur les caractéristiques d'alimentation des matériaux (fréquence et tension). L'objectif est alors le retour tactile, différent du retour d'effort décrit précédemment, et caractérisé par des déplacements plus importants [ALC02].

### 2.6. Capteurs

Un débouché immédiat pour les matériaux piézoélectriques est la mesure de déplacement, de force ou de pression, mais aussi d'autres grandeurs, comme nous allons l'illustrer ci-après.

- **Accéléromètre**

Les accéléromètres piézoélectriques ont connu une commercialisation de masse grâce à l'automobile, dans les systèmes de déclenchement des airbags.

Un accéléromètre est constitué d'une masse en mouvement, reliée au substrat par des micro poutres, et d'un capteur de position ou de contrainte. Sous l'effet d'une accélération, la masse se déplace relativement au substrat, entraînant une déformation des poutres. Cette déformation induit des contraintes qui sont maximales au niveau des points d'ancrages (Fig. 9). Des capteurs de contrainte placés en ces points fournissent une mesure directe de l'accélération subie. Ces capteurs peuvent être piézorésistifs, piézoélectriques ou photoélastiques. Un déplacement selon l'axe z est détecté par mesure absolue, un déplacement selon l'axe x est détecté par mesure différentielle (Fig. 9).

Les capteurs piézoélectriques convertissant directement la contrainte en tension, l'électronique nécessaire en aval est ainsi très simplifiée. De plus, la puissance consommée est nulle. La sensibilité est élevée et la bande passante, large. Mais ils restent fortement dépendants de ce qui peut créer des contraintes parasites : variation en température, contraintes résiduelles dues au process.... De plus la réponse à basse fréquence est limitée. Le tableau 2 présente les performances d'un accéléromètre de ce type [EIC99].

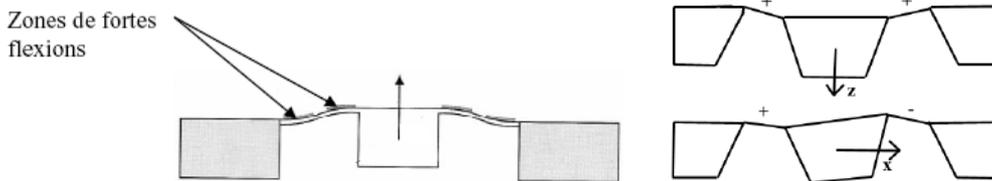


Figure 9 : Schéma de principe d'un accéléromètre biaxe.

Parameter	Notation	Value	Unit	Remark
Resonance frequency	$f_0$	4,5	kHz	
Bandwidth	$\Delta f$	0,1-1000	Hz	Linearity 10%
Sensitivity in z	$S_Q$	0,22	pC/g	
Dynamic	$\Delta \gamma$	100	dB	$10^{-4}$ @ 10g (linearity 2%)
Detection limit		$1,4 \cdot 10^{-4}$	$g \cdot Hz^{-1/2}$	
Voltage noise	$B_c$	$3 \cdot 10^{-5}$	$V \cdot Hz^{-1/2}$	
Charge noise	$B_e$	$3 \cdot 10^{-17}$	$C \cdot Hz^{-1/2}$	

Tableau 2 : Performances d'un accéléromètre piézoélectrique biaxe [EIC99].

- **Capteurs résonants**

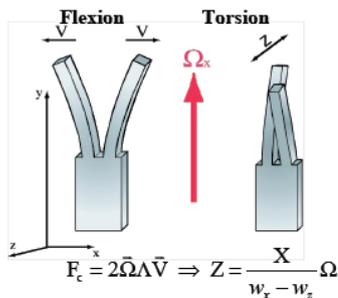
Il existe un autre type de capteur qui permet de mesurer des grandeurs très diverses : l'accélération (encore !), la rotation (gyromètre), la pression, la viscosité d'un liquide, une masse pouvant être une substance chimique ou une cellule vivante... Ce sont les capteurs

résonants, dont une revue est fournie par [BEN95]. Ces capteurs sont en fait constitués d'un actionneur piézoélectrique excité à sa fréquence de résonance. Or celle-ci change avec la charge mécanique appliquée. La mesure de cette fréquence peut être effectuée par vibrométrie laser, mais pour que le capteur soit

autonome, il faut que le système de mesure soit intégré. Une solution, proposée dans le cas d'un capteur de pression (constitué d'une couche mince de PZT déposée sur une membrane [DEF99]), est d'ajouter une électrode de détection là où les déformations du PZT sont maximales.

La problématique est donc différente des capteurs piézoélectriques non résonants, pour lesquels les meilleurs coefficients piézoélectriques sont recherchés afin d'augmenter le signal de sortie du capteur. Au contraire, les capteurs résonants, basés sur une mesure de fréquence, ont des performances directement liées à la stabilité de la vibration de leur élément sensible, et donc à la qualité mécanique du matériau (facteur de qualité).

Un exemple original de capteur résonant est le **gyromètre vibrant à effet Coriolis** : il s'agit d'un diapason dont on entretient à la résonance le mode de flexion à l'aide de l'effet piézoélectrique indirect. Lorsque l'ensemble du capteur est soumis à une rotation (autour du vecteur  $\Omega_x$ ), l'effet Coriolis crée un mouvement orthogonal d'amplitude proportionnelle (mode de torsion) que l'on détecte par l'effet piézoélectrique direct (Fig. 10). Il en découle un intérêt certain pour les matériaux émergents à très forts coefficients piézoélectriques que sont les monocristaux PMN-PT et le PZN-PT. Cependant, des efforts sont nécessaires car leur fabrication est actuellement très onéreuse et n'est possible qu'en wafers de dimensions réduites. De plus, ils sont très sensibles à la température [PAR05].



**Figure 10** : Principe de fonctionnement du gyromètre piézoélectrique [PAR05].

Les fréquences des 2 modes (flexion et torsion) sont voisines mais distinctes. En l'absence de rotation, le mode de torsion est très faible mais non nul à cause du bruit thermique. Ce bruit détermine la sensibilité, généralement de l'ordre de  $10^{-2} \text{ } ^\circ/\text{h.Hz}^{1/2}$ , ce qui rend ces gyromètres compétitifs avec les gyromètres laser.

### 2.7. Amortissement de vibrations

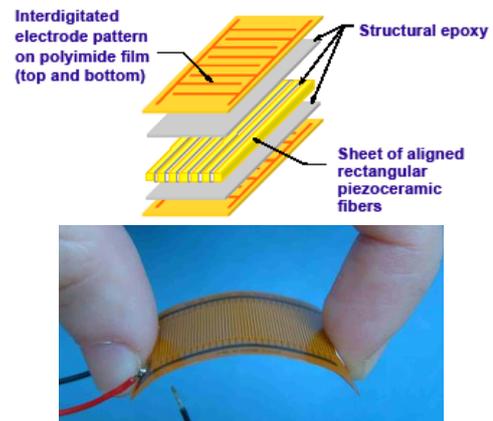
Le contrôle des vibrations est une préoccupation non seulement en aéronautique (durée de vie des circuits imprimés embarqués) mais aussi dans l'industrie (durée de vie des machines-outils, sécurité de l'usinage, qualité de la pièce usinée, atténuation du

bruit) et... sur le matériel sportif (raquette de tennis et ski "intelligents") !

Il existe 2 principales techniques : passive (au moyen d'élastomères judicieusement placés) et active ("système intelligent" constitué d'un capteur et d'un actionneur électromécaniques, ce dernier étant piloté en temps réel par un contrôleur). La technique passive est très vite limitée, dès lors que l'étendue spectrale des vibrations est importante ou modifiée au cours du temps.

La technique active a fait l'objet et suscite encore de nombreux travaux. Notamment au LGEF (laboratoire de l'INSA de Lyon), une technique non linéaire efficace a été mise au point : une inductance est connectée à des instants déterminés (via un interrupteur commandé) aux bornes de l'actionneur piézoélectrique [LEF04]. Il en résulte une amélioration du transfert de l'énergie du domaine mécanique à l'électrique, donc une atténuation accrue des vibrations.

L'efficacité des actionneurs est directement liée à leurs constantes piézoélectriques et élastiques, et à leur emplacement sur la structure. Des monocristaux de PMN-PT et PZN-PT sont à l'étude pour ce type d'application [TLI06]. D'autres matériaux récents peuvent être de bons candidats : les composites à fibres piézoélectriques (Fig. 11). Constitués de fibres de céramique PZT retenues dans une matrice en époxy, ils présentent des propriétés intéressantes, tant du point de vue mécanique (flexibilité, solidité) que piézoélectrique (couplage électromécanique égal à celui des céramiques PZT massives).



**Figure 11** : Schéma [WIL02] et photo d'un composite à fibres de dimensions  $28*14*0,3\text{mm}^3$ .

### 2.8. Génération électrique

La récupération d'énergie mécanique est en plein développement au niveau recherche car elle permettrait d'alimenter un dispositif électronique à partir de l'énergie disponible dans l'environnement humain. Parmi les projets consacrés aux matériaux piézoélectriques, ils sont rares à concerner le générateur complet, à savoir non seulement la partie active (le matériau piézoélectrique), mais aussi le

dispositif mécanique qui l'entoure, et l'électronique de récupération transformant l'énergie électrique convertie en énergie utilisable ou stockable [POU04]. Il faut également distinguer les macro-générateurs des micro-générateurs (MEMS), car la gamme de puissance générée n'est pas la même... En voici deux illustrations.

En 1999, une équipe du MIT a réalisé et testé une « chaussure piézoélectrique » [SHE99] : un dispositif formé de 2 rubans précontraints et incurvés de céramique PZT, appelé dimorphe, placé dans le talon. Une feuille de PVDF a aussi été testée (dans la semelle de la chaussure) et s'est avérée moins performante que le dimorphe. Celui-ci a donc été choisi pour réaliser un démonstrateur : une alimentation pour émetteur RFID. Entre le dimorphe et l'émetteur, un convertisseur statique de type forward réalise une conversion de puissance et d'impédance. La tension générée par le dimorphe charge, via le convertisseur forward, une capacité de stockage (Fig. 12). La commande des interrupteurs est réalisée de telle sorte que les charges apparues à chaque cycle de pas sont recueillies à chaque maximum (ou minimum) de déformation du dimorphe, ce qui garantit un fonctionnement optimal. Le rendement global atteint alors 17,6% et la puissance fournie s'élève à 1,3 mW pour une fréquence de marche de 0,8 Hz.

Par ailleurs, un contrat européen (Vibes) impliquant des partenaires français du CNRS est en cours pour récupérer, de manière électrostatique, piézoélectrique ou magnétique, l'énergie vibratoire disponible dans l'environnement. Dans cet objectif, des poutres

piézoélectriques ont été conçues, réalisées et testées (Fig. 13 et 14) [MAR05]. La caractérisation de ce type de micro-générateur montre que les puissances sont très faibles de l'ordre de quelques dizaines de nW, même à fréquence relativement élevée (puissance récoltée de 38 nW pour une accélération de 0,5 g et une fréquence de 204 Hz). On peut espérer, dans certaines conditions très favorables d'excitation, atteindre quelques dizaines de  $\mu\text{W}$  nécessaires pour alimenter le nœud d'un réseau de capteurs, mais pas davantage vu les masses très faibles mises en mouvement.

Cette solution n'aura un avenir que si l'électronique de récupération consomme moins que l'énergie récupérée. Ce n'est actuellement pas le cas et la viabilité de cette technologie sera donc liée aux progrès de l'électronique basse consommation. De plus, le niveau des tensions générées (quelques centaines de millivolt) est un handicap.

D'où la notion de couplage électromécanique effectif : dans les conditions réelles de fonctionnement, la performance dépend de la structure, du matériau, de l'excitation mécanique (forme, fréquence) mais aussi de l'électronique associée (donc de la stratégie de conversion). On parle de rendement global du convertisseur (constitué de l'élément piézoélectrique et de l'électronique). Cette donnée, lorsqu'elle est mentionnée, est très variable d'un générateur à l'autre et vaut souvent moins de 10%. Cela montre les efforts à fournir autour des convertisseurs dédiés à la récupération d'énergie.

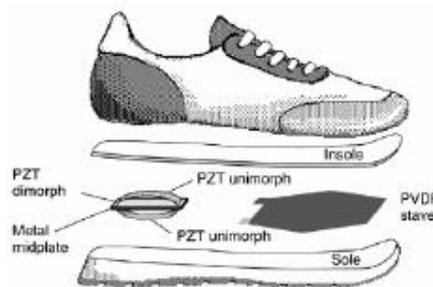


Figure 12 : Schéma de la « chaussure piézoélectrique » et courbes de puissance instantanée [SHE99].

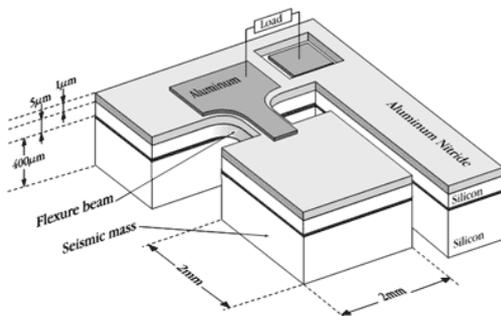
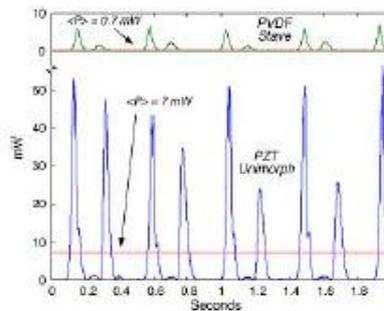


Figure 13 : Schéma de principe d'un micro-générateur réalisé sur substrat de type SOI [MNS05].

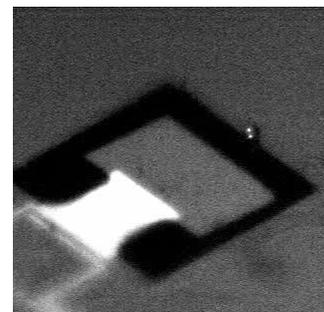


Figure 14 : Photo du dispositif réalisé et testé sur un pot vibrant [MAR05].

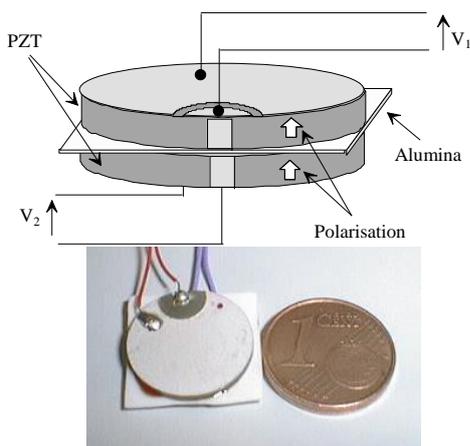
Enfin, des progrès seront nécessaires sur l'intégration des matériaux, et du PZT en particulier. Le principal critère de choix du matériau, pour la récupération d'énergie mécanique, est le coefficient de couplage électromécanique (rapport de l'énergie convertie sur l'énergie apportée).

### 2.9. Transformateurs

La tendance actuelle en électronique de puissance est d'intégrer les composants sur un support unique pour réduire le volume des équipements. La contrainte d'isolement galvanique pour les commandes de bras d'onduleur devient alors très forte. L'intégration sur PCB (Printed Circuit Board) des transformateurs électromagnétiques (bobines plates à air) n'apporte pas encore de solution satisfaisante, car leur fabrication est complexe et le rayonnement qu'ils génèrent pose des problèmes de CEM (Compatibilité ElectroMagnétique).

Une solution consiste à utiliser un transformateur piézoélectrique : il est facilement intégrable (structure en bloc compact) et industrialisable (il ne nécessite pas de composant bobiné à façon non standard). En utilisant des matériaux diélectriques de permittivité élevée, il est possible d'avoir également une très forte isolation galvanique : l'ordre de grandeur du champ de claquage peut être supérieur à plusieurs kV/mm. Enfin, il n'y a aucun couplage électromagnétique, ce qui est intéressant en terme de CEM : au primaire du transformateur piézoélectrique, l'énergie électrique est convertie en énergie mécanique (vibrations) qui se propage au secondaire, où elle est de nouveau convertie en énergie électrique (Fig. 15).

Un exemple de mise en œuvre est présenté dans [VAS02] en vue de la commande rapprochée d'un bras de pont complet d'une puissance de 3 kW (tension maximale commutée : 300 V et courant maximum commuté : 20A) à 40 kHz (Fig. 15).



**Figure 15** : Schéma et photo du transformateur multicouche [VAS02].

### 3. Quels défis pour demain ?

Les exemples qui viennent d'être présentés laissent déjà entrevoir les axes qui guideront la recherche dans les années à venir. Pour compléter cet aperçu, voici les défis majeurs concernant les matériaux et leur intégration.

#### 3.1. Matériaux

##### 3.1.1. Matériaux sans plomb

A partir du 1er juillet 2006, la directive européenne RoHS (Restriction of Hazardous Substances) interdira le plomb et certaines autres substances (mercure, chrome hexavalent, cadmium...) dans les équipements électroniques. Pour un industriel, ne pas s'y conformer peut induire de fâcheuses conséquences sur ses activités. Une réglementation sans plomb ne se profile aujourd'hui qu'à l'horizon européen, mais aura certainement un impact sur le plan mondial. En outre, les préférences des consommateurs japonais en faveur des produits « verts » ont déjà poussé de nombreuses entreprises à lancer des stratégies d'élimination du plomb, stratégies qui s'inscrivent largement dans les délais imposés par la directive européenne. Les Etats-Unis sont également entraînés dans ce mouvement, prévoyant les avantages commerciaux que leur confèrera une offre de produits sans plomb [OSB05].

Or la plupart des piézocéramiques utilisées actuellement ont une teneur élevée en plomb (parfois plus de 60%). Malheureusement, les matériaux piézoélectriques sans plomb ne parviennent pas à atteindre les performances des premiers, et leur coût de fabrication reste élevé. Certaines compositions du type (K, Na, Li)NbO<sub>3</sub> semblent intéressantes. Dans beaucoup de pays (Etats-Unis, Japon, Europe...), les recherches se poursuivent, tant au niveau universitaire qu'industriel. Ainsi, le centre R&D de Toyota a annoncé en 2004 la synthèse d'une céramique BNKT (Bi<sub>1/2</sub>(Na,K)<sub>1/2</sub>TiO<sub>3</sub> **texturée <100> (orientation cristalline préférentielle, désignée par les indices de Miller)** aux propriétés remarquables pour un matériau sans plomb : coefficient de couplage entre 30 et 40%, constante piézoélectrique d<sub>33</sub> de 416 pC/N, et grande stabilité en température [SAI04].

##### 3.1.2. Monocristaux

Les performances et techniques de fabrication des céramiques PZT sont maîtrisées. Néanmoins, pour les applications les plus sensibles (imagerie médicale, sonar), une recherche active se poursuit désormais autour des monocristaux. Ainsi les monocristaux de la famille des perovskites PZN-PT (PbZn<sub>1/3</sub>Nb<sub>2/3</sub>O<sub>3</sub>-PbTiO<sub>3</sub>) ou PMN-PT (PbZn<sub>1/3</sub>Nb<sub>2/3</sub>O<sub>3</sub>-PbTiO<sub>3</sub>) sont très étudiés ces dernières années car ils présentent des propriétés piézoélectriques très supérieures aux céramiques PZT (PbZr<sub>x</sub>Ti<sub>1-x</sub>O<sub>3</sub>) : le taux de conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique (k<sub>33</sub>) est supérieur à 90% au lieu de 70%. Ces nouveaux

monocristaux ouvrent donc une perspective de saut technologique essentiel [DAM03, KOB05]. Un réseau d'excellence européen, baptisé MIND (Multifonctionnel INtegrated piezoelectric Devices), regroupe divers acteurs du domaine [MIND]. Dans le cadre du sous projet « High frequency ultrasonic transducers for imaging & measurement applications », des travaux sont menés actuellement afin de déterminer et contrôler les propriétés électromécaniques des monocristaux pour pouvoir les intégrer dans des transducteurs fonctionnant à des fréquences allant de 100 kHz à quelques MHz.

### 3.1.3. Composites

Les composites à fibres évoqués précédemment ne sont qu'un type de composites parmi d'autres. Par définition, un composite est un matériau en phase solide constitué d'au moins deux constituants ou phases (ici : céramique et polymère) dont les qualités respectives se complètent pour former un matériau aux performances globales améliorées. Il existe une classification des composites piézoélectriques décrivant la façon dont les 2 phases (céramique et polymère) connectent les 3 directions de l'espace [LEE03]. Ainsi, les composites à fibres piézoélectriques sont de connectivité 1-3, le PVDF de connectivité 0-3...

Apparus au début des années 90, les composites sont encore très étudiés : le lien entre la composition (nature, proportion et géométrie des deux phases) et les propriétés macroscopiques n'est pas clairement établi. Or sans cette connaissance, on ne peut envisager une utilisation rationnelle du matériau.

De plus, leurs performances peuvent encore être améliorées. C'est le cas des composites à fibres : actuellement la tension d'alimentation requise pour une déformation maximale (**déformation relative de 0.18%, généralement exprimée en « parties par million », soit 1800 ppm**) est de 2000 V crête à crête. Une tension aussi élevée s'explique par la chute du champ électrique effectif dans les fibres de céramique. Deux facteurs contribuent à ce phénomène :

- Le contact entre les électrodes et la céramique n'est pas parfait (Fig. 16 en bas) et des traces de polymère peuvent subsister, créant ainsi des capacités parasites (polymère et céramique PZT ont des permittivités relatives différentes, respectivement 4 et 3400). Le champ dans la céramique s'en trouve diminué.
- La répartition du champ dans la fibre n'est pas homogène, avec même des zones inactives sous les électrodes (Fig. 16 en haut). Cette zone n'est pas négligeable car les électrodes sont larges de 175  $\mu\text{m}$  et espacées de 875  $\mu\text{m}$ . La fibre a une section de 250  $\mu\text{m}$  (inter-électrodes) par 175  $\mu\text{m}$  (largeur). L'épaisseur totale du composite est 300  $\mu\text{m}$ .

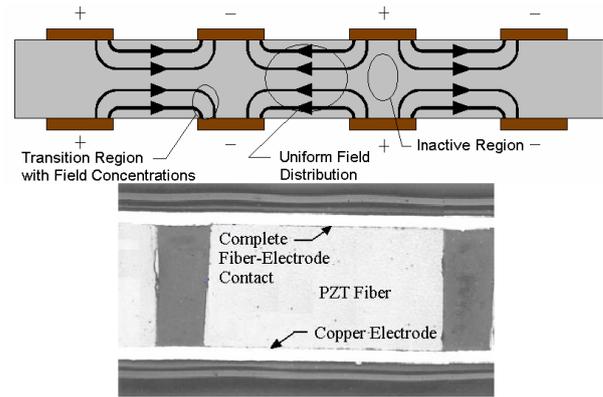


Figure 16 : Composite à fibres piézoélectriques : schéma dans le sens de la fibre (en haut), photo d'une fibre en coupe (en bas) [WIL04].

Enfin, la modélisation n'a pas été évoquée, mais elle représente une part importante du travail des chercheurs, car elle permet de mieux comprendre les phénomènes et de prédire les performances d'un dispositif avant sa réalisation. Tandis que la modélisation des éléments (de géométrie simple) formés d'un seul constituant (monocristal, céramique) est maîtrisée, celle des composites l'est moins. Des modèles éléments finis sont le plus souvent utilisés. Cependant, il ne font pas apparaître les paramètres du dispositif explicitement, et ne permettent donc pas l'optimisation rapide en vue d'un prédimensionnement. Il faut alors s'orienter vers un modèle analytique, qui nécessite un moyennage spatial (appelé homogénéisation) des propriétés [LEN03].

### 3.2. Intégration

L'intégration des matériaux piézoélectriques est un défi essentiel, car conditionne leur place dans le domaine des MEMS actuellement en plein essor. L'intégration sur silicium (substrat de prédilection en microélectronique) des matériaux piézoélectriques se fait sous la forme de couches. Voici les principales méthodes pour les réaliser :

- Par **pulvérisation** ou par méthode **sol-gel**, des couches inférieures à 10  $\mu\text{m}$  sont possibles ; par MOCVD (dépôt chimique en phase vapeur par organo-métalliques) ce sont des couches plus minces (procédé très utilisé pour les mémoires ferroélectriques ou les matériaux à forte permittivité). La synthèse et la gravure des couches de 1 à 3  $\mu\text{m}$  est totalement maîtrisée. On tente actuellement d'adapter ces techniques de fabrication collectives, issues de la microélectronique, pour augmenter l'épaisseur des couches piézoélectriques.

- Par de nouvelles techniques de **sérigraphie** (une pâte réalisée à partir de poudre de PZT et d'un solvant est étalée sur un substrat) des épaisseurs d'environ 10  $\mu\text{m}$  sont atteignables, avec toutefois des propriétés piézoélectriques moindres, et des problèmes de compatibilité au silicium.

- Par une technologie « hybride » : la **découpe** de lames dans le matériau massif, suivie de leur **collage** au support mécanique (poutre ou membrane en silicium). C'est une autre gamme d'épaisseurs qui est alors obtenue : de l'ordre de 100  $\mu\text{m}$ . L'objectif est alors de réduire l'épaisseur (jusqu'à 40  $\mu\text{m}$  actuellement).

Les épaisseurs intermédiaires (autour de 50  $\mu\text{m}$ ) sont donc moins aisées à réaliser.

Mais, finalement, y a-t-il une épaisseur optimale ? Tout dépend de la fonction du MEMS. L'épaisseur est généralement plus élevée pour un actionneur que pour un capteur. Mais vu la diminution des épaisseurs de membrane en silicium, l'épaisseur requise pour le matériau piézoélectrique tend également à diminuer.

Les principaux matériaux piézoélectriques intégrés sont le PZT, l'AlN, le ZnO et le LiNbO<sub>3</sub>. Les couches de PZT, plus difficiles à obtenir, sont choisies lorsqu'un couplage électromécanique fort est voulu, mais l'AlN et le LiNbO<sub>3</sub> sont également appréciés pour les applications haute fréquence. La difficulté du dépôt de PZT vient de plusieurs facteurs [DEF99] : la présence de plusieurs métaux (Pb, Zr, Ti) ; la disparité des masses atomiques (ex : Pb et O) ; la nécessité d'un dépôt sous atmosphère non réductrice ; le besoin (pour certaines techniques) d'un recuit de cristallisation ; la polarisation sous champ électrique. De plus, la gravure du PZT n'est pas aisée.

Avant de parvenir à des dépôts satisfaisants de PZT, divers problèmes devront être résolus [MIL03] :

- les problèmes propres à la technologie des dépôts de films minces (inhomogénéités, défauts de surface, température et gaz de recuit...)
- les problèmes propres au matériau une fois déposé (fatigue, dépolarisation dans le temps, courts-circuits, diffusion, nature des électrodes, reproductibilité...)
- les problèmes de contraintes des couches déposées (elles dépendent de la technologie employée, mais peuvent dépasser 300 MPa).

Ces aspects sont très importants pour garantir la tenue électrique et les propriétés physico-chimiques du PZT déposé en couches minces.

Les performances des couches minces sont difficilement comparables à celles des mêmes matériaux massifs. Les méthodes de mesure ne sont maîtrisées que depuis récemment (en particulier, la mesure du coefficient d<sub>33</sub> est difficile) et fournissent une valeur « effective ». En effet, les propriétés de la couche piézoélectrique, liée au substrat, dépendent des contraintes induites, du mode de cristallisation, de la taille des grains...

De manière générale, les performances rejoignent peu à peu celle des matériaux massifs (permittivité diélectrique, coefficients piézoélectriques de 120 à 130 pm/V comparés aux 240 pm/V du PZT massif de type P189 de Quartz & Silice).

#### 4. Conclusion

Même si le chemin parcouru est grand depuis la découverte de la piézoélectricité par les frères Pierre et Jacques Curie en 1880, l'histoire des matériaux piézoélectriques est loin d'être terminée. Ils sont devenus très présents dans notre quotidien (automobile, appareils électroniques...) et représentent un champ d'action immense dans le milieu médical (imagerie, microchirurgie, micropompes), industriel et aéronautique (amortissement de vibrations, contrôle de forme, positionnement...). De manière générale, la demande en capteurs autoalimentés est un appel aux convertisseurs électromécaniques de plus en plus miniaturisés. L'effort à fournir est important pour améliorer les performances des matériaux les plus récents (monocristaux, composites). Enfin, ce serait une erreur d'oublier que l'élément piézoélectrique fait partie d'un dispositif complet, avec une électronique adaptée (à ses caractéristiques électriques particulières) et la plus intégrée possible... pour profiter au mieux de la densité de puissance remarquable de ces matériaux.

#### Remerciements

Je remercie Eric Cattan de l'IEMN (Lille) pour les informations et les conseils avisés qu'il m'a fournis.

#### Références

- [AUB98] Aubry J.-P., *Composants piézo-électriques*, Techniques de l'Ingénieur, Traité d'Electronique, E2205, 1998.
- [ALC02] Equipe Alcove, *Agir et collaborer sur des objets virtuels complexes*, Rapport d'activité INRIA, 2002. Web : <http://www.inria.fr/rapportsactivite/RA2002/alcove/alcove.pdf>
- [BAR98] Bar-Cohen Y., Bao X., Grandia W., *Rotary ultrasonic motors actuated by traveling flexural waves*, Proc. of SPIE vol. 3668, Smart Structures and Materials 1999: Smart Structures and Integrated Systems, N. M. Wereley Ed., juin 1999, 698-704.
- [BEN95] Benes E., Gröschl M., Burger W., Schmid M., *Sensors based on piezoelectric resonators*, Sensors and Actuators A 48 (1995), 1-21.
- [BIO01] Laboratoire Biopuces, Département de Réponse et Dynamique Cellulaire (DRDC) du CEA, Grenoble. Web : [http://www-dsv.cea.fr/content/cea/d\\_dep/d\\_drdc/d\\_biopuces/presentation.htm](http://www-dsv.cea.fr/content/cea/d_dep/d_drdc/d_biopuces/presentation.htm)
- [BRE98] Bréguet J.-M., *Actionneurs « Stick and slip » pour micro-manipulateurs*, Thèse de doctorat, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, Lausanne, Suisse, 1998.
- [CAS05] Casiez G., *Contribution à l'étude des interfaces haptiques - Le DigiHaptic : un périphérique haptique de bureau à degrés de liberté séparés*, Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, France, 1<sup>er</sup> oct. 2004.
- [COS89] Costello B. J., Martin B. A., White R. M., *Ultrasonic Plates Waves for Biochemical Measurements*, Proc. IEEE Ultrasonic Symp. 2 (1989) 977-981.
- [CRA01] *Piezoelectric Motors for Nanoengineering and Metrology*, Projet GR/K89818/01, 1998-2001, Nanotechnology Centre, School of Industrial & Manufacturing Science, Cranfield Univ., Grande-Bretagne. Web : <http://www.cranfield.ac.uk/sims/materials/nanotech/research/recent/devices/piezomotorfull.pdf>

- [DAM03] Dammak H. et al, *Origin of the Giant Piezoelectric Properties in the [001] Domain Engineered Relaxor Single Crystals*, Jpn. J. Appl. Phys. 42(10) (2003) 6477-6482.
- [DEF99] Defay E., *Elaboration et caractérisation de couches minces piézoélectriques de Pb(Zr,Ti)O<sub>3</sub> sur silicium pour applications aux microsystèmes*, Thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, Lyon, France, 9 nov. 1999.
- [EIC99] Eichner D., Giousouf M., v. Munch W., *Measurements on micromachined silicon accelerometers with piezoelectric sensor action*, Sensor and Actuators A 76 (1999), 247-252.
- [ELL06] Elliptec Resonant Actuator, web: [http://www.elliptec.com/mf\\_page.php?page=en\\_startseite\\_Produkte\\_Elliptecmotor\\_Konstruktion&1147185726](http://www.elliptec.com/mf_page.php?page=en_startseite_Produkte_Elliptecmotor_Konstruktion&1147185726)
- [FRA01] Frayssignes H., *Etude des effets non linéaires et des pertes dans les moteurs ultrasonores*, Thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, Lyon, France, 9 nov. 2001.
- [KOB05] Kobor D., *Synthèse, dopage et caractérisation de monocristaux ferroélectriques type PZN-PT par la méthode du flux*, Thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, Lyon, France, 15 dec. 2005.
- [LEC03] Lécuyer A., Andriot C., Crosnier A., *Interfaces Haptiques et Pseudo-Haptiques*, Proc. 4<sup>èmes</sup> Journées Nat. de Recherche en Robotique (JNRR'03), 8-10 oct. 2003, Clermont-Ferrand, France.
- [LEE03] Lee H.-S., *Etude et réalisation de sources acoustiques de puissance en composite piézoélectrique 1.3 pour applications thérapeutiques*, Thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, Lyon, France, 21 fev. 2003.
- [LEF04] Lefevre E., Guyomar D., Petit L., Richard C., Badel A., *Semi-passive piezoelectric structural damping by synchronized switching on voltage sources*, Proc. Internat. Symp. on Smart Mat. for Eng. and Biomedical Applications, 17-19 mai 2004, Suzhou, China.
- [LEN03] Lenglet E., *Contribution au développement d'une méthode d'homogénéisation des composites à fibres actives – Application à la torsion de pales d'hélicoptère*, Thèse de Doctorat, Univ. des Sc. et Tech. de Lille, Lille, France, 10 juil. 2003.
- [MAR05] Marzencki M., Charlot B., Basrouf S., Colin M., Valbin L., *Design and Fabrication of Piezoelectric Micro Power Generators for Autonomous Microsystems*, Proc. Symp. on Design Testing Integration and Packaging of MEMS/MOEMS, 1-3 juin 2005, Montreux, Suisse.
- [MIL03] Millon C., *Contribution à l'étude de procédés de réalisation de structures métal/PZT/métal sur silicium pour microsystèmes piézoélectriques*, Thèse de doctorat, Institut Nat. des Sciences App. de Lyon, Lyon, France, 16 juil. 2003.
- [MIND]. Multifunctional INtegrated piezoelectric Devices, Europe Framework 6 Network of Excellence, web: <http://www.mind-noe.org/index.php?lng=en>
- [MNS05] Micro and Nano System Group, *Micro power sources for autonomous Wireless microsystems*, 2005, web : <http://tima.imag.fr/mns/research/wam/wam.php>
- [NOG96] Nogarède B., *Moteurs piézoélectriques*, Techniques de l'Ingénieur, Traité de Génie Electrique, D3765, 1996.
- [OSB05] Osborne M., *Se préparer au sans-plomb ou s'attendre au pire*, Electronique Mensuel, 2005, web : <http://www.electronique.biz/editorial/284870/composants-passifs/se-preparer-au-sans-plomb-ou-s-attendre-au-pire/>
- [PAR05] Parent A., Masson S. and Le Traon O., *Interest of using piezoelectric single crystals with high electromechanical coupling factor in Coriolis Vibrating Gyros*, J. Phys. IV France 128 (2005) 201-205.
- [POU04] Poulin G., *Contribution au développement d'un générateur piézoélectrique pour applications nomades*, Thèse de doctorat, 30 juin 2004, Université Paris Sud Orsay, France.
- [REI05] Reinhardt A., *Simulation, conception et réalisation de filtres BAW à couches minces piézoélectriques*, Thèse de doctorat, Institut des Microtechniques de Franche-Comté, Besançon, France, 2005.
- [ROB02] Roberts D. C., Li H., Steyn L., Turner K. T., Mlcak R., Saggere L., Spearing S. M., Schmidt M. A., Hagood N. W., *A high-frequency, high stiffness piezoelectric actuator for microhydraulic applications*, Sensors and Actuators A 97-98 (2002) 620-631.
- [SAI04] Saito Y., Takao H., Tani T., Nonoyama T., Takatori K., Homma T., Nagaya T., Nakamura M., *Lead-free piezoceramics*, Nature 432 (2004) 84-87.
- [SAT02]. Sattel T., *Dynamics of ultrasonics motors*, Thèse de doctorat, Technischen Universität Darmstadt, Darmstadt, Allemagne, 24 juin 2002.
- [SCH02] Schneider H., *Le diamant : matériau pour l'électronique du futur ?*, Proc. 3<sup>ème</sup> Colloque sur le Traitement Analogique de l'Information, du Signal et ses Applications, 12-13 sept. 2002, Paris, France. Web : <http://www.comelec.enst.fr/taisa/>
- [SER99] Sérusclat F., *Génomique et informatique : l'impact sur les thérapies et sur l'industrie pharmaceutique*, Office parlementaire d'évaluation des choix scientifiques et technologiques, Rapport n° 1871 enregistré à la Présidence de l'Assemblée nationale le 15 octobre 1999. Web : <http://www.senat.fr/rap/o99-020/o99-0201.pdf>
- [SHE99] Shenck N. S., *A demonstration of useful electric energy generation from piezoceramics in a shoe*, Thèse de doctorat, mai 1999, Massachusetts Institute of Technology, USA.
- [SHI06] Shinsei Corp. Inc., web: <http://www.tky.3web.ne.jp/~usrmotor/English/html/index.html>
- [TLI06] Tliba S., Pham-Thi M., Hladky-Hennion A.-C. et Bonomi B., *Les actionneurs piézoélectriques pour le contrôle dynamique de vibrations.*, Proc. 8<sup>ème</sup> Congrès Français d'Acoustique (CFA'06), 24-27 avril 2006, Tours, France.
- [TRE05] Trézéguet H., *Les filtres à ondes de surface*, Electronique n°156, Mars 2005. Web : <http://www.electronique.biz/Pdf/ELM200503010156078.pdf>
- [UCH04] Uchino K., *Piezoelectric actuators 2004 – Materials, design, drive/control, Modeling and applications*, Proc. 9<sup>th</sup> Internat. Conf. on New Actuators (Actuator 2004), 14-16 juin 2004, Bremen, Allemagne.
- [VAS02] Vasic D., Costa F., Sarraute E., *Piezoelectric Transformer for Integrated MOSFET & IGBT Gate Driver*, IEEE Trans. on Power Electronics, 21 (2006) 56-65.
- [WIL02] Williams R. B., Inman D. J., *An Overview of Composite Actuators with Piezoceramic Fibers*, Proc. of 20th Int. Modal Analysis Conf., 4-7 fev. 2002, Los Angeles, CA.
- [WIL04] Williams R. B., *Nonlinear Mechanical and Actuation Characterization of Piezoceramic Fiber Composites*, Thèse de doctorat, Virginia Polytechnic Institute, Blacksburg, USA, 22 mars 2004.

Les manuscrits des thèses de l'INSA de Lyon citées ci-dessus sont disponibles en version pdf sur <http://csidoc.insa-lyon.fr/these/>

# Le transformateur piézoélectrique dans les alimentations de lampe fluorescente à cathode froide

Dejan VASIC\*, François COSTA\*\*

\*Université de Cergy-Pontoise

\*\*Ecole Normale Supérieure de Cachan

Laboratoire SATIE

61, avenue du président Wilson 94235 Cachan Cedex

**Résumé :** Dans cet article nous présentons le Transformateur Piézoélectrique (TP) dans sa principale application industrielle qui est l'alimentation des lampes fluorescentes à cathode froide pour le rétro-éclairage des écrans plats LCD. Le TP trouve plus particulièrement sa place dans les ordinateurs portables en raison de sa faible épaisseur, de son gain en tension important et aussi en raison de son rendement (il est amélioré de 10 à 15% comparé à un transformateur électromagnétique) ce qui augmente l'autonomie de la batterie d'environ 10min [3]. Nous nous proposons donc dans ce papier de donner dans un premier temps la caractéristique des lampes à cathode froide ainsi que la structure du TP pour une telle application puis de présenter deux structures de convertisseurs associant le TP.

## 1. Introduction

Les lampes fluorescentes à cathode froides (CCFL) sont couramment utilisées pour le rétro-éclairage des écrans plats à cristaux liquides (LCD) des ordinateurs des appareils portables et des téléviseurs plats. Le principe de fonctionnement des lampes fluorescentes classiques repose sur l'ionisation d'un gaz (souvent du mercure) qui génère une lumière dans la gamme de fréquence des ultra-violets. Cette lumière est transformée et rendue visible à la surface du tube par une poudre fluorescente, couche filtre spécifique à la couleur de la lumière que l'on désire obtenir. Les lampes à cathode froide sont une évolution des lampes fluorescentes classiques. La lumière est générée par un arc électrique particulier dû au gaz (vapeur de mercure) sous haute pression que renferme l'ampoule. Ces lampes ont un bien meilleur rendement car elles ne nécessitent pas d'échauffement du gaz. En contrepartie, elles doivent être associées à un appareillage complexe. En effet, l'amorçage ainsi que l'alimentation de ces lampes nécessitent des tensions alternatives élevées. La tension d'amorçage est classiquement le double de la tension de fonctionnement. Cette tension est inversement proportionnelle à la température. Par exemple les tensions d'alimentation des lampes de 3mm de diamètre pour les trois longueurs suivantes 100 mm, 150 mm et 250 mm sont, respectivement, 300 V, 500 V et 700 V (figure 1). La tension d'alimentation de ces lampes dépend donc fortement de leur longueur et beaucoup moins du courant les traversant. Le courant est

proportionnel à la luminosité de la lampe et c'est l'élément de contrôle du rétro-éclairage. Ces lampes doivent être alimentés par une tension sinusoïdale afin obtenir la meilleure conversion d'énergie électrique en énergie optique.

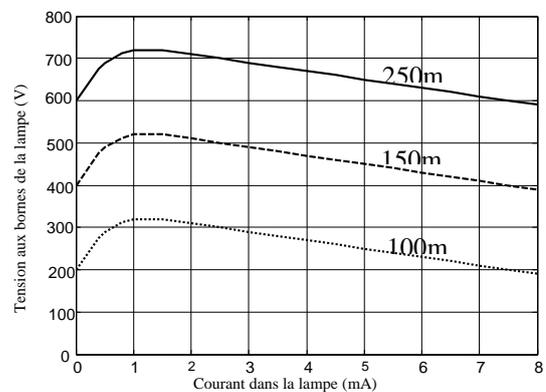


Figure 1 : Caractéristiques tension-courant des lampes à cathode froide

Les écrans d'ordinateur portable de nouvelle génération sont de plus en plus fins. Ils doivent contenir dans un emplacement étroit le rétro-éclairage mais aussi le dispositif d'alimentation (figure 2). Les contraintes géométriques sont donc très importantes. Il en résulte que le convertisseur doit avoir une structure extra-plaie et pouvoir fournir des tensions sinusoïdales très élevées.

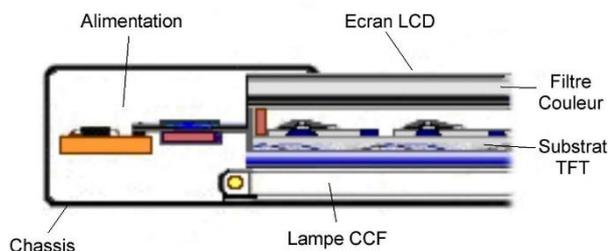


Figure 2 : Vue en coupe d'un écran plat LCD

Pour réaliser des alimentations très compactes pour le rétro-éclairage nous pouvons utiliser deux types de transformateurs : électromagnétique ou piézoélectrique (figure 3). Le choix du transformateur dépend de plusieurs critères qui tiennent compte du prix, de la taille et du rendement. Par exemple le transformateur électromagnétique, à cause de l'isolement renforcé qu'il nécessite à haute tension est plus épais, plus lourd avec un rendement plus faible que le transformateur piézoélectrique pour un point de fonctionnement donné. Mais il a l'avantage d'être moins cher et de fonctionner dans une plus grande gamme de fréquence et de condition de charge. Le transformateur piézoélectrique a quand à lui l'avantage de fournir une tension parfaitement sinusoïdale, il permet d'obtenir de très hautes tensions (son gain peut être de plusieurs centaines), il est non inflammable et n'émet pas de perturbations électromagnétiques [1], [2].



Figure 3 : Transformateur piézoélectrique

Les alimentations piézoélectriques sont surtout utilisées dans les ordinateurs portables en raison de leur faible épaisseur mais aussi en raison de leur rendement. Sachant que la consommation de l'écran représente environ 35% de la consommation totale de l'ordinateur et que le rendement est amélioré de 10 à 15%, l'autonomie de la batterie est en conséquence augmentée d'environ 10min [3].

Le fabricant NEC TOKIN commercialise des alimentations piézoélectriques de plus de 30 W (figure 4). Ces alimentations sont destinées à des écrans plats de

plus de 30 pouces qui nécessitaient jusqu'à présent 10 à 20 modules de rétro-éclairages avec pour chacun une alimentation. Avec ces alimentations de 30 W seuls 4 modules deviennent nécessaires.

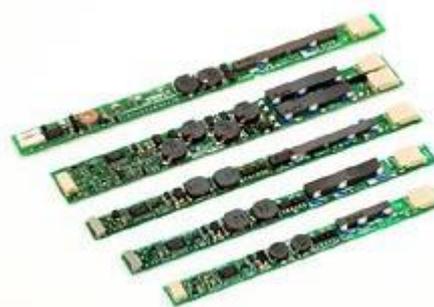


Figure 4 : Alimentations piézoélectriques pour le rétro-éclairage (NEC TOKIN)

## 2. Caractéristiques d'une lampe fluorescente à cathode froide

La lumière d'une lampe fluorescente est produite de la façon suivante : d'abord, l'énergie électrique fournie par l'alimentation excite et donc ionise les atomes de mercure contenus dans la lampe. Puis, ionisés, ces atomes émettent des rayons ultra-violet pour revenir à un état de basse énergie. La quantité d'UV émise est strictement proportionnelle au degré de ionisation des atomes de mercure. Enfin, la conversion des rayons UV en lumière visible est réalisée par une poudre fluorescente déposée à la surface de la lampe. Tout le mécanisme décrit précédemment est assez rapide, seule la génération d'atomes de mercure ionisés par de l'énergie électrique dure plus d'une milliseconde.

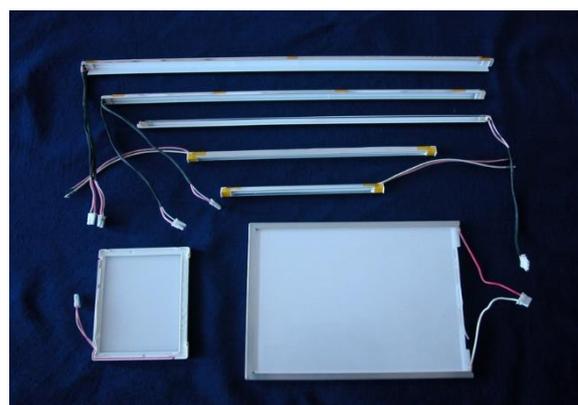


Figure 5 : CCFL pour écran LCD du fabricant OVL

Le modèle d'une lampe fluorescente peut être comparé à celui d'une résistance CTN (Coefficient de Température Négatif). En effet, dans une lampe lorsque la puissance électrique est élevée, son impédance est faible, et cela en raison de la forte ionisation du gaz. En revanche lorsque la puissance de la lampe est faible son impédance est élevée, le gaz étant moins ionisé. La

lampe comme la résistance CTN, si elle est alimentée par une source de courant, tend à stabiliser la chute de tension à ses bornes lorsqu'elle atteint son équilibre thermique. La principale différence entre une lampe fluorescente et une CTN est la constante de temps thermique. Pour la CTN, elle est de l'ordre de la seconde alors que la lampe a une constante de l'ordre de la milliseconde. L'alimentation de la lampe à une période proche de la constante de temps thermique peut entraîner des surtensions. Ces surtensions n'apparaissent pas pour des fréquences élevées car l'ionisation puis la recombinaison du gaz sur une période n'est plus possible.

La luminosité de la lampe est proportionnelle au courant la traversant, ainsi une boucle de courant est classiquement réalisée pour le réglage de la luminosité. La caractéristique de l'impédance (figure 6) étant fortement non linéaire, elle peut entraîner des instabilités. L'utilisation de ballast (insertion d'impédance en série avec la lampe) permet de la stabiliser mais augmente la tension d'alimentation requise et diminue le rendement.

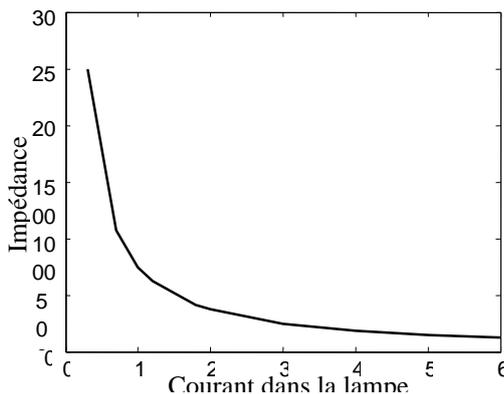


Figure 6 : Impédance d'une lampe à cathode froide en fonction du courant

### 3. Le transformateur piézoélectrique

Contrairement au transformateur magnétique qui transfère de l'énergie par onde électromagnétique, le transformateur piézoélectrique exploite une double conversion électromécanique (effet piézoélectrique inverse) puis mécano-électrique (effet piézoélectrique direct) de l'énergie [4]. Pour cela, un transformateur piézoélectrique est formé d'une céramique piézoélectrique sur laquelle sont déposés deux jeux de deux électrodes primaires et secondaires. Si l'on impose une tension alternative au niveau des électrodes primaires, on génère une vibration alternative de la céramique qui induit à son tour une tension alternative entre les électrodes secondaires. Le rapport de transformation est alors fonction du type de polarisation

de la céramique et des dimensions géométriques caractéristiques des primaires et des secondaires. Dans la mesure où le fonctionnement est basé sur la mise en vibration d'une céramique piézoélectrique le rapport de transformation et les performances du transformateur ne sont vraiment intéressants qu'au voisinage de la résonance mécanique de la structure. Pour les applications transformateurs, on distingue deux modes de vibration de la céramique piézoélectrique. Le premier correspond à des déformations qui se font suivant l'axe de polarisation (effet longitudinal), le second correspond à des déformations qui sont transversales à l'axe de polarisation (effet transversal).

Le transformateur utilisé dans les applications d'alimentation de lampes à cathodes froides est de type « Rosen » [5]. Il permet d'obtenir des gains en tension très importants en utilisant au mieux les effets piézoélectriques inverse et direct. Ainsi, une relativement faible tension primaire et un rapport longueur/épaisseur de quelques unités permet, par effet transversal, de générer une amplitude de vibration importante. Par effet longitudinal, on récupère au secondaire une tension, qui là aussi, sera d'autant plus importante que la longueur sera grande. Le gain en tension global est directement proportionnel au rapport de la longueur sur l'épaisseur  $L/e$ . Pour augmenter encore ce gain, on réalise un primaire feuilleté où l'ensemble des couches sont connectées en parallèle.

Le transformateur Rosen, représenté sur la figure 7, ne dispose pas d'isolation galvanique (composant à trois électrodes). L'isolation galvanique n'est pas indispensable dans cette application. Cependant, pour d'autres applications comme la THT, il est possible en compliquant la structure de contourner ce problème.

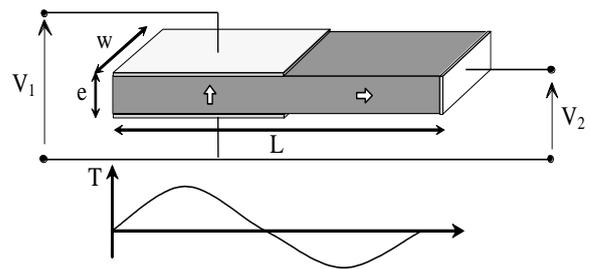


Figure 7 : Transformateur piézoélectrique de type Rosen

La fréquence d'utilisation est inversement proportionnelle à la longueur  $L$  du barreau et dépend du mode de résonance élastique choisi ( $n$ ) ainsi que de la vitesse de l'onde acoustique ( $v$ ).

$$f_n = n \frac{v}{2L} \quad (1)$$

Sur la structure étudiée ici, la fréquence de résonance appropriée correspond à un fonctionnement en pleine

longueur d'onde ( $L = \lambda$ ). C'est-à-dire qu'en régime permanent, une période entière de l'onde mécanique s'établit sur toute la longueur  $L$  du transformateur. Le nœud de résonance se situe alors au niveau du changement de polarisation. Ainsi, la contrainte est maximale dans les deux parties actives. La répartition de la contrainte  $T$  en fonction de la longueur pour ce mode est représentée figure 7. La partie primaire et la partie secondaire sont alternativement en extension et en compression.

Pour effectuer l'analyse théorique du comportement de ce transformateur, on utilise un modèle électrique. Ce modèle repose sur la définition d'un schéma de Mason. On considère un transformateur piézoélectrique comme étant l'association de deux transducteurs piézoélectriques distincts, correspondant au primaire et au secondaire, liés mécaniquement de façon rigide. Le schéma électrique équivalent d'un de ces transducteurs fait apparaître deux branches électriques : la première branche est appelée branche bloquée, elle traduit l'aspect diélectrique du matériau et stocke l'énergie électrique. La seconde est appelée branche motionnelle et stocke l'énergie mécanique. Un transformateur parfait assure le couplage électromécanique. Le modèle est donc basé sur l'analogie existant entre les équations régissant un circuit électrique composé d'éléments passifs, et le comportement dynamique d'une structure mécanique. Après simplification, pour un fonctionnement autour d'un mode de résonance, on obtient le schéma de la figure 8, faisant apparaître une branche mécanique (ou motionnelle) et deux branches électriques (ou statiques).

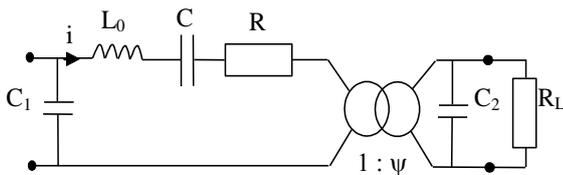


Figure 8 : Schéma électrique équivalent du TP Rosen

Les éléments du schéma électrique équivalent dépendent des propriétés du matériau piézoélectrique et des dimensions du transformateur ( $w$ ,  $e$  et  $L$ ). Les équations suivantes donnent l'influence des dimensions.

$$C_1 \propto \frac{wL}{2e} j^2 \quad (2)$$

$$C_2 \propto \frac{w2e}{L} \quad (3)$$

$$R \propto \frac{e}{w} \cdot \frac{1}{j^2} \quad (4)$$

$$L_0 \propto \frac{e}{w} \cdot \frac{L}{2} \cdot \frac{1}{j^2} \quad (5)$$

$$C \propto \frac{w}{e} \cdot \frac{L}{2} \cdot j^2 \quad (6)$$

$$\psi \propto \frac{L}{2e} \cdot j \quad (7)$$

où  $j$  est le nombre de couches au primaire. La capacité primaire  $C_1$  a une valeur importante car l'élément primaire est feuilleté. En revanche la capacité secondaire  $C_2$  est beaucoup plus faible en raison de la grande distance inter-électrodes.

L'analyse comportementale du transformateur est réalisée à partir du schéma électrique équivalent. La valeur des éléments du transformateur considéré dans cette étude est donnée dans le tableau 1.

$C_1$	$C_2$	$R$	$L_0$	$C$	$\Psi$
0.2 $\mu$ F	30pF	2 $\Omega$	1mH	6nF	30

Tableau 1

La figure 9 représente le gain du transformateur en fonction de la fréquence et paramétré par la résistance de charge. Nous remarquons que le transformateur à vide présente un gain important (grand facteur de qualité  $Q$ ), ce qui lui permet d'amorcer facilement la lampe. Une fois la lampe allumée, le transformateur se voit chargé, son gain diminue et la fréquence de résonance est décalée vers la gauche. Ces caractéristiques électriques particulières lui permettent d'alimenter les lampes CCFL sans l'adjonction d'autres éléments au secondaire, contrairement aux montages avec un transformateur électromagnétique.

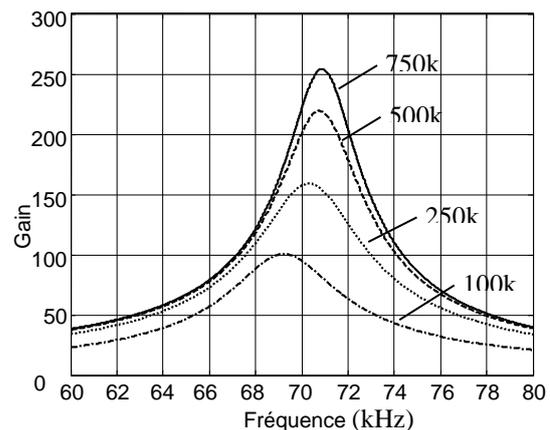


Figure 9 : Gain du transformateur piézoélectrique paramétré par la résistance de charge  $R_L$

Pour le dimensionnement d'un transformateur piézoélectrique dans une application de rétro-éclairage on doit d'abord accorder la puissance du transformateur à celle de la lampe. L'énergie fournie par le transformateur est une fonction de la masse et de la vitesse de l'onde acoustique ( $v$ ) au carré :

$$\text{Energie} \propto \text{masse} \cdot v^2 \quad (8)$$

La puissance délivrée par le transformateur est donc :

$$\text{Puissance} = \frac{d}{dt} \text{Energie} = \text{Energie} \cdot F \quad (9)$$

Ensuite on doit choisir le gain et la fréquence de résonance du transformateur en fonction du niveau de tension requis par la lampe.

#### 4. Les alimentations de lampe CCF

Il a été vu précédemment que le transformateur piézoélectrique se comporte principalement comme un filtre sélectif, il ne peut transmettre de la puissance que s'il fonctionne autour de sa résonance. Cette spécificité trouve des conséquences vis-à-vis des structures de conversion dans lesquelles le transformateur est placé. En effet, ces structures exploitent le caractère capacitif du TP pour assurer une commutation du convertisseur en mode ZVS. De façon générale, le caractère intrinsèquement capacitif du transformateur piézoélectrique conduit à devoir gérer dans la structure des énergies réactives qui contribueront soit à dégrader le facteur de dimensionnement des interrupteurs lorsque des inductances sont associées (existence de régimes oscillants), soit à dégrader le taux de transmission de puissance (rapport entre le temps pendant lequel le transfert de puissance s'opère et la période de découpage). Pour la réalisation des alimentations de lampe à cathode froide on distingue principalement deux structures : en demi-pont à résonance et push-pull en courant. Dans les deux cas, une régulation du courant dans la lampe est nécessaire.

##### 4.1. Structure en demi-pont à résonance

La figure 10 présente le schéma de principe d'une alimentation de lampe à cathode froide avec un convertisseur en demi-pont à résonance.

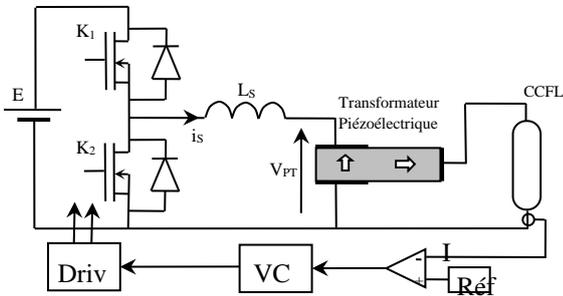


Figure 10 : Alimentation de Lampe à cathode froide : structure en demi-pont

Cette structure de convertisseur utilise le principe consistant à modifier la nature capacitive du transformateur piézoélectrique en lui ajoutant en série une inductance. L'intérêt réside dans le fait que le circuit  $L_s C_1$  constitue un filtre passe-bas qui réduit le contenu harmonique de la tension  $V_{PT}$  aux bornes du transformateur et limite l'excitation des modes supérieurs. D'autre part, il est possible de faire fonctionner la structure en commutation à zéro de tension si le courant  $i_s$  est en retard sur la tension  $v_{k2}$ . Les formes d'onde caractéristiques sont représentées à la figure 11. Le courant  $i$  est le courant dans la branche motionnelle du circuit équivalent du TP (figure 8). Ce courant  $i$  est l'image de la vitesse de vibration du transformateur.

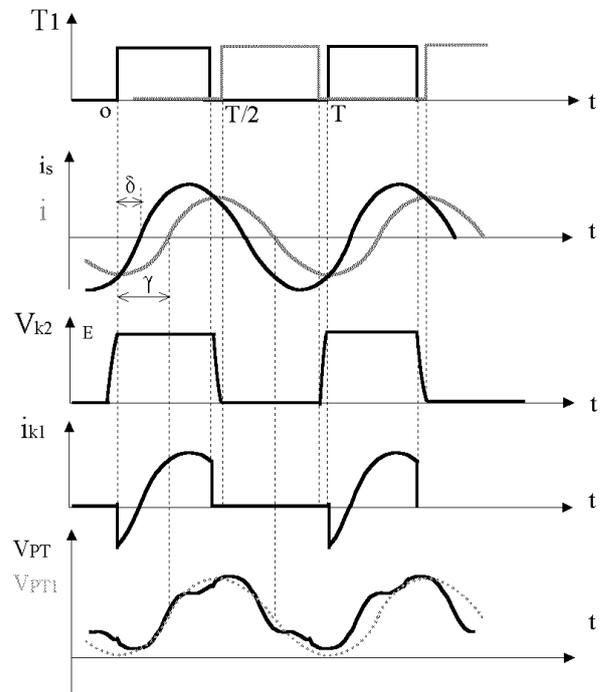


Figure 11 : Formes d'onde caractéristiques : structure en demi-pont

Le diagramme vectoriel de la figure 12, relatif aux grandeurs fondamentales permet de calculer l'amplitude de la tension primaire  $V_{PT1}$ .

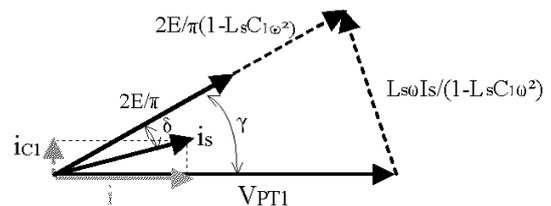


Figure 12 : Formes d'onde caractéristiques : structure en demi-pont

Son expression est donnée par :

$$V_{PT1} = \frac{2E}{\pi(1 - L_s C_1 \omega^2)} \cos(\gamma) + \frac{L_s \omega I_s}{1 - L_s C_1 \omega^2} \sin(\gamma) \quad (10)$$

L'angle  $\gamma$  correspond au déphasage entre l'instant de mise en conduction de l'interrupteur  $K_1$  et le courant  $i$  dans la branche motrice du TP.

Selon la valeur de l'inductance série  $L_s$ , le comportement de la structure peut être variable :

-  $L_s$  est grande (et telle que  $L_s C_1 \omega^2 \ll 1$ ), on constate que la tension primaire du TP est proche de  $2E/\pi$ .

-  $L_s$  est telle que  $L_s C_1 \omega^2$  soit proche de 1, la tension appliquée au TP s'accroît, le courant  $i_{C1}$  aussi. La limite de fonctionnement dans ce mode apparaît lorsque l'angle  $\delta$  s'annule ou devient négatif ( $i_s$  en avance sur  $V_{TP}$ ) ce qui ne permet plus d'assurer le fonctionnement en mode ZVS.

Aussi, son choix doit répondre à plusieurs critères :

- assurer le fonctionnement en mode ZVS,
- assurer un gain de conversion en tension suffisant.

La régulation du courant dans la lampe est réalisée par l'ajustement de la fréquence d'alimentation du TP et non par la variation du rapport cyclique. En effet, il a été montré précédemment que le gain du TP dépendait de la fréquence. Le circuit intégré UCC3976 du fabricant Texas Instrument est dédié à ce type d'application (figure 13). Le courant mesuré dans la lampe est comparé à une référence. Un VCO fournit les signaux de commande des transistors dont la fréquence est proportionnelle au résultat de la comparaison précédente.

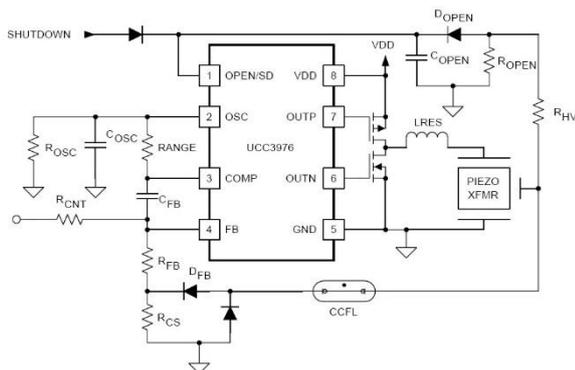


Figure 13 : Alimentation de Lampe à cathode froide basée sur le circuit UCC3976

Les formes d'onde obtenues avec le convertisseur en demi-pont à résonance et le circuit UCC3976 pour une tension d'entrée de 12V sont présentées à la figure 14. La tension aux bornes d'un transistor MOS pour un rapport cyclique de 0,5 est donnée voie 1. Grâce au filtre passe-bas  $L_s C_1$  la tension en entrée du transformateur est quasi-sinusoïdale (voie 2). Le facteur de qualité du transformateur étant élevé la tension en sortie est

sinusoïdale (voie 4). Le courant dans la lampe est quant à lui redressé par le capteur (voie 3).

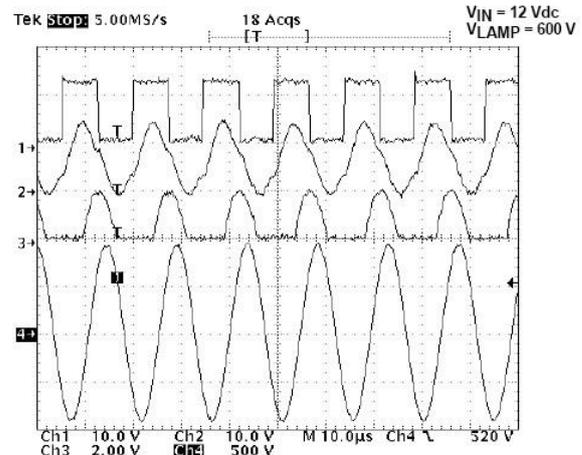


Figure 14 : Formes d'onde : convertisseur demi-pont

Cette structure peut aussi être généralisée à deux bras d'onduleur pour doubler la tension disponible au primaire du TP, et ainsi réduire la contrainte sur  $L_s$  précédemment évoquée, on obtient ainsi la structure push-pull.

#### 4.2. Structure push-pull

La figure 15 présente le schéma de principe d'une alimentation de lampe à cathode froide avec un convertisseur push-pull.

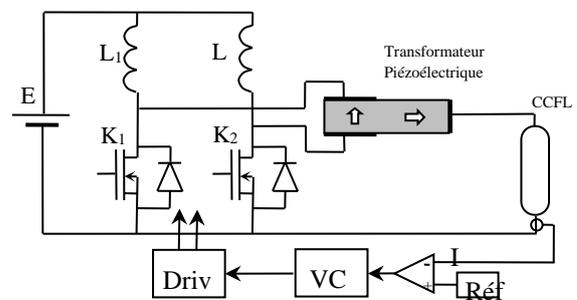
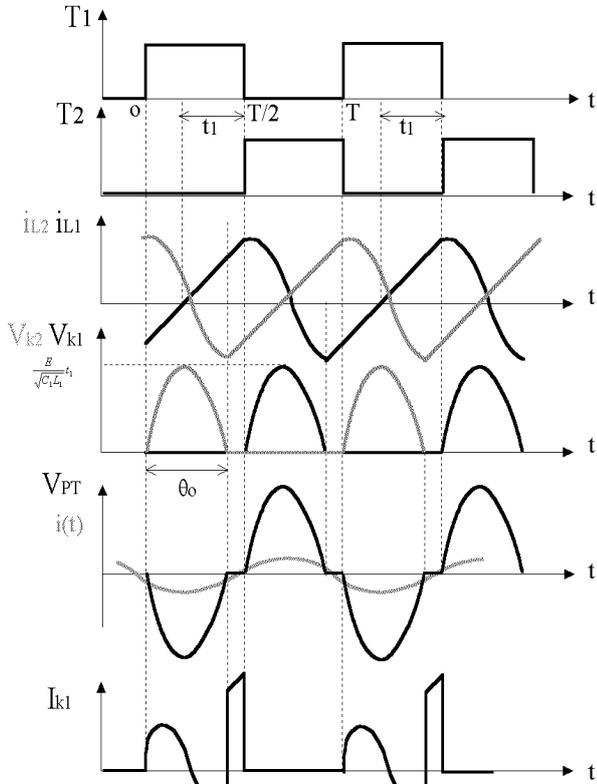


Figure 15 : Alimentation de Lampe à cathode froide : structure Push-Pull

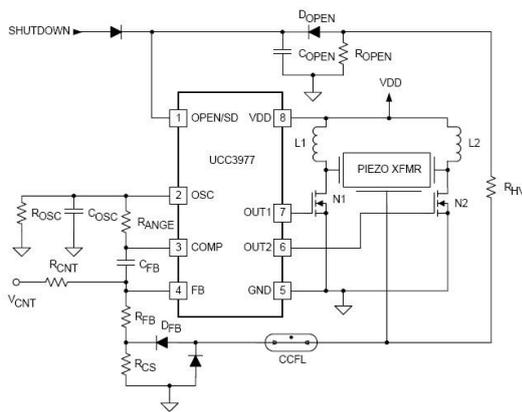
Lorsque l'un des interrupteurs est fermé ( $K_1$  ou  $K_2$ ), le courant dans l'inductance de la branche correspondante ( $i_{L1}$  ou  $i_{L2}$ ) croît linéairement. A l'ouverture de cet interrupteur apparaît un régime oscillant entre l'inductance et la capacité primaire  $C_1$  du TP. Pendant cette phase la tension aux bornes de l'interrupteur est sinusoïdale ( $v_{k1}$  ou  $v_{k2}$ ). Si l'on s'arrange pour qu'une demi-période d'oscillation corresponde au temps de fermeture d'un interrupteur, alors la tension au primaire du TP est quasi-sinusoïdale. Les formes d'onde caractéristiques sont représentées à la figure 16

Comme pour le montage en demi-pont à résonance, il est possible de faire fonctionner la structure en commutation à zéro de tension si le courant  $i_s$  est en retard sur la tension  $v_{k2}$ .



**Figure 16 :** Formes d'onde caractéristiques : structure push-pull

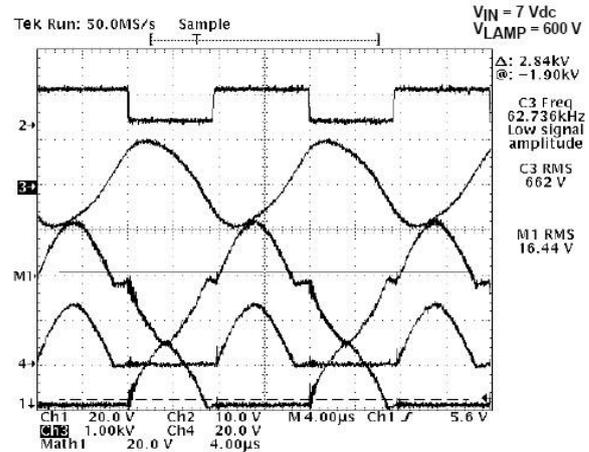
La figure 17 présente l'alimentation push-pull basée sur le circuit intégré UCC3977.



**Figure 17 :** Alimentation de Lampe à cathode froide basée sur le circuit UCC3977 (push-pull)

Les formes d'onde expérimentales obtenues avec circuit UCC3977 pour une tension d'entrée de 12 V et pour un rapport cyclique de 0,5 sont présentées à la figure 18. La résonance des inductances  $L_1$  et  $L_2$  avec la capacité  $C_1$  du TP donne des demi-sinusoïdes (voies 1 et 4). La

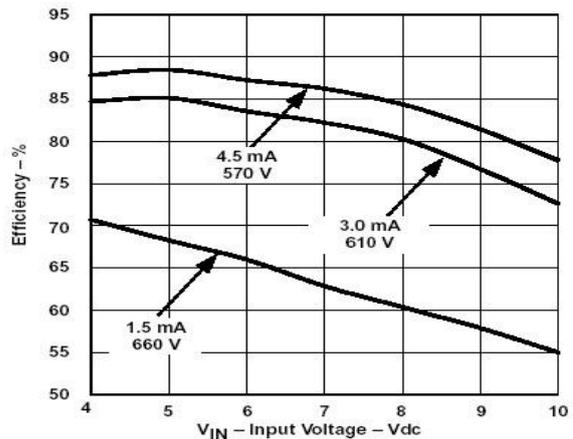
tension en entrée du transformateur est quasi-sinusoïdale (voie M1). Le facteur de qualité du transformateur étant élevé la tension en sortie est sinusoïdale (voie 3).



**Figure 18 :** Formes d'onde : convertisseur push-pull

Ces structures dites à inductance série sont plus intéressantes vis-à-vis de la CEM que d'autres structures, par exemple à inductance parallèle. En effet, l'inductance série contribue à réduire les courants de mode commun qui transitent via les capacités parasites primaire/secondaire du TP (elles peuvent être significatives compte tenu de la forte valeur de la permittivité de ces matériaux, de l'ordre de  $10^3$ ), propriété qui n'existe pas dans la structure à inductance parallèle.

La figure 19 donne le rendement d'une alimentation de 3W avec la topologie push-pull et fournissant une tension de 600V à la lampe. Le rendement est supérieur à 85% pour de faibles tensions d'entrée.



**Figure 19 :** Rendement en fonction de la tension d'entrée et de la charge (topologie push-pull)

## 5. Conclusion

La caractéristique des lampes à cathode froide utilisées pour le rétro-éclairage des écrans LCD dans des applications portables a été présentée. Il a été montré que le transformateur piézoélectrique Rosen, de par ses caractéristiques (gain en tension élevé, tension parfaitement sinusoïdale) est particulièrement bien adapté pour ce type de charge. Toutefois, le choix du type de transformateur dépend de plusieurs facteurs ; le rendement, la taille, la CEM et le prix. Deux structures de convertisseurs adaptées au TP et basées sur la résonance ont été analysées. Une boucle d'asservissement du courant est nécessaire pour le réglage de la luminosité de la lampe ; il est intéressant de noter que cette technologie arrive à maturité, en attestent l'existence de circuits de contrôles spécifiques. Le rendement de ces alimentations est de l'ordre de 80% ce qui est supérieur à ce qui serait obtenu avec la solution électromagnétique.

## 6. Références

- [1] S. Kawashima, S.Tagami, H.Hakamata, A.Fukuoka, K.Isobe, "Developpement of color-LCD backlight inverters utilizing piezoelectric transformer", NEC Research & Development, Vol. 36, n°1, pp. 187-192, 1995
- [2] J.Williams, J.Phillips and G.Vaughn, "Ultracompact LCD backlight inverters", Linear Technology Corporation, Application note 81, September 1999
- [3] Eddy Wells, "Comparing magnetic and piezoelectric transformer approaches in CCFL applications", Analog Applications Journal, 2002
- [4] T. Ikeda, "Fundamentals of piezoelectricity", Oxford science publication, 1996
- [5] C.A. Rosen, "Ceramic transformers and filters", Proc. Electronic Comp. Symp., pp 205-211, 1956

# Transmission par courant continu en haute tension (2<sup>ème</sup> partie) article en 2 parties

Jacques COURAULT AREVA T&D

9, rue Ampère 91300 Massy

jacques.courault@areva-td.com

**Résumé :** la transmission par courant continu en haute tension n'est qu'une solution, parmi d'autres pour relier des réseaux synchrones sur de grandes distances. Une différence est cependant notable entre les transmissions par câbles et par lignes. C'est aussi un moyen de faire des transferts de puissance entre deux réseaux asynchrones. L'article présenté met l'accent essentiellement sur deux points, d'une part, l'impact sur les réseaux en terme de puissance réactive et d'harmoniques et d'autre part, il introduit une sensibilisation particulière vis-à-vis des pertes capitalisées.

## 1. Quelques éléments de construction des valves.

Physiquement la valve élémentaire est un tiroir, comprenant 10, 12 jusqu'à 26 thyristors en série suivant les constructeurs... La mise en série de thyristors haute tension s'effectue en prenant un certain nombre de précautions pour réduire les contraintes transitoires en tension, en particulier pour l'équilibrage dynamique desdites tensions à l'amorçage ou au blocage. Dans une valve on trouve donc les fonctionnalités suivantes.

- Des snubbers pour limiter les surtensions de blocages et participer à l'équilibrage dynamique.
- Des résistances en parallèle sur les thyristors pour assurer l'équilibrage quand l'ensemble des thyristors est bloqué.
- Des inductances de  $dI/dt$ , pour sécuriser la mise en conduction des valves en bloquant pendant un temps d'environ  $1 \mu s$ , la tension aux bornes de la valve.
- Un dispositif de protection contre les surtensions qui entraîne un auto-amorçage du thyristor concerné (les composants utilisés sont généralement des BOD).
- Un dispositif de commande auto-alimenté (par les snubbers) qui réalise plusieurs fonctions essentielles.
  - L'interface optique / électrique pour la commande.
  - L'interface électrique / optique pour un retour d'informations vers les bas niveaux, permettant de savoir si le thyristor est en bon état, ou s'il est correctement commandé.
- Le système de refroidissement par eau déionisée.

Ces dispositifs sont cohérents entre eux et participent à la coordination des isolements de l'installation.

### 1.1. Les snubbers.

En électronique de puissance classique on cherche toujours à minimiser la surtension de blocage et à obtenir un amortissement optimal... Dans le cas présent on cherche également à minimiser les pertes, ce qui conduit à réduire la valeur des condensateurs de snubber donc à augmenter la surtension de blocage, mais l'augmentation de la surtension a pour effet d'augmenter les pertes, d'où la recherche d'un compromis...

D'où une simulation, réalisée sous MATLAB / SIMULINK permettant l'évaluation de la surtension. La figure 15 représente le schéma de simulation. Le thyristor est remplacé par un interrupteur pour les courants supérieurs à  $-I_{rr}$ , lorsque le courant atteint cette valeur, l'interrupteur est ouvert et remplacé par une source de courant en  $-I_{rr} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$ , forme idéalisée du courant de blocage d'un thyristor.

La figure 16 représente quelques grandeurs caractéristiques du blocage :

- La tension  $U_{ak}$  avec un dépassement par rapport à la tension de blocage 1500 V.
- Le courant dans le snubber.
- Le courant global, celui qui circule dans l'inductance de commutation.
- Le courant (idéalisé) dans le thyristor.
- La puissance instantanée dans la résistance.
- L'énergie dans la résistance. Pour une tension de blocage de 1500 V l'énergie calculée en fonction du condensateur  $(1/2) \cdot C \cdot V^2$  serait de 1,125 Joules alors que la simulation indique 1,75 Joules en prenant en compte la surtension. Cela montre à l'évidence que la démarche



Tension aux bornes d'un Thyristor en fonctionnement redresseur  $\alpha = 10^\circ$

Sur une période l'énergie de charge et de décharge d'un condensateur C de snubber est donnée ci-dessous :

$$W_T = \frac{1}{2} \cdot U^2 \cdot C \cdot \sin^2 \alpha + \frac{1}{2} \cdot U^2 \cdot C \cdot \sin^2 (\alpha + \mu) + \frac{3}{2} \cdot \left( \frac{U}{2} \right)^2 \cdot C \cdot \sin^2 \alpha + \left( \frac{U}{2} \right)^2 \cdot C \cdot \sin^2 (\alpha + \mu)$$

$$W_T = \frac{7}{8} \cdot U^2 \cdot C \cdot \sin^2 \alpha + \frac{7}{8} \cdot U^2 \cdot C \cdot \sin^2 (\alpha + \mu)$$

Puissance dissipée par la résistance en sérié avec le condensateur

$$P_R = \frac{7}{4} \cdot U_e f^2 \cdot C \cdot f \cdot (\sin^2 \alpha + \sin^2 (\alpha + \mu))$$

Cette formule classique et bien connue est cependant très approximative car elle ne suppose aucune surtension de blocage... Elle ne donne qu'un ordre de grandeur des pertes.

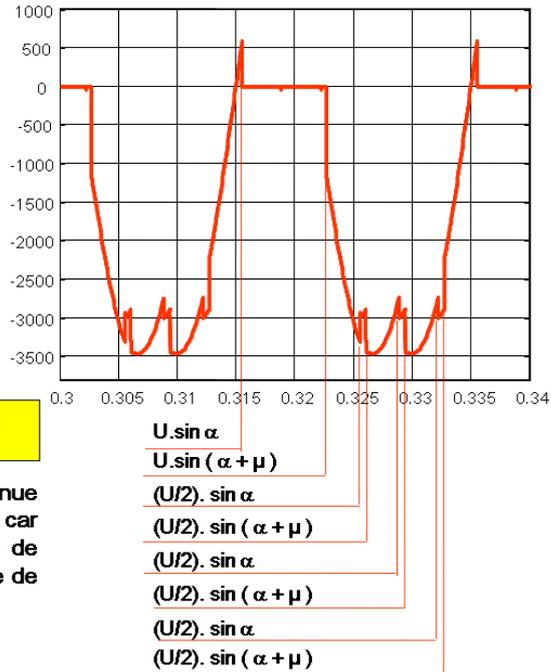


Figure 14 : Tension aux bornes d'un thyristor, mode redresseur.

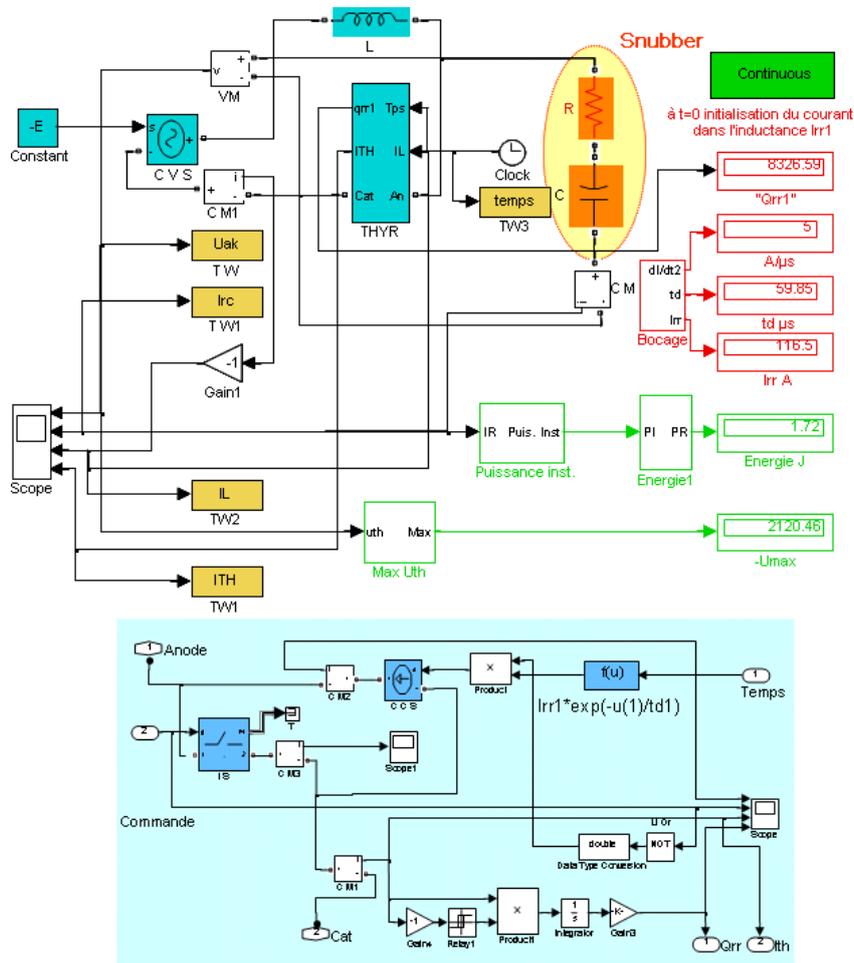


Figure 15 : Schéma SIMULINK de simulation du blocage.

classique conduit à une sous-évaluation des pertes d'environ 50%

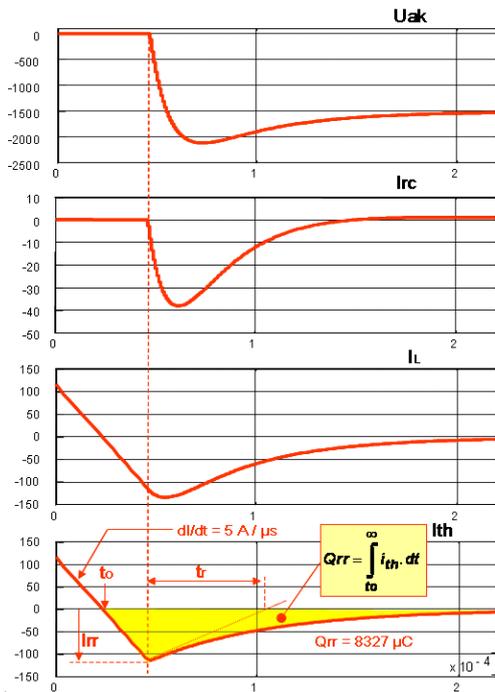


Figure 16 : Courants et tension  $U_{ak}$  de blocage.

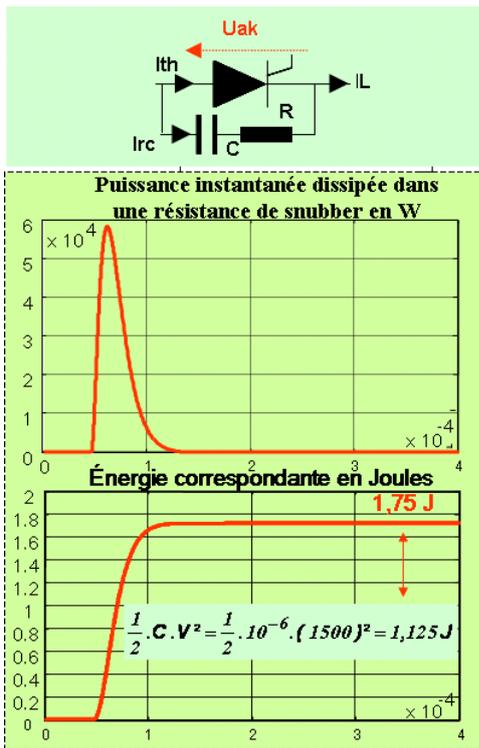
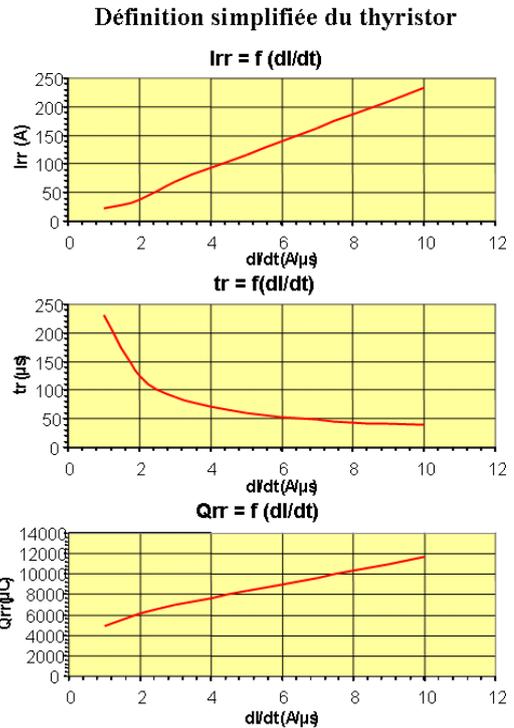


Figure 16bis. Puissance instantanée et énergie dans un snubber.

Le thyristor pris en compte a été modélisé en fonction des données du constructeur.  $Q_{rr}$  et  $I_{rr}$  sont en particulier fonction du  $di/dt$  de blocage... La synthèse de cette modélisation est sommairement donnée ci-dessous...

En fonction du  $di/dt$ , surtension et énergie évoluent de la manière suivante :

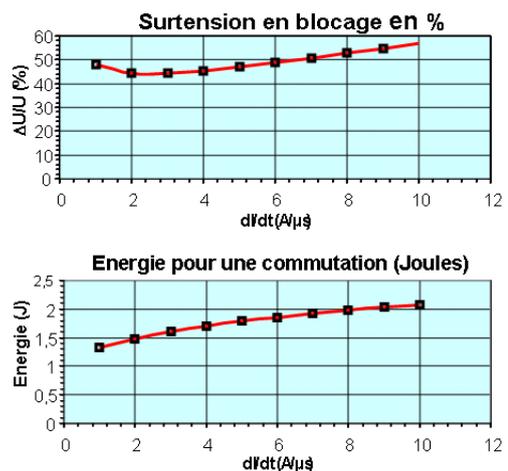


Graphiques (1). Variations du  $di/dt$  de blocage : Evolutions des caractéristiques d'un thyristor.

Les simulations de la figure 16 ont été réalisées avec les valeurs R et C indiquées ci-dessous pour un  $di/dt$  de 5 A/μs.

**Résultats de simulation.**

- R = 30 Ω
- C = 1 μF
- Tension de la source à l'instant du blocage 1500 V.



Graphiques 2 : Contraintes qui résultent du blocage.

Nous pouvons maintenant évaluer globalement les pertes qui ont pour origine les snubbers...



## Redresseur (50 Hz)

$\alpha$	10°
$\alpha+\mu$	33°
$\mu$	23°
Puissance dans une résistance	89,8 W
Pertes (snubber) pour un thyristor théorique (36)	3232,7 W
Pertes dans deux ponts en série.	38792,5 W
Correction de surtension.	60343,9 W

## Onduleur (60 Hz)

$\gamma$	15°
$\alpha$	145°
$\alpha+\mu$	165°
Puissance dans une résistance	130,2 W
Pertes (snubber) pour un thyristor théorique (36)	4686,1 W
Pertes dans deux ponts en série.	56233 W
Correction de surtension.	87473,5 W

**Pertes totales redresseur et onduleur : 147,8 KW**

**Valorisation de pertes (5000 \$/KW) : 739087,4 \$**

Pour la correction dite de surtension, nous avons, d'une manière approximative, effectué le calcul suivant : (pertes calculées par la formule de la figure 14)  $\times$  (énergie d'une commutation avec surtension / énergie d'une commutation sans surtension).

L'importance de cette valorisation, même si elle est faible vis-à-vis de l'ensemble, justifie l'intérêt porté à ce poste. Bien noter que le calcul a été fait dans des conditions particulièrement favorables, avec  $\alpha$  et  $\gamma$  faibles. Hors régimes dynamiques, ces angles restent inférieurs à 20° (opération des régleurs en charge), d'abord pour limiter l'absorption de puissance réactive et ensuite pour réduire les pertes...

Sur une même installation, une spécification fixe une différence dite  $\Delta Q_{rr}$  entre les  $Q_{rr}$  des thyristors. En général, pour une installation comprenant 1000 thyristors, on arrive à 2 ou 3 groupes de  $\Delta Q_{rr}$ . Le but de cette spécification est contrôler les tensions de blocage des thyristors. Comme le montre la figure 17, le thyristor 1 se bloque en premier, si son  $Q_{rr}$  est plus faible, la différence de  $Q_{rr}$ ,  $\Delta Q_{rr}$ , passe par son snubber en créant sur surtension  $\Delta u_{ak}$  qui s'ajoute à la surtension de blocage... Dans ce raisonnement simple la résistance est négligée. Ce raisonnement sommaire

conduit à écrire  $\Delta U_{ak} = \frac{\Delta Q_{rr}}{C}$ , un  $\Delta Q_{rr}$  de 400  $\mu C$  et

1 $\mu F$  on trouve un écart de tension de 400 V. Une simulation, sur les bases de la figure (16) donne 395 V, l'approche simpliste est donc parfaitement satisfaisante.

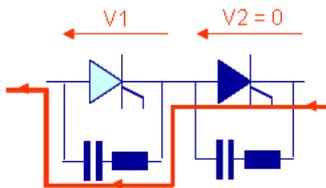


Figure 17 : Conséquences d'un  $\Delta Q_{rr}$ .

1.2. Les inductances de  $di/dt$ .

Le rôle essentiel des inductances saturables de  $di/dt$  est à l'amorçage de la valve.

- Limiter le courant quand la pastille du thyristor n'est pas encore en conduction totale, de manière à ne pas contraindre le centre de la jonction.
- Limiter les  $dV/dt$  appliqués aux thyristors à l'état bloqué.
- Supporter la tension à l'amorçage. Globalement avec une mise en série de 12, 24, 36 voire 72 thyristors il est impossible d'avoir une simultanéité parfaite d'annulation de la tension aux bornes des thyristors. Le composant le plus lent subirait une forte surtension. D'où la nécessité d'introduire, pendant une ou deux microsecondes une impédance de forte valeur pour supporter ladite tension. C'est la fonction de l'inductance saturable.

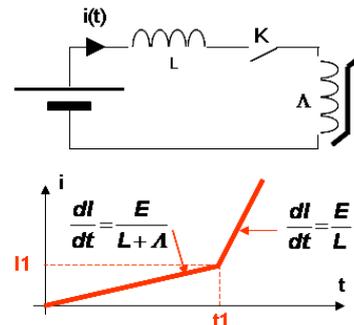


Figure 18 : Fonctionnement idéal de l'inductance saturable.

La figure 18 met en évidence le fonctionnement classique d'une inductance saturable,  $L$  est l'inductance naturelle du circuit et  $\Lambda$  l'inductance saturable. La saturation intervient en général, après un temps de 2 à 4  $\mu s$  ( $t_1$ )...

Comme dans le reste de l'installation, les pertes sont critiques et dans la mesure du possible, elles sont minimisées. Mais un compromis est nécessaire pour l'amortissement du circuit, pour éviter ou limiter les oscillations.

Ces installations sont de grandes dimensions (plusieurs dizaines de mètres au cube), d'où des capacités parasites significatives, représentées sur la figure 19 par le condensateur  $C$  ( $\gamma$  est la capacité propre de l'inductance). Il en résulte lors des transitoires de commutation des oscillations : dans le cas a), elles ne présentent pas de dangers pour les thyristors, mais dans le cas b), il y a une perturbation dommageable du mécanisme d'amorçage, qui entraîne un vieillissement prématuré du composant. La valeur du condensateur, qui peut être estimée pour chaque installation, est incontournable, le seul paramètre sur lequel il est possible d'agir c'est l'amortissement du circuit.

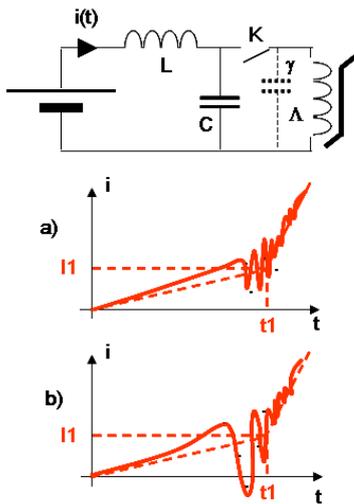


Figure 19 : Oscillations de blocage.

Plusieurs solutions sont envisageables, elles sont résumées par la figure 20. La solution b), plus complexe, permet une meilleure optimisation des composants, surtout de la diode...

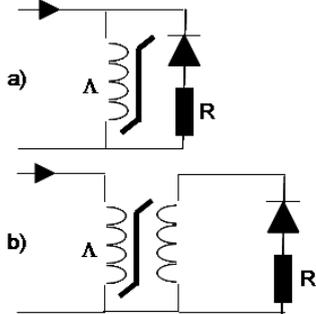


Figure 20 : Solutions possibles pour introduire l'amortissement.

Il est cependant assez fréquent de pouvoir éviter ces complications en spécifiant rigoureusement ces inductances du point de vue des pertes, essentiellement les pertes dans le circuit magnétique.

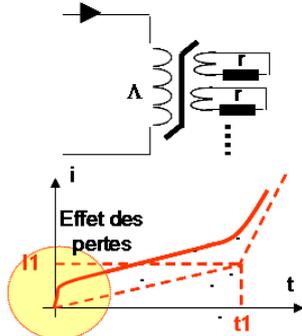


Figure 21 : Les pertes.

La figure 21 met en évidence l'effet des pertes dans le fer qui peuvent être représentées comme une multitude de secondaires fictifs alimentant des résistances... On obtient alors pour les courants faibles une réduction significative de l'inductance, ce qui va à l'encontre des objectifs de  $dI/dt$  recherchés, mais qui est favorable à l'amortissement.

D'où la nécessité d'une rigoureuse spécification de ce composant qui participe de manière fondamentale à la fiabilité de l'installation. La figure 22 représente une manière possible de réaliser ce point de la spécification. En résumé la spécification doit prendre en compte :

- Les caractéristiques magnétiques. Les caractéristiques électriques, tension maximale aux bornes d'une inductance, lors de la mise sous tension et le courant (continu et harmoniques).

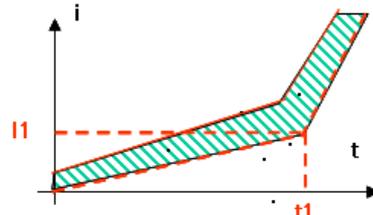


Figure 22 : La spécification.

- La fréquence propre du composant (définition du condensateur  $\gamma$ , pour les oscillations propres et la transparence aux  $dV/dt$ ), cette fréquence, composant (non saturé) sera toujours supérieure au MHz...
- Les pertes dans les conditions de fonctionnements en indiquant la température ambiante et la température maximale de l'eau déionisée.
- Les pertes de charge admissibles pour le débit d'eau retenu.
- Le bruit aérien (ces inductances comportent généralement des entrefers).

### 1.3. La commande des thyristors.

Trois fonctions essentielles à ce niveau : commande du thyristor, protection contre les surtensions, et surveillance...

La figure 23 résume le comportement de la commande « normale » d'un thyristor en partant d'une commande optique.

Pour qu'une impulsion soit délivrée à la gâchette d'un thyristor, il faut qu'il existe une commande et que la tension  $U_{ak}$  soit positive. La durée de l'impulsion de courant est de  $40 \mu s$  (5 à 6 A les deux premières microsecondes et ensuite 1 A).

Le dispositif d'amorçage optique le plus élémentaire est donné par la figure 24 :

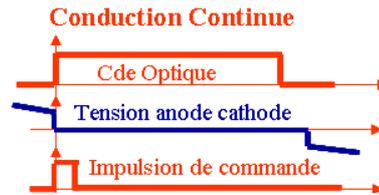
- Alimentation de la carte par la tension anode, cathode, en fait par  $dU_{ak} / dt$ . Un petit thyristor auxiliaire  $Th_p$  contrôle la tension d'alimentation de la carte.



- La commande n'est prise en compte que si la tension  $U_{ak}$  est positive, la détection passe par la résistance d'équilibrage. Le boîtier & réalise la fonction.
- La commande est ensuite présentée à une bascule monostable qui fixe la durée de l'impulsion de courant de gâchette
- A la sortie de la bascule monostable (15 à 35  $\mu$ s), un amplificateur de courant (3 à 5 A).
- La protection est assurée par un composant non linéaire, ici de type ZnO, mais d'autres solutions sont possibles (BOD). Il est clair que la protection en surtension d'un thyristor est son amorçage. Deux types d'actions sont possibles : si la carte de contrôle est capable de fonctionner, le front raide de la surtension est présenté à l'entrée du OU, pour déclencher la bascule monostable et ainsi générer une impulsion parfaitement formée pour la commande du thyristor. Si la carte de commande est défectueuse le courant qui traverse le composant non linéaire attaque directement la gâchette. Le seuil d'intervention de ce dispositif est en général à un niveau de  $0,9 \cdot V_{DRM}$ ...
- L'observation du courant de gâchette permet de donner une information sur l'état du thyristor... Si le thyristor est en état de fonctionner, dès réception de la commande il y a génération du courant de commande. C'est l'image de l'impulsion de courant qui est renvoyée vers les bas niveaux. Si le thyristor est défaillant, c'est un court circuit et la tension à ses bornes est nulle... Dans ce cas, et du fait du principe de la commande, aucune impulsion de courant de gâchette n'est générée.

L'interface minimale entre les valves et le contrôle est donnée par la figure 25.

Pour chaque thyristor, l'ordre d'amorçage positionne une bascule RS... Si l'amorçage est réalisé une impulsion vient repositionner la bascule. Ainsi, après une dizaine de  $\mu$ s la lecture des bascules donne l'état de la valve.



La fenêtre de commande, (sur un pont de Graëtz,  $120^\circ$ ) permet la prise en compte au droit des thyristors de la conduction discontinue ; quand la tension redevient positive, une transition positive, à l'entrée de la bascule monostable, génère une impulsion de commande.

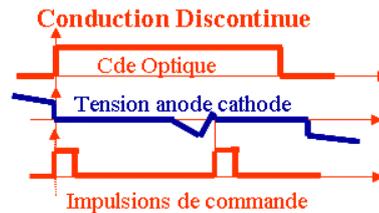


Figure 23

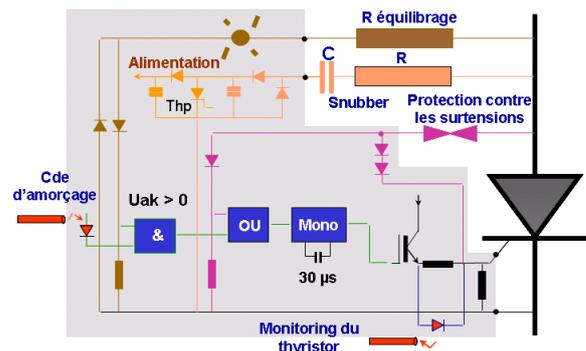


Figure 24 : Schéma de principe de l'amorçage d'un thyristor.

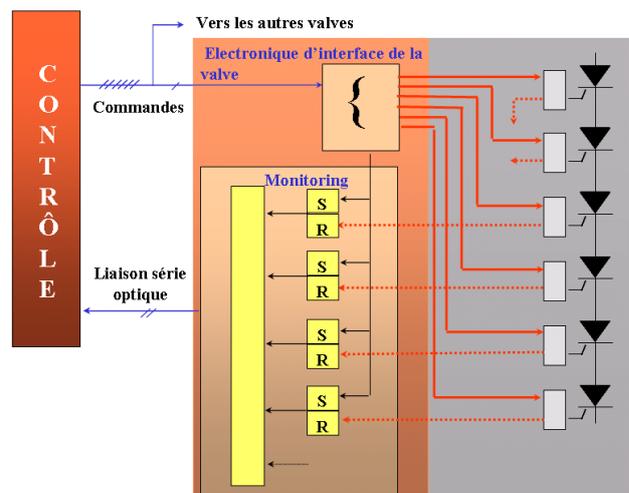


Figure 25 : Schéma de principe du traitement des retours d'état des thyristors.

## 2. La valve élémentaire.

Faute d'espace, seules quelques informations de base ont été données dans les pages qui précèdent. D'autres points pourraient être développés en particulier au niveau des filtres, de la coordination des isolements et d'une manière plus générale sur les interfaces avec les réseaux.

Les aspects liés au contrôle n'ont pas été évoqués bien qu'ils soient fondamentaux : une nécessaire prise en compte des filtres y est nécessaire, par le biais des retours d'état, pour éviter toute tendance oscillatoire des différentes boucles de contrôle.

Les différences, pourtant significatives entre les câbles et les lignes aériennes auraient mérité un développement important... En terme de filtrage, de contrôle dynamique de l'amortissement, de compatibilité électromagnétique (télécommunication, voir TIF) ou encore de gradients de courant pour les câbles de manière à éviter les déformations internes...

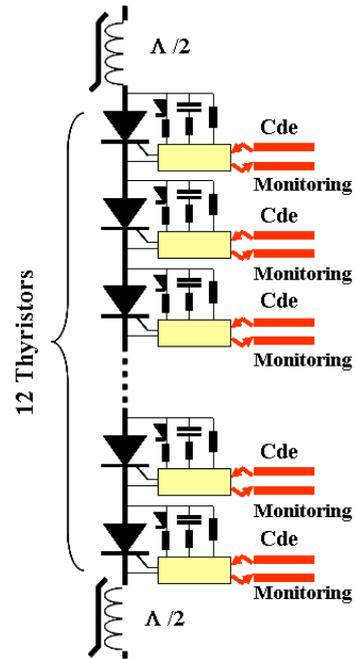


Figure 26 : Le tiroir élémentaire.

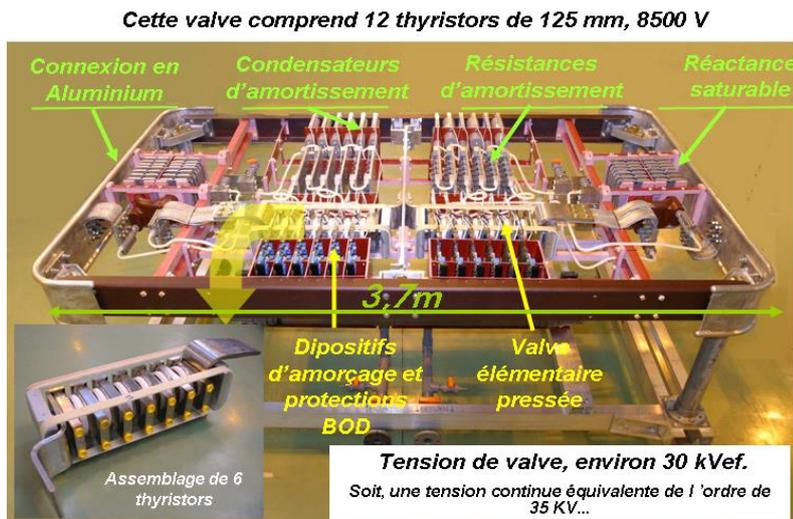


Figure 27 Tiroir élémentaire de AREVA T&D, la force de serrage des thyristors est de l'ordre de 120 kN.

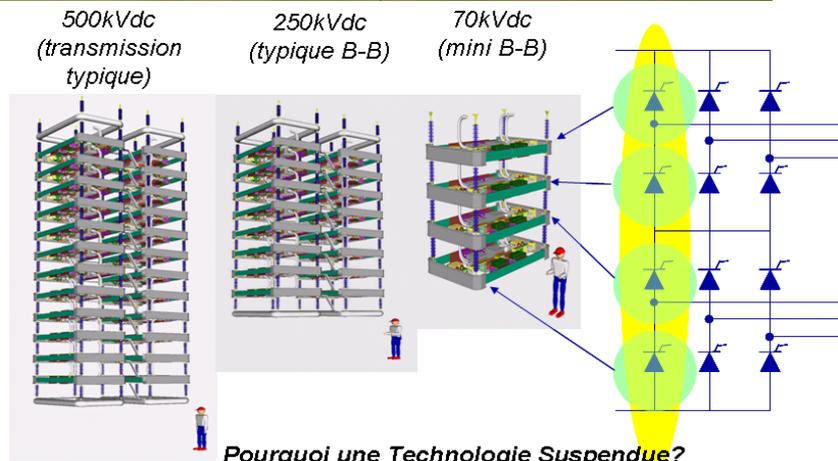


Figure 28. Assemblage des valves élémentaires pour former une Quadrivalve. En parallèle sur chaque valve (ou thyristor théorique), un parafoudre permet la protection en inverse (il s'agit principalement d'une protection contre la foudre).

### Pourquoi une Technologie Suspendue?

- Une part significative du marché HVDC est située dans des pays à forts risques Sismiques.
- Cette Technologie permet une légère réduction des coûts...



### 3. Les évolutions du transport en courant continu.

Trois types d'évolutions sont à envisager pour le futur : les sources de courant, les sources de tension, et le système.

#### 3.1. Les sources de courant.

- La première évolution, qui commence à être une réalité, c'est l'utilisation de plus gros composants. Aujourd'hui les thyristors de 125 mm, 8500 V sont classiques et largement utilisés. D'ici peu nous disposerons de thyristors de 150 mm, 13000 V à commande optique... Les conséquences sont importantes :
  - Réduction du nombre des composants.
  - Augmentation des courants, ce qui manque assez souvent d'intérêt en transmission, puisque courants et tensions sont imposés par les lignes ou les câbles, mais pour les connexions c'est fondamental.
  - Augmentation des marges de sécurité vis-à-vis des différents scénarios de faute possibles (court-circuit sur la liaison continue ou reconnexion).
  - Ces nouveaux thyristors, du fait de la commande optique, peuvent supporter des  $dI/dt$  plus importants d'où une réduction appréciable du volume des inductances saturables.
- Déjà présentes chez certains constructeurs, des évolutions topologiques devraient, dans certains cas, se généraliser. Bien entendu, le pont de Graëtz est incontournable, mais il est possible de faire évoluer son environnement de manière à en sécuriser le fonctionnement, en particulier en mode onduleur. Il s'agit du schéma CCC dont le principe est donné Figure 29.

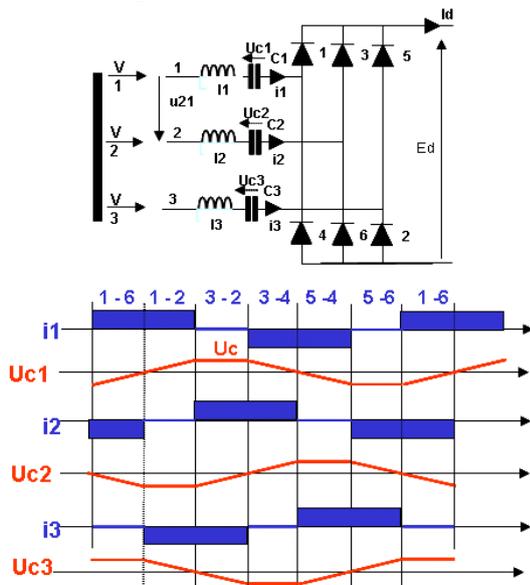


Figure 29 : Schéma « Capacitor Commutated Converters »

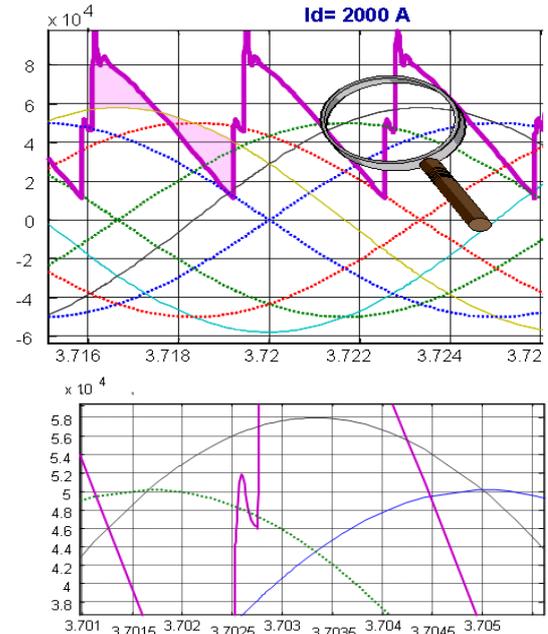


Figure 29bis : Schéma « Capacitor Commutated Converters »

Du fait de la charge des condensateurs par les courants de phase, la tension de commutation est plus élevée. Ce qui permet de travailler avec, soit avec des angles de garde plus faibles en fonctionnement onduleur, soit d'augmenter la sécurité de fonctionnement (en fait d'éviter la reconnexion en cas de perturbations sur le réseau), soit encore de réduire la consommation de puissance réactive... Les calculs de telles structures sont difficiles, on arrive à des formules qui ne sont pas synthétiques, aussi l'approche par la simulation est la plus pragmatique. La figure (29bis) montre bien l'augmentation de la tension au moment de la commutation...

#### 3.2. Les sources de tension.

Elles utilisent des composants blocables par la commande. A priori des composants de type GTO, IGCT, IGBT ou IEGT... On peut alors introduire des fonctionnements quatre quadrants (un pont de Graëtz à thyristors est deux quadrants) qui ne nécessitent aucune absorption de puissance réactive. Ce type de convertisseur peut absorber ou fournir de la puissance réactive, il peut donc (s'il est dimensionné pour) participer efficacement à la stabilisation des réseaux. La commande est de type MLI et nécessite donc un filtrage de dépollution (a priori réduit), il peut même éventuellement se comporter vis-à-vis du réseau comme un filtre actif... Les degrés de liberté sont importants...

La fonctionnalité de base est la même que pour les alimentations en courant, en particulier les tensions continues sont les mêmes. IGBT et IEGT ont aujourd'hui des tensions classiques (surtout exploitées en variation de vitesse) de l'ordre 4500 V, elles sont faibles par rapport à celles supportées par les thyristors, mais ces composants peuvent être mis en série, donc être utilisés en HVDC. Ce qui est plus difficilement le

cas des IGCT ou GTO (limité à cinq en série pour les FACTS)...

- L'intérêt des alimentations en tension, en plus de ceux évoqués, c'est la rapidité qui est introduite par le fonctionnement MLI, avec des fréquences de découpage supérieures à 800 Hz. Les IGCT qui sont de la famille des thyristors nécessitent des snubbers, significatifs pour une mise en série, d'où des pertes dissuadantes. De plus, la complexité et la consommation du système de commande sont importantes et conduisent à des difficultés d'auto-alimentation.
- IGBT et IEGT sont de la famille des transistors, ils ne nécessitent aucun snubber (ou alors de faibles valeurs) et la mise en série est possible du fait de la maîtrise de la tension pendant la commutation (au prix d'une commande sophistiquée, en boucle fermée).

Aujourd'hui il existe sur le marché, pour des puissances de l'ordre de 100 MVA, des solutions de conversion à IGBT. Mais ce composant a des avantages et des inconvénients... Son avantage est la rapidité de commutation (peu de pertes de commutation), son inconvénient c'est des pertes par conduction très importantes. L'IEGT, est plus lent que l'IGBT, donc plus de pertes par commutation, mais en conduction, sans toutefois arriver au niveau du thyristor, il est performant.

Ainsi, la solution du futur, pour les alimentations en tension, réside probablement dans l'association de structures à IGBT et à IEGT. IEGT, dimensionnés pour 70% de la puissance à transmettre (fréquence de découpage relativement faible) et IGBT en vernier pour 30% de la puissance de manière à assurer la dynamique...

Dans tous les cas, pour des raisons de mise en série avec des nécessités de redondance, il est bien évident que l'état défaillant d'un composant doit être fiable, (court-circuit stable). Seuls les composants de type pressés, avec des boîtiers garantissant la non explosion et le maintien des liaisons de conduction interne est envisageable (les IGBT classiques de type module, ne donnent aucune garantie).

### 3.3. Le système

Nous l'avons déjà évoqué, les filtres sont à l'origine de pertes significatives. La raison de ces pertes est la nécessité d'amortissement. Avant toute résonance (faible impédance) il existe une résonance parallèle dont la fréquence est en relation avec l'impédance interne du réseau. Par ailleurs, que l'on utilise des topologies en tension ou des topologies en courant il existe des harmoniques irréguliers (2, 3, 4, 6, 8...) dus aux imperfections des topologies et de leurs commandes et des inter-harmoniques. Ces derniers résultent du mélange des fréquences des deux réseaux.

Ainsi les résonances parallèles risquent d'être excitées par un bon nombre de fréquences. Les amplitudes des courants correspondants sont susceptibles d'être amplifiés et de créer des déformations significatives des tensions. Etre certain de la position des résonances parallèles, vis-à-vis des fréquences perturbatrices, permet de réduire l'amortissement et les pertes correspondantes.

#### 3.3.1. Modification de la fréquence d'accord.

Une solution simple utilisée par certains constructeurs consiste à faire varier la fréquence d'accord des filtres en modifiant la valeur de l'inductance du filtre. Il s'agit d'une variation faible en relation avec les fréquences maximales et minimales des réseaux (pour les réseaux faibles la variation de fréquence ne dépasse pas +/- 2 Hz, mais pour l'harmonique 11 par exemple cela fait +/- 22 Hz).

En série dans les branches de filtre on dispose des inductances saturables dont la valeur est variable en fonction d'un courant continu de commande. La commande peut se faire simplement en fonction de la fréquence du réseau ou de manière plus sophistiquée en fonction des résonances parallèles...

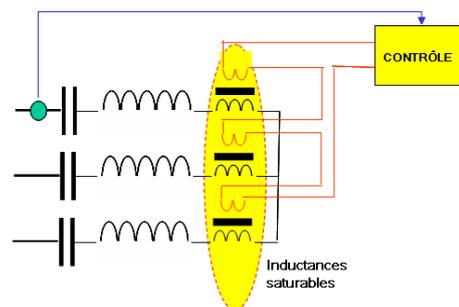


Figure 30. Filtre ajustable

On peut ainsi concevoir des filtres énergiques (faible impédance série à l'accord) avec de faibles pertes, en ajustant la fréquence d'accord, quand la fréquence du réseau est variable et limiter les risques d'amplification engendrés par les résonances parallèles.

#### 3.3.2. Amortissement dynamique.

Il est bien évident qu'il s'agit d'une sophistication coûteuse qui n'est mise en œuvre qu'après une analyse technico-économique soignée en fonction du réseau (Scc et variations de fréquence) et de la valorisation des pertes [4] et [5]...



Le but est ici d'introduire un amortissement sans pour autant introduire de pertes... Pour simplifier l'exposé du principe, nous considérerons un filtre à simple accord accordé sur H5, représenté par la figure 31. La résonance parallèle est très marquée, à 168 Hz. Nous sommes voisin de H3, d'où un risque évident. La solution classique d'amortissement d'un tel filtre est de disposer une résistance R en parallèle avec l'inductance, figure 32. Il en résulte une résonance parallèle très atténuée et un filtrage qui devient médiocre...

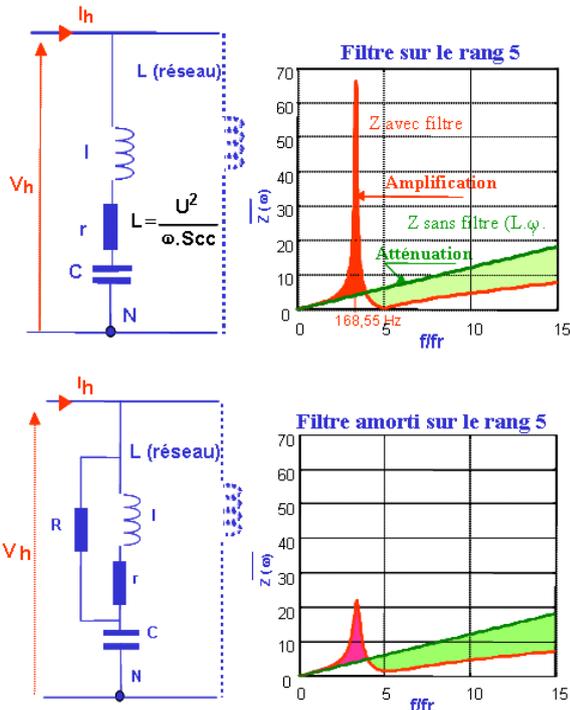


Figure 31. En partie supérieure, amortissement naturel ; en partie inférieure, amortissement important.

L'impédance globale est donnée par la formule classique ci-dessous. Les valeurs du calcul sont  $L = 3,9 \text{ mH}$   $Q = 5 \text{ MVAR}$ ,  $FQ = 20$  ( $l \cdot \omega / r$ ),  $C = 126 \mu\text{F}$ ,  $l = 3,2 \text{ mH}$ ,  $r = 0,25 \Omega$

$$Z = \frac{R \cdot p \cdot \left( p^2 + \left( \frac{r}{l} + \frac{1}{R \cdot C} \right) \cdot p + \frac{R+r}{R} \cdot \frac{1}{l \cdot C} \right)}{p^3 + \left( \frac{R+r}{l} + \frac{R}{l} \right) \cdot p^2 + \left( \frac{R \cdot r}{L \cdot l} + \frac{1}{L \cdot C} \right) \cdot p + \frac{R+r}{L \cdot l \cdot C}}$$

résistance d'amortissement R apparaît au numérateur comme au dénominateur.

Même si l'amortissement dynamique peut être associé à toute source de tension ou de courant, pour autant qu'elle ait une dynamique compatible avec les fréquences à amortir, il ne s'agit pas de filtrage actif.

En première approche nous allons considérer le filtre élémentaire de la figure 32. Une source de courant est disposée en parallèle avec le "filtre". La source de courant est la source d'amortissement. Dans le but de calculer l'impédance, on peut mettre le courant  $I_h$  sous la forme suivante...

$$I_h = I_F + I_L + I_a = \frac{U_h}{L \cdot p} + U_h \cdot C \cdot p + I_a$$

d'où l'expression de l'impédance :

$$Z = \frac{U_h}{I_h} = \frac{L \cdot p}{L \cdot C \cdot p^2 + \left( \frac{I_a}{U_h} \right) \cdot L \cdot p + 1}$$

En liant  $I_a$  à  $U_h$  on obtient un amortissement au dénominateur qui est indépendant de celui du numérateur, il n'affecte donc pas la qualité du filtrage.

Pour introduire un amortissement dynamique, il existe trois possibilités pour faire cette liaison entre le courant et la tension  $U_h$ .

$$I_a = K \cdot \frac{I_F}{p} = K \cdot C \cdot U_h, \quad I_a = K \cdot I_L \cdot p = k \cdot \frac{U_h}{L}, \quad I_a = K \cdot U_h$$

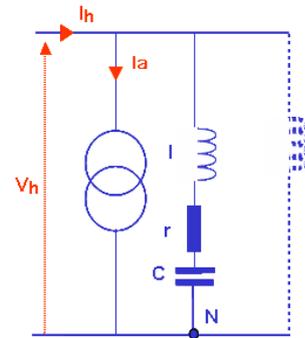


Figure 32 : Principe de l'amortissement dynamique

Nous nous limiterons à l'analyse sommaire du cas  $I_a = K \cdot I / p$ . Comme précédemment nous pouvons écrire

$$I_h = I_F + I_L + K \cdot \frac{I_F}{p}, \text{ tous calculs faits on obtient}$$

$$Z = L \cdot p \cdot \frac{1 \cdot C \cdot p^2 + r \cdot C \cdot p + 1}{(L+1) \cdot C \cdot p^2 + C \cdot (r+K \cdot L) \cdot p + 1}$$

K n'apparaît qu'au dénominateur, il n'affecte donc que l'amortissement de la résonance parallèle, qui a pour expression :

$$z = \frac{r+K \cdot L}{2} \cdot \sqrt{\frac{C}{L+1}} \quad K = \frac{1}{L} \cdot \left( 2 \cdot z \cdot \sqrt{\frac{L+1}{C}} - r \right),$$

z étant ici l'amortissement.

La figure 33 montre clairement, que même avec un amortissement important, il n'existe aucune détérioration du filtrage.

Le courant injecté par la source de courant est dans le cas présent une image, en fait l'intégrale, du courant dans le filtre... Cela signifie un courant important à la fréquence du fondamental. D'un point de vue dimensionnement cela n'est pas acceptable, d'où l'introduction, dans le coefficient K, d'une fonction réjection F(p).

$$F(p) = \frac{p^2 + 2 \cdot 0,02 \cdot \omega_r \cdot p + \omega_r^2}{p^2 + 2 \cdot 0,5 \cdot \omega_r \cdot p + \omega_r^2}, \text{ avec } \omega_r = 2 \cdot \pi \cdot fr, \text{ On}$$

utilise alors K de la forme  $K = k \cdot F(p)$ .

L'amortissement dynamique, ici réalisé avec un VSC (Voltage Source Converter), introduit des pertes qui ont la particularité de ne pas concerner le fondamental. L'introduction d'un réjecteur  $F(p)$  est faite dans ce but...

Ces pertes sont introduites dans le VSC (STATCOM, STATic synchronous COMPensator), et de ce fait, en première approche il conviendrait de disposer un dispositif dissipatif dans la boucle continue pour maintenir la tension continue à une valeur convenable... Convenable, vis-à-vis des composants utilisés et surtout pour bénéficier de l'apport de ce STATCOM pour d'autres fonctionnalités, comme la limitation du flicker par exemple... En fait cette pratique, dissipative, n'exploiterait pas correctement les degrés de liberté d'un VSC.

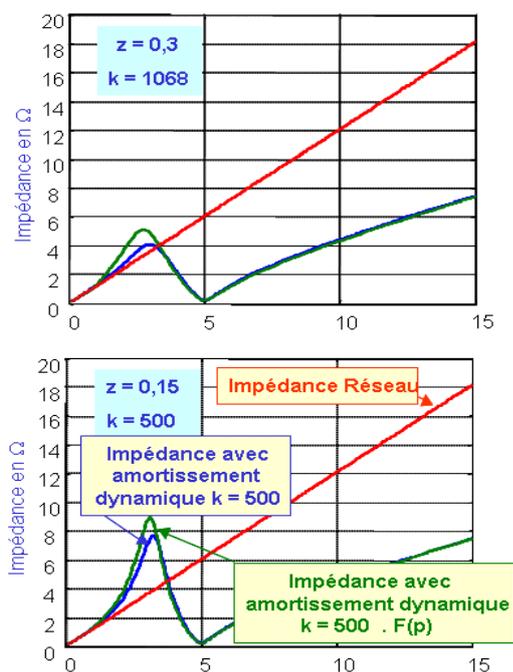


Figure 33 : Résultats de l'amortissement dynamique.

Le VSC absorbe de la puissance, qui a pour origine les harmoniques... Naturellement la tendance est une augmentation de la tension continue  $E_d$  aux bornes du condensateur... Nous pouvons alors contrôler cette tension en jouant sur le fondamental. Plus exactement sur l'angle interne entre la tension source et la tension fondamentale du STATCOM. Ainsi, on restitue au réseau les pertes d'amortissement.

Le contrôle de la tension  $E_d$ , qui est réalisé à partir de l'angle interne  $\delta$ , réalise naturellement la fonction de restitution de la puissance d'amortissement au réseau.

#### 4. Conclusions

En quelques pages il est totalement impossible d'être exhaustif sur ce sujet complexe qui fait l'objet d'une normalisation importante. Nous nous sommes limités à l'exposé de quelques aspects, les filtres et la valve qui est le composant de base. Valves et contrôle représentent 25% du coût, les transformateurs 32%, les filtres et les organes de manœuvre 15%... Si globalement le prix industriel des composants évoqués est  $X$ , il faut bien prendre conscience que la valorisation des pertes conduit à un coût qui est voisin de  $X$ . C'est la raison pour laquelle nous avons mis un accent particulier sur ce point.

Le contrôle, point fondamental, n'a pratiquement pas été abordé dans cet article, ce qui est regrettable mais cohérent, avant de justifier des algorithmes et des stratégies de protection, il faut avoir une vision des objectifs à atteindre...

En Europe du sud le nombre des liaisons ou connexions HVDC est limité. En Europe du nord, qui peut être considérée comme le berceau de cette technologie, il est plus important. La Suède, le Danemark et la Norvège sont les pays qui utilisent le plus le transport par courant continu. Plusieurs nouvelles liaisons devraient voir le jour dans la décennie qui vient. Les USA utilisent également les liaisons HVDC, pour des raisons évidentes liées aux dimensions du pays, mais également du fait de productions locales non synchronisées : il existe donc des transmissions et des connexions. Le réel futur des transmissions HVDC est en Asie : l'Inde et la Chine souffrent d'un déficit de transport et d'interconnexions entre leurs réseaux locaux.

Pour les activités de conversion plus classiques, en variation de vitesse par exemple, les thyristors sont maintenant largement obsolètes. Ils sont remplacés, pour les puissances inférieures à 10 MW, par les IGCT et les IGBT. Mais en HVDC c'est encore un composant du présent et même un composant d'avenir, cela est dû tout à la fois à sa robustesse et à son faible niveau de pertes. Ceci dit, les alimentations en tension progressent mais leurs coûts restent élevés et les confinent dans des secteurs bien particuliers : lorsqu'il est impossible de fournir de la puissance réactive. C'est le cas de l'alimentation de certaines petites îles ou plates formes d'exploitation de pétrole ou de gaz... Il existe cependant une activité qui pourrait accélérer la généralisation des alimentations en tension, c'est la construction de fermes éoliennes de fortes puissances en mer. Des sites intéressants peuvent être envisagés à des distances des côtes supérieures à 80 km, distances qui sont limitées avec des câbles en courant alternatif [7] [8]... Cela pourrait être le moteur décisif d'industrialisation de grosses conversions en alimentation de tension.

Les **Références** figurent dans la 1<sup>ère</sup> partie de l'article.



# Motorisation d'un véhicule hybride

**Hervé DISCOURS**

Lycée Jules Ferry

29 rue du Maréchal Joffre, 78000 VERSAILLES

**Résumé :** Cet article présente le fonctionnement de la motorisation d'un véhicule hybride parallèle-série (à dérivation de puissance), sous la forme d'un problème corrigé. Utilisée avec des étudiants de 2<sup>o</sup> cycle, cette étude montre l'aspect pluri technologique qui caractérisera les motorisations des véhicules de demain.

Faisant suite à l'article paru dans le n°43 (décembre 2005) de La Revue 3EI, détaillant les principaux constituants du système, la stratégie de commande et le fonctionnement global sont maintenant abordés au travers des situations classiques de fonctionnement du véhicule.

## 8. Stratégie de commande

Parmi les très nombreux modes de fonctionnement de ce système hybride, quelques situations classiques vont maintenant être étudiées au travers d'exemples concrets. Ces situations vont mettre en évidence la stratégie de commande des différentes machines, illustrée par le diagramme figure 20.

L'étude sera menée après les premières minutes de fonctionnement, pendant lesquelles est réalisé le préchauffage du moteur essence. Durant cette phase, la stratégie de commande du système est alors légèrement différente du fonctionnement normal (l'objectif est d'améliorer les performances vis-à-vis des émissions, notamment lors d'un démarrage à froid).

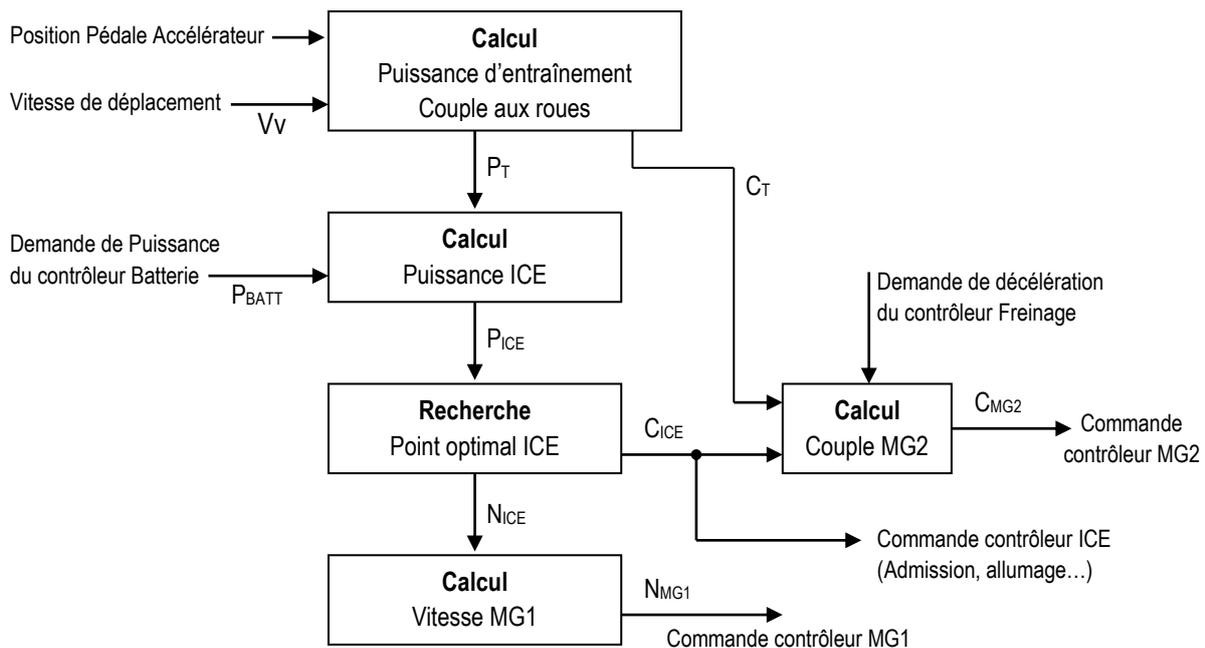


Figure 20 : Stratégie de commande du système hybride

**9. Situation n°1**

La voiture roule à 40 km/h sur le plat, le conducteur appuie sur la pédale d'accélérateur. Cet appui correspond à une demande de puissance d'entraînement de 10 243 W. L'état de charge de la batterie est plutôt bas, le contrôleur batterie demande une puissance de 5000 W (charge).

**9.1. Calculer les valeurs de  $N_{MG2}$  et  $C_T$ .**

Rappel :  $N_{MG2} = 36,748 \times V_v$

Donc :  $N_{MG2} = 36,748 \times 40 = 1470 \text{ Tr/min}$

La vitesse de la voiture est proportionnelle à la vitesse de rotation de MG2 (rapport de transmission). La voiture roulant à 40 km/h le rotor de MG2 tournera à 1470 Tr/min.

Le couple à l'entrée de la transmission peut être trouvé à partir de la relation :  $P_T = C_T \cdot N_{MG2} \cdot \pi / 30$

Donc pour transmettre aux roues une puissance de 10243 W il faut un couple  $C_T = 66,54 \text{ N.m}$ .

**9.2. Calculer la valeur de  $P_{ICE}$ .**

Rappel :  $P_T = P_{ICE} - P_{BATT}$

Donc :  $P_{ICE} = 10243 + 5000 = 15243 \text{ W}$

Une partie de la puissance fournie par le moteur essence est utilisée pour faire déplacer la voiture, l'autre partie permet de recharger la batterie.

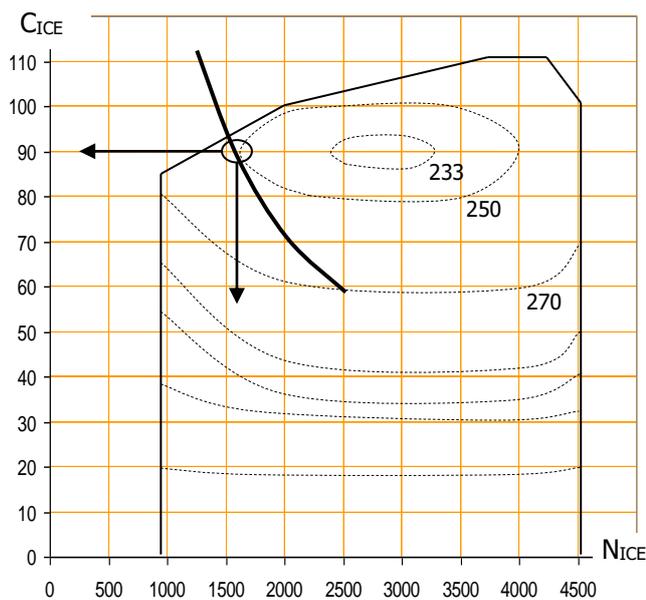
**9.3. Déterminer le point de fonctionnement du moteur essence, pour réduire au maximum la consommation du moteur. En déduire les valeurs de  $C_{ICE}$  et  $N_{ICE}$ .**


Figure 21 : Point de meilleur rendement pour 15243 W

L'hyperbole correspondant à la puissance moteur de 15243 W est pratiquement tangente à la courbe d'iso-consommation de 250 g/kWh. Le point de fonctionnement donnant le meilleur rendement du moteur à cette puissance est donc :

$$C_{ICE} = 90 \text{ N.m}$$

$$N_{ICE} = 1617 \text{ Tr/min}$$

Le rendement du moteur est alors de 32,6 %

**9.4. Calculer les valeurs de  $C_{MG1}$  et  $C_S$ .**

Rappel :  $C_{MG1} = C_{ICE} / 3,6$

$$C_S = C_{ICE} \times 2,6/3,6$$

Grâce au répartiteur de puissance mécanique PSD, une partie (fixe) du couple développé par le moteur essence est transmise à MG1 (28 %) et une autre partie est transmise sur l'arbre de sortie (72 %).

On trouve donc :  $C_{MG1} = 25 \text{ N.m}$

$$C_S = 65 \text{ N.m}$$

**9.5. Calculer la valeur de  $C_{MG2}$ .**

Rappel :  $C_T = C_S + C_{MG2}$

La sortie du PSD étant sur le même arbre que le rotor de MG2, le couple à l'entrée de la transmission est la somme des contributions (sortie PSD + MG2).

Pour transmettre 66,54 N.m aux roues, le moteur essence fournissant 65 N.m en sortie du PSD, MG2 devra fournir le complément, soit  $C_{MG2} = 1,54 \text{ N.m}$ .

**9.6. Calculer la valeur de  $N_{MG1}$ .**

La raison du train épicycloïdal impose le rapport des vitesses :

Rappel :  $N_{MG1} = 3,6 \times N_{ICE} - 95,545 \times V_v$

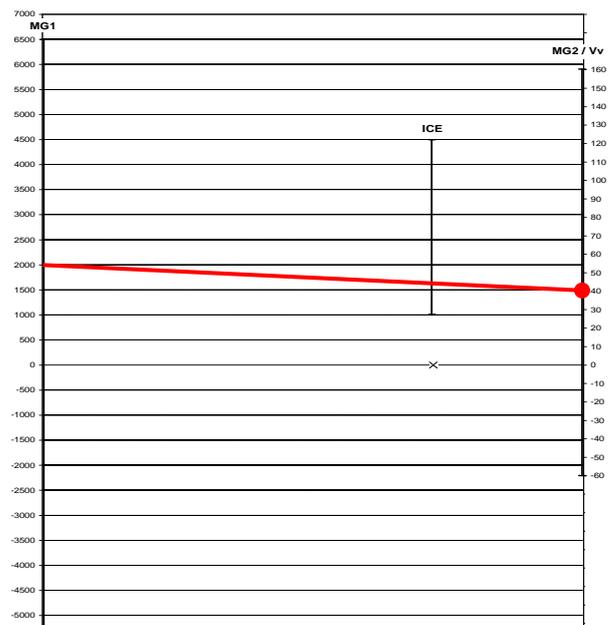


Figure 22 : Détermination simplifiée des vitesses



Pour une vitesse de déplacement donnée (40 km/h), si l'on veut faire tourner le moteur essence à 1617 Tr/min (pour obtenir le meilleur rendement), il faudra commander MG1 à une vitesse de 2000 Tr/min. Ce résultat se retrouve par le calcul ou en exploitant l'abaque figure 22.

#### 9.7. Montrer les sens de rotation du PSD.

Les 3 vitesses étant positives, les éléments du PSD tournent en sens direct (figure 23).

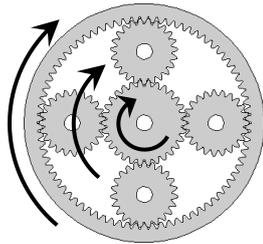


Figure 23 : Mouvements du PSD

#### 9.8. Calculer les valeurs de $P_{MG1}$ et $P_{MG2}$ .

$$P_{MG1} = C_{MG1} \times N_{MG1} \times \pi / 30 = 5237 \text{ W}$$

$$P_{MG2} = C_{MG2} \times N_{MG2} \times \pi / 30 = 237 \text{ W}$$

Ces valeurs montrent bien une charge de la batterie à la valeur désirée :  $P_{BATT} = P_{MG1} - P_{MG2} = 5000 \text{ W}$ .

MG1 fonctionne en générateur et MG2 en moteur.

9.9. Exprimer en pourcentage, l'apport de MG2 dans la propulsion de la voiture. Comment pourrait-on augmenter cet apport et quelle en serait la conséquence ?

Le bilan de puissance (figure 24) montre que MG2 ne participe pas beaucoup à l'effort de traction.

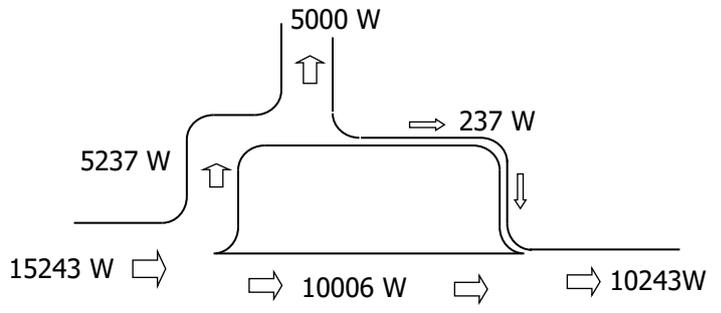


Figure 24 : Transferts de puissance en situation n°1

Proportion de  $237 / 10243$ , soit  $\approx 2,3 \%$  pour l'apport de MG2 dans la propulsion de la voiture. Pour augmenter  $P_{MG2}$  il faudrait augmenter  $P_{MG1}$  de la même quantité ( $P_{MG1} - P_{MG2} = P_{BATT} = \text{Constante}$ ) et donc commander MG1 à une vitesse plus élevée.

Cependant, une augmentation de  $N_{MG1}$  entraînerait une augmentation de  $N_{ICE}$  (figure 22), donc un point de fonctionnement de moins bon rendement. La consommation de la voiture serait plus importante.

La voiture étant en phase d'accélération, pour maintenir le même régime ICE, il faut diminuer  $N_{MG1}$  au fur et à mesure que  $V_v$  augmente.

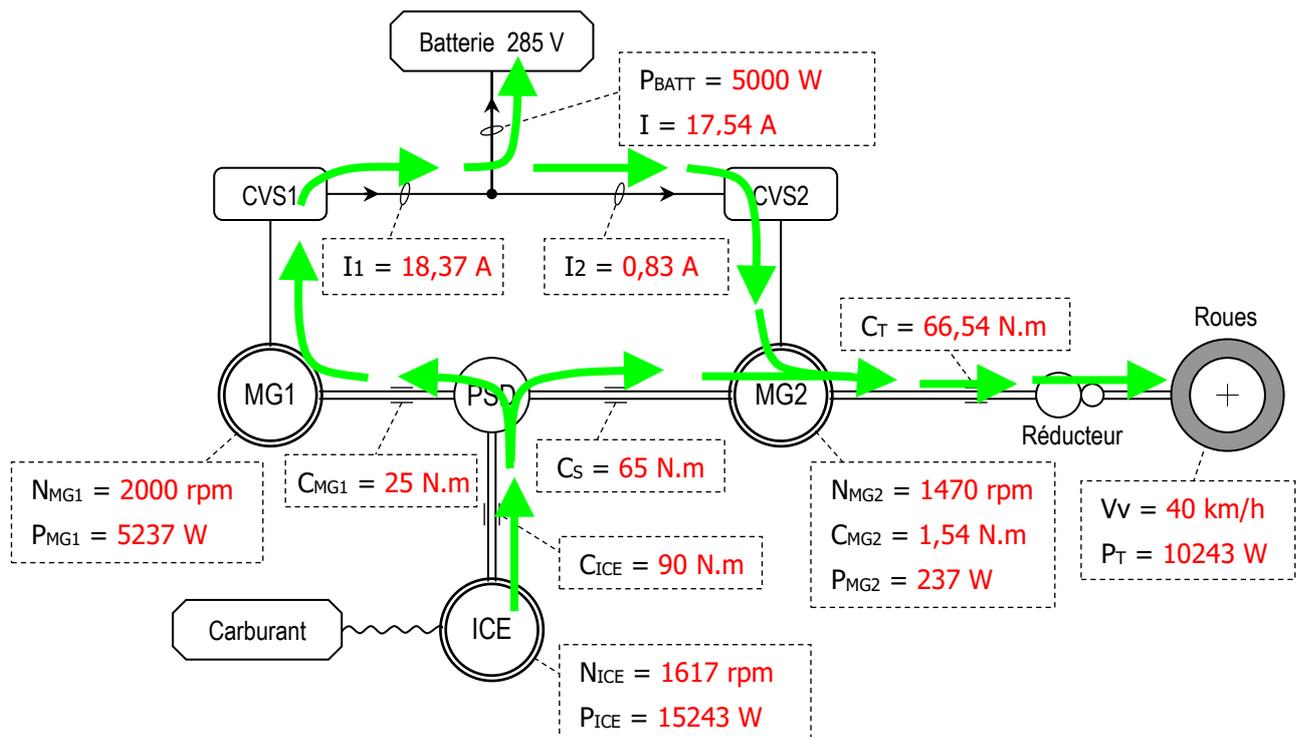


Figure 25 : Bilan de la situation n°1

### 10. Situation n°2

La voiture roule maintenant à une vitesse constante de 110 km/h sur le plat, ce qui correspond à une puissance d'entraînement de 19 052 W.

Le contrôleur batterie demande toujours une charge, avec  $P_{BATT} = 5\ 000\ W$ .

Etudier le comportement du système.

$V_V = 110\ km/h$  donc  $N_{MG2} = 4042,3\ Tr/min$

Pour transmettre une puissance de 19 052 W aux roues, il faut un couple  $C_T = 45\ N.m$ .

Le moteur essence doit fournir 24 052 W (avance véhicule + charge batterie). Le point de fonctionnement optimal est de 90 N.m ; 2552 Tr/min (figure 26).

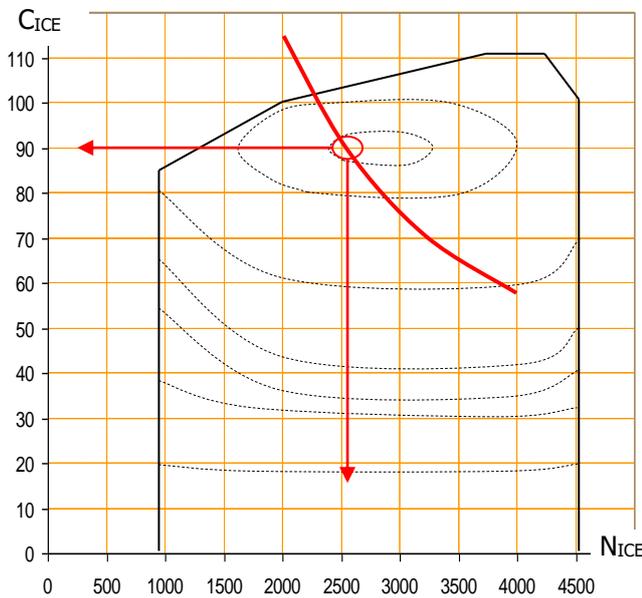


Figure 26 : Point de meilleur rendement pour 24052 W

Pour faire tourner le moteur essence à 2552 Tr/min il faut commander MG1 à -1324 Tr/min (figure 28).

Pour éviter une augmentation du régime du ICE qui réduirait son rendement, la machine MG1 est commandée en sens inverse (figures 27 et 28). En effet, un maintien de MG1 à 2000 Tr/min engendrerait une vitesse  $N_{ICE} = 3475\ Tr/min$ , donc un moins bon rendement.

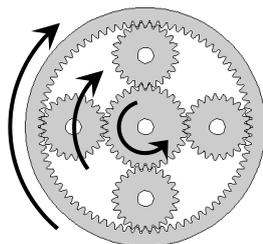


Figure 27 : Mouvements du PSD

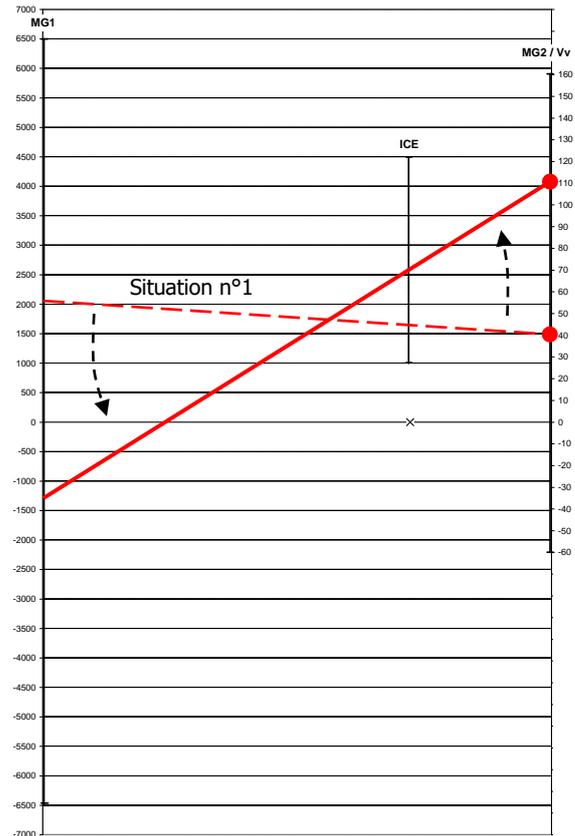


Figure 28 : Evolution des vitesses

Le couple développé par le moteur essence est réparti par le PSD en  $C_{MG1} = 25\ N.m$  et  $C_S = 65\ N.m$ .

MG1 fonctionne en moteur et  $P_{MG1} = -3466\ W$ .

MG2 fonctionne en générateur. En effet, il faut 45 N.m pour la traction et l'on a 65 N.m en sortie PSD. La différence correspond au couple sur MG2, donc un couple servant à produire de l'électricité via MG2. La puissance  $P_{MG2}$  est égale à - 8466 W.

Les valeurs de  $P_{MG1}$  et  $P_{MG2}$  vérifient la demande de charge de la batterie :  $P_{BATT} = P_{MG1} - P_{MG2} = 5000\ W$ .

Les figures 29 et 30 montrent les transferts de puissance.

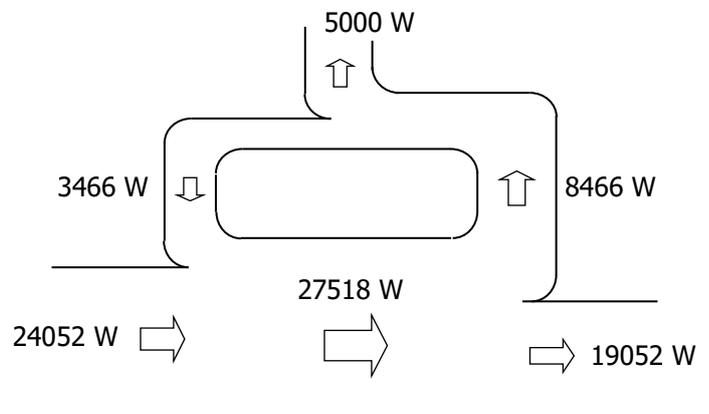


Figure 29 : Transferts de puissance en situation n°2

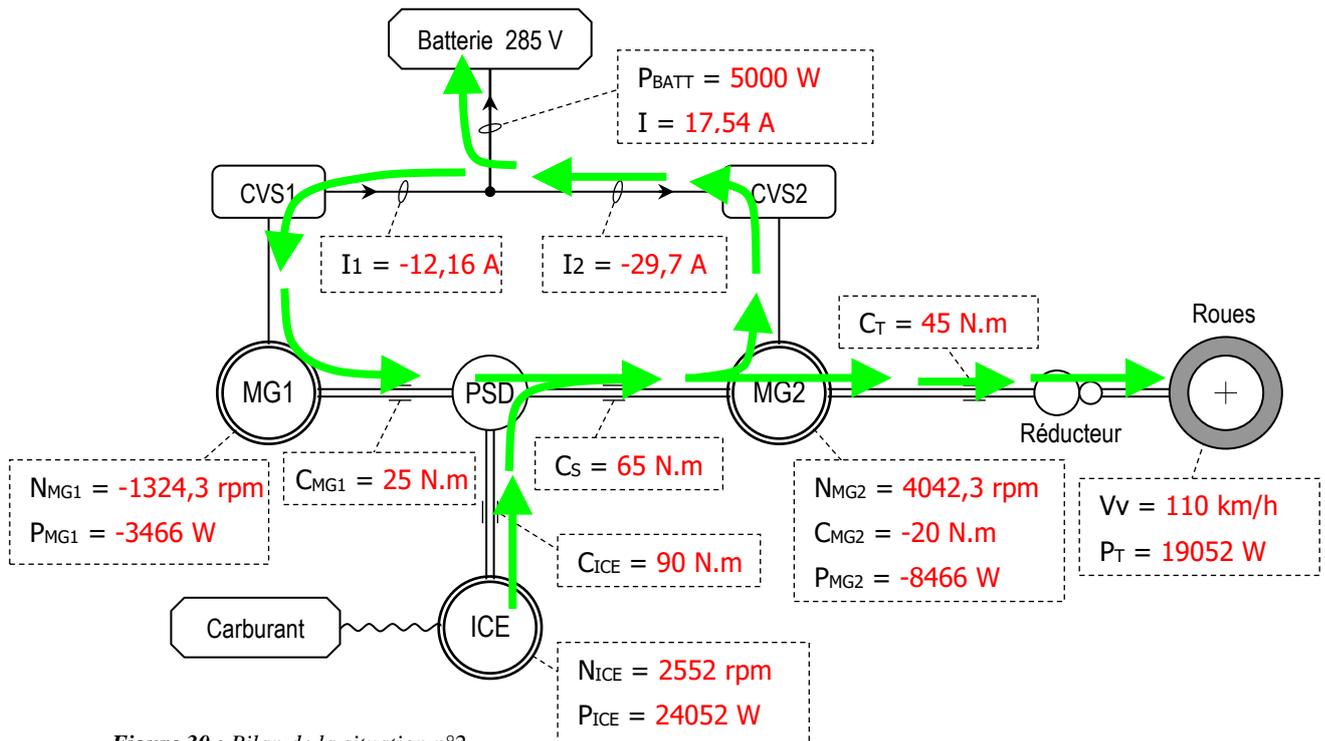


Figure 30 : Bilan de la situation n°2

### 11. Situation n°3

La voiture roule maintenant à une vitesse constante de 80 km/h sur le plat, ce qui correspond à une puissance d'entraînement de 9 340 W. L'état de charge de la batterie est suffisant, le contrôleur batterie ne demande pas de charge.

#### 11.1. Le moteur essence peut-il être arrêté ?

A 80 km/h, un arrêt de la rotation du ICE engendrerait une survitesse sur MG1. Une propulsion uniquement électrique est donc impossible (il a déjà été démontré que celle-ci ne pouvait intervenir qu'en dessous de 68 km/h).

Une aide de la batterie (décharge) ne serait pas intéressante, puisque le soulagement du moteur ICE engendrerait son fonctionnement à faible charge et donc une détérioration de son rendement.

#### 11.2. Etudier le comportement du système.

$V_v = 80 \text{ km/h}$  donc  $N_{MG2} = 2940 \text{ Tr/min}$

Pour transmettre une puissance de 9 340 W aux roues, il faut un couple  $C_T = 30,34 \text{ N.m}$ .

Le moteur essence doit fournir 9 340 W (seulement pour l'avance du véhicule). Le point de fonctionnement optimal est de 80 N.m ; 1115 Tr/min (figure 31).

Pour obtenir cette vitesse, il faut commander MG1 à -3630,4 Tr/min (figure 32). Le mouvement du PSD est semblable au cas de la figure 27.

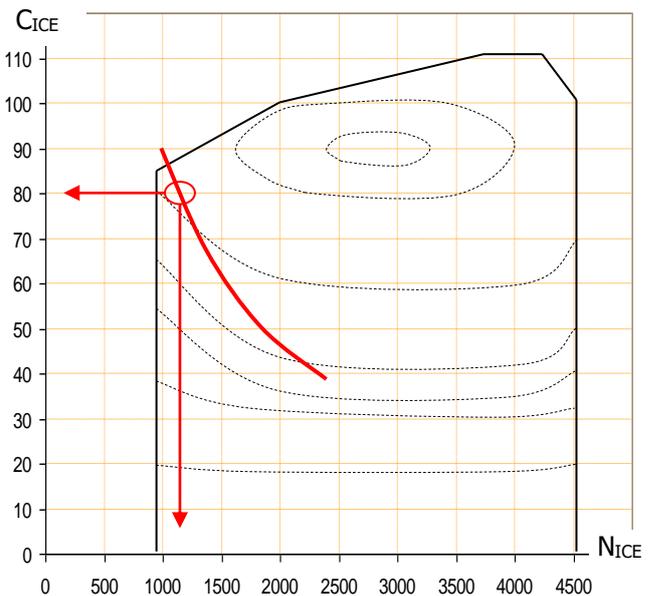


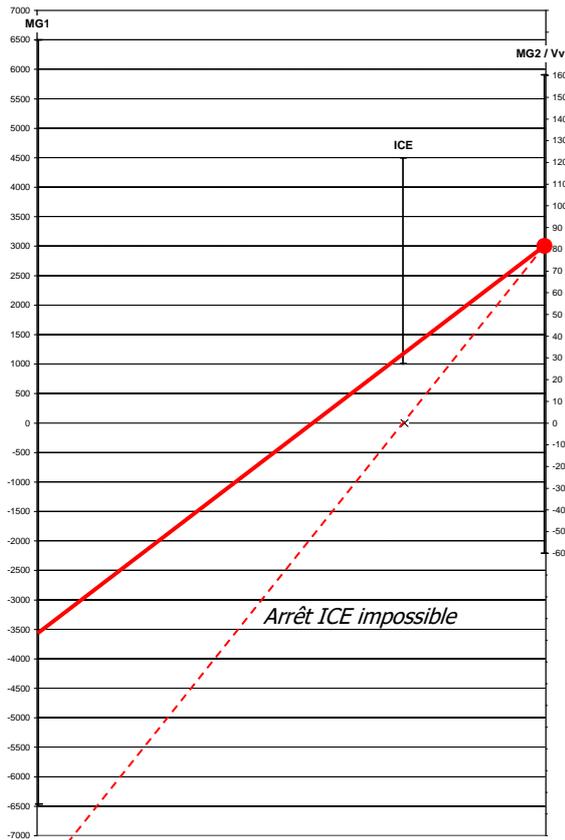
Figure 31 : Courbe de fonctionnement en situation n°3

Le couple développé par le moteur est réparti par le PSD en  $C_{MG1} = 22,2 \text{ N.m}$  et  $C_S = 57,8 \text{ N.m}$ .

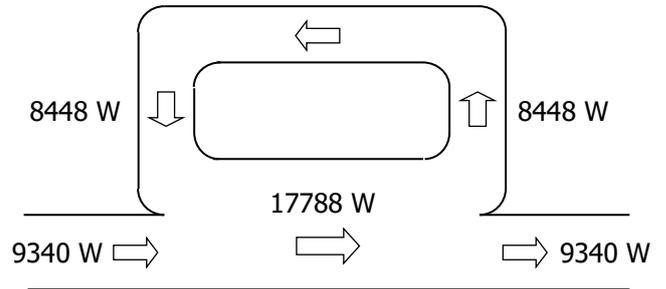
MG1 fonctionne en moteur et  $P_{MG1} = -8448 \text{ W}$ .

MG2 fonctionne en générateur (plus de couple en sortie du PSD que n'en demande la transmission). La puissance  $P_{MG2}$  est égale à - 8448 W.

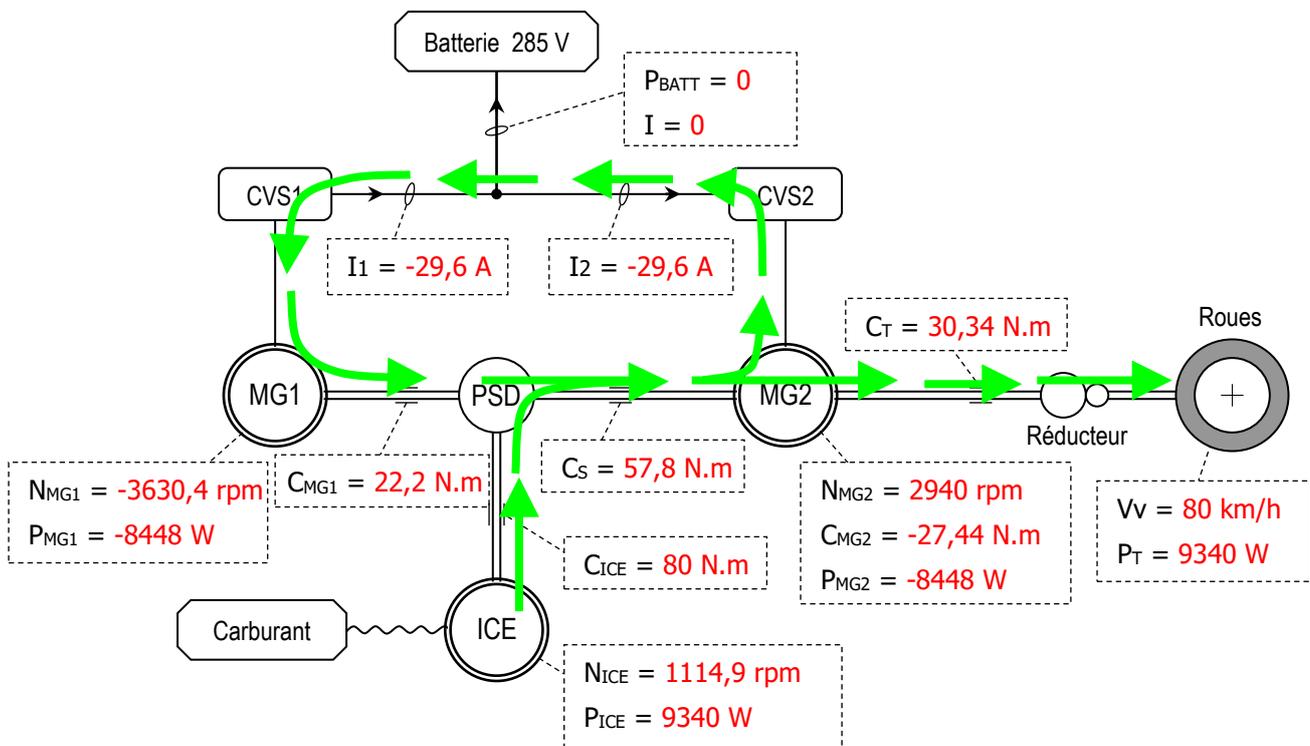
Les valeurs de  $P_{MG1}$  et  $P_{MG2}$  vérifient l'inutilisation de la batterie :  $P_{BATT} = P_{MG1} - P_{MG2} = 0 \text{ W}$ .


**Figure 32 : Vitesses en situation n°3**

Les figures 33 et 34 montrent les transferts de puissance.


**Figure 33 : Transferts de puissance en situation n°3**

La réduction de  $N_{MG1}$  réduirait la puissance dans la « boucle de dérivation », mais détériorerait le rendement du moteur essence. En tenant compte du rendement des machines électriques et de leurs convertisseurs, on fait apparaître les pertes dans la boucle de dérivation. Pour que l'ensemble soit optimisé, il faut que l'augmentation de  $N_{MG1}$  provoque une réduction des pertes dans ICE supérieure à l'augmentation des pertes dans la boucle. Question de compromis...


**Figure 34 : Bilan de la situation n°3**



## 12. Situation n°4

La voiture roule toujours à 80 km/h, mais la route est en pente montante et le conducteur souhaite réaliser un dépassement. En appuyant sur la pédale d'accélérateur, cette demande se traduit par une puissance d'entraînement de 48 kW. L'état de charge de la batterie est satisfaisant.

12.1. Etudier le comportement du système.

On choisira le point de fonctionnement du moteur ICE à 90 N.m ; 3000 Tr/min.

La puissance maximale du ICE est de 52 kW, elle serait donc suffisante pour que le ICE assure seul la traction de la voiture. Cependant, le point de fonctionnement serait dans une zone (très proche des limites du moteur) où le rendement serait moins bon que le point choisi (figure 35).

Le point choisi correspond à une puissance  $P_{ICE}$  de 28 274 W, avec un rendement quasi maximum. Le complément de puissance est fourni par la batterie, soit une valeur  $P_{BATT} = 19\,726$  W. La batterie peut fournir cette puissance (inférieure à 21 kW).

Le moteur ICE est en service, MG1 fonctionne en générateur, MG2 fonctionne en moteur et la batterie se décharge (figures 36 et 37).

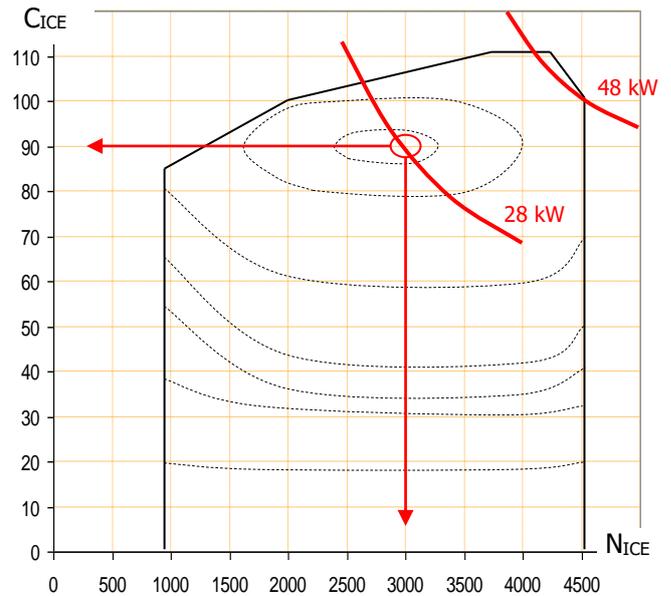


Figure 35 : Point de fonctionnement en situation n°4

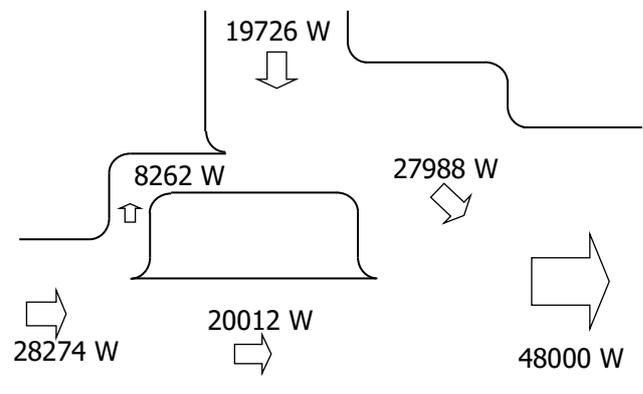


Figure 36 : Transferts de puissance en situation n°4

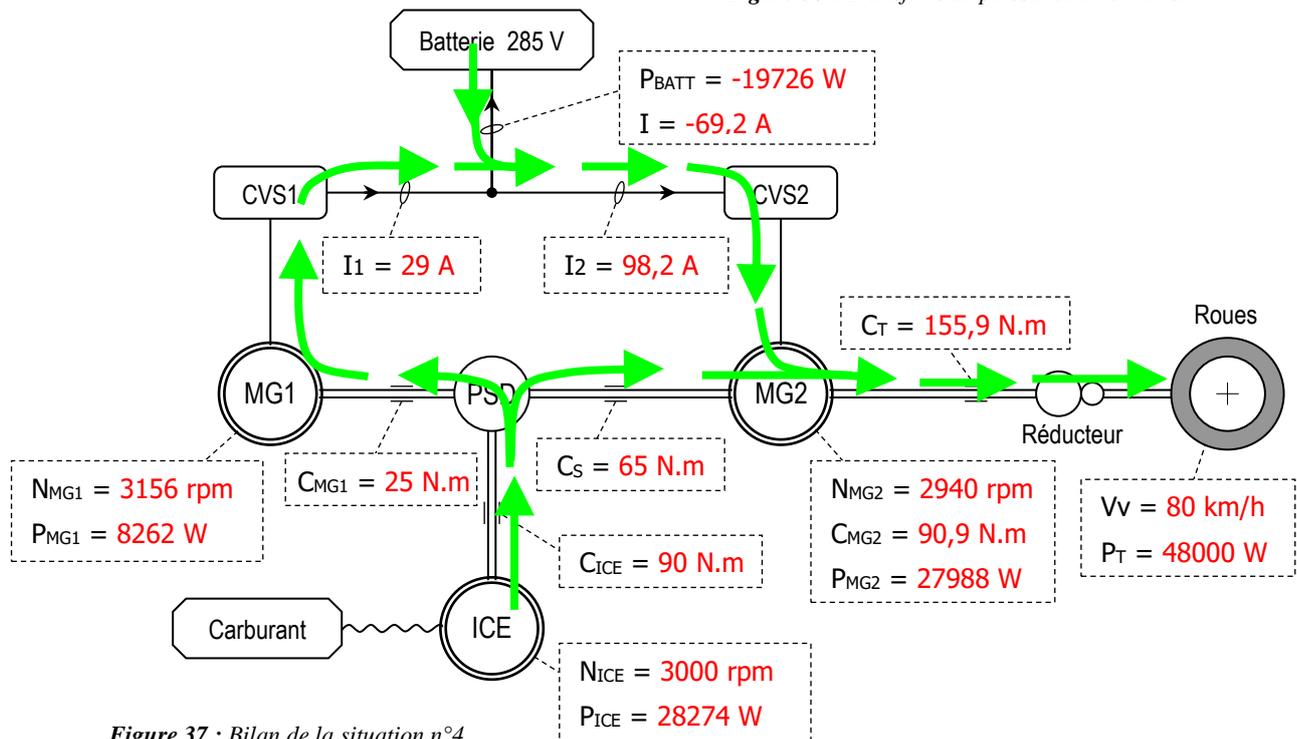


Figure 37 : Bilan de la situation n°4

**13. Situation n°5**

La voiture descend une légère pente à 80 km/h. Cette pente n'est pas suffisante pour récupérer de l'énergie, mais la gravité aide le mouvement de la voiture. Ainsi la puissance nécessaire à l'entraînement est réduite à 1000 W (au lieu des 9340 W sur le plat).

L'état de charge de la batterie est toujours suffisant, une charge n'est pas nécessaire.

**13.1. Le moteur essence peut-il être arrêté ?**

Que peut-on dire de la consommation du moteur essence, s'il participait seul à la propulsion de la voiture ?

Le moteur ICE doit tourner pour éviter une survitesse de MG1. La puissance nécessaire à la traction est faible (aide de la gravité). Si le moteur ICE était utilisé seul, il fonctionnerait avec un mauvais rendement. Une charge mécanique supplémentaire pourrait lui être appliquée en produisant de l'électricité, à condition que la batterie puisse la recevoir. Mais, dans le cas d'une batterie avec un état de charge haut, ce fonctionnement ne peut être envisagé.

Plutôt que de faire fonctionner le moteur ICE avec un mauvais rendement, et puisque la batterie est suffisamment chargée, la commande du moteur ICE sera coupée et la propulsion sera uniquement électrique. L'arbre de ICE tourne cependant et sa vitesse est contrôlée par MG1. La puissance reçue par le moteur essence correspond à ses pertes.

Pour la suite, le moteur essence tourne mais l'admission de carburant est coupée et l'allumage non commandé. Le pilotage du système assurera une vitesse minimale  $N_{ICE} = 1000$  Tr/min. Dans ces conditions, le couple résistant de l'arbre moteur sera supposé tel que  $C_{ICE} = -3,6$  N.m.

**13.2. Etudier le comportement du système.**

Si la vitesse de la voiture n'était pas aussi élevée, on pourrait arrêter la rotation du moteur ICE (MG1 tournerait en dessous de 6500 Tr/min).

Le moteur ICE est « récepteur », MG1 fonctionne en générateur, MG2 fonctionne (seul) en moteur et la source d'énergie est la batterie.

Les figures 38 et 39 donnent le détail du fonctionnement dans cette situation.

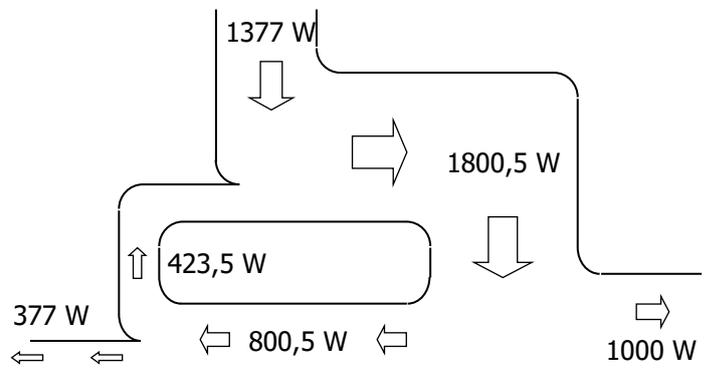


Figure 38 : Transfers de puissance en situation n°5

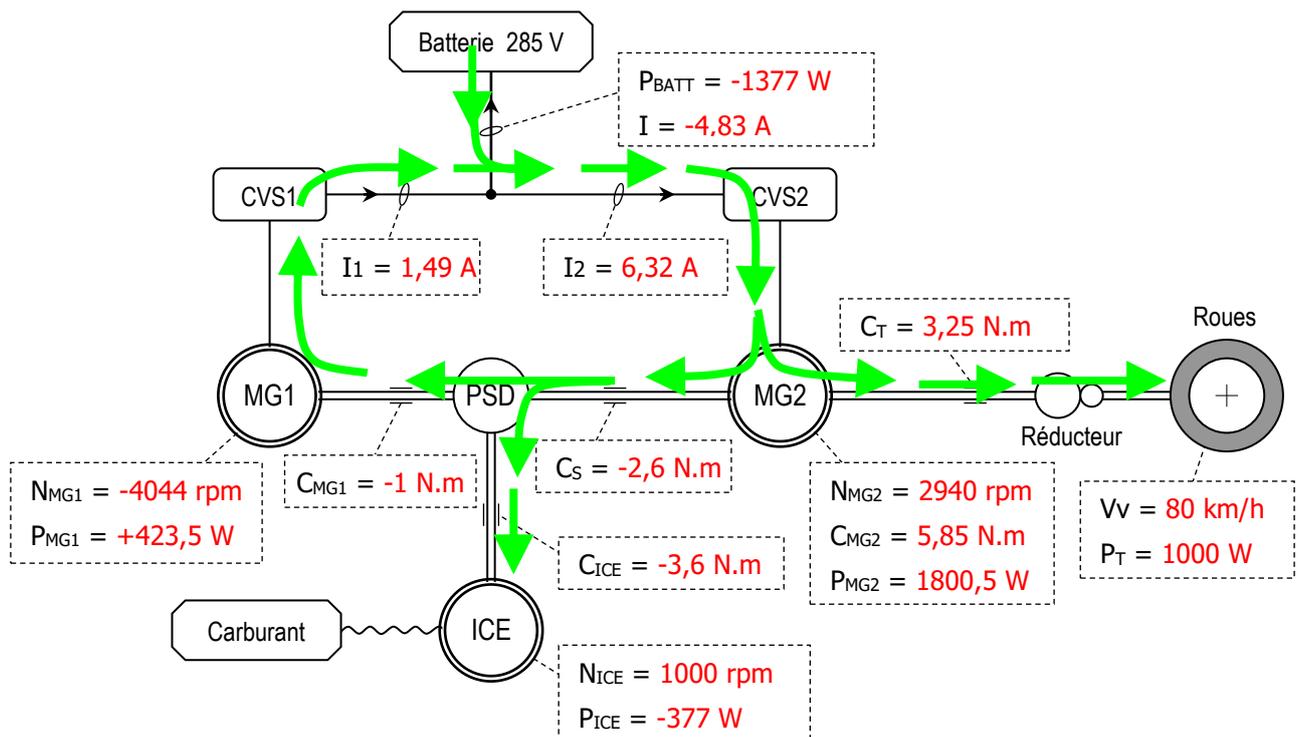


Figure 39 : Bilan de la situation n°5



#### 14. Situation n°6

La voiture roule à une vitesse stabilisée de 40 km/h sur le plat. La batterie est suffisamment chargée, le système peut passer en mode VE (mode Véhicule Electrique, donc traction avec la seule motorisation électrique).

14.1. Rappeler la vitesse maximale de la voiture en mode VE. Calculer la puissance nécessaire pour propulser la voiture à cette vitesse (stabilisée). Conclure en comparant cette valeur à la puissance maximale de la batterie.

Pour les basses vitesses, si le conducteur ne demande pas trop de puissance (accélérations douces, vitesse stabilisée...) et si la batterie est suffisamment chargée, le système peut passer en mode VE.

La vitesse maximale en mode VE est de 68 km/h. A cette vitesse il faut 6744 W pour propulser la voiture, ce qui est très inférieur à la puissance maximale de la batterie ( $\approx 22$  kW). Cette marge laisse la possibilité d'accélération en mode VE (sans démarrage ICE). Mais plus on reste longtemps en mode VE, plus la batterie se décharge et plus la probabilité de voir démarrer le ICE est grande (retour en situation 1).

#### 14.2. Etudier le comportement du système.

Cette situation est relativement simple à étudier. Le répartiteur de puissance PSD n'intervient plus (bien qu'il y ait mouvement de ces éléments...). L'énergie est prise de la batterie et convertie en énergie mécanique par MG2.

Ce mode de fonctionnement est semblable à celui d'un véhicule électrique classique.

Il est possible d'utiliser ce mode pour le fonctionnement en marche arrière (le véhicule n'est pas équipé de boîte de vitesses...).

Les figures 40 et 41 donnent les valeurs numériques des grandeurs dans cette situation.

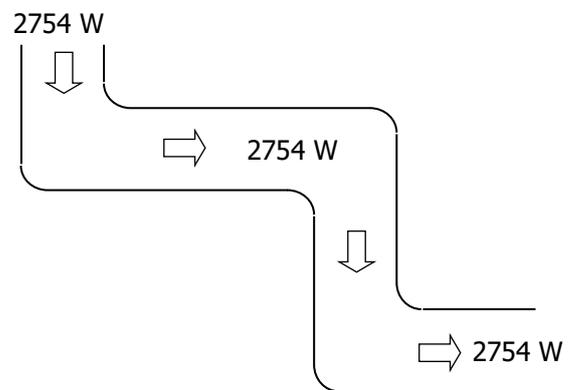


Figure 40 : Transferts de puissance en situation n°6

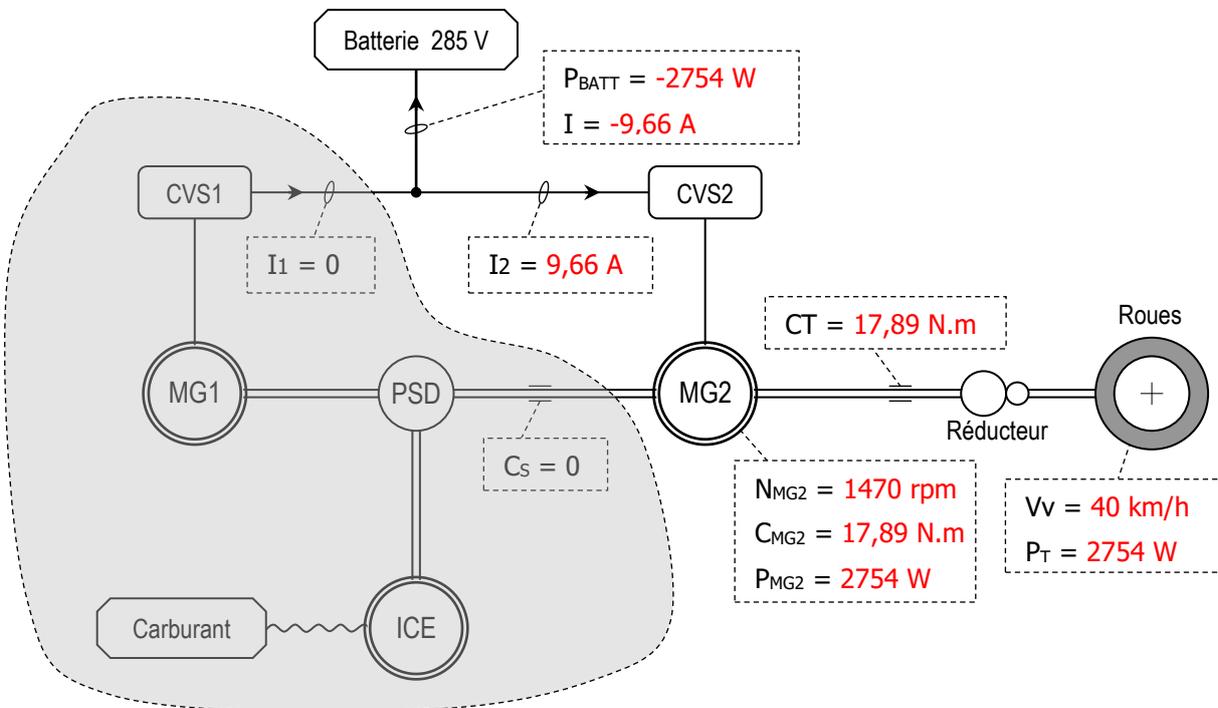


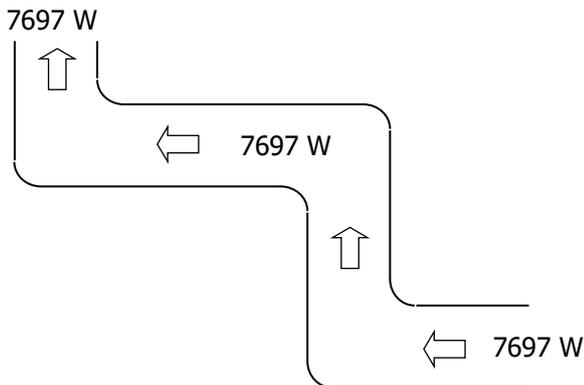
Figure 41 : Bilan de la situation n°6

**15. Situation n°7**

La voiture roule à 40 km/h et le conducteur appuie sur la pédale de frein. Cette action correspond à un couple de freinage de 50 N.m.

**15.1. Etudier le comportement du système.**

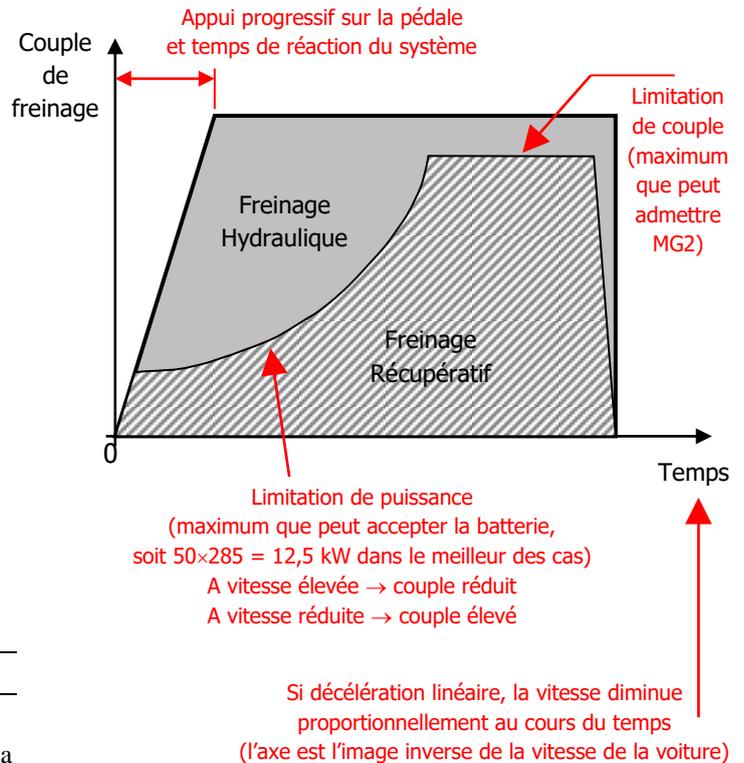
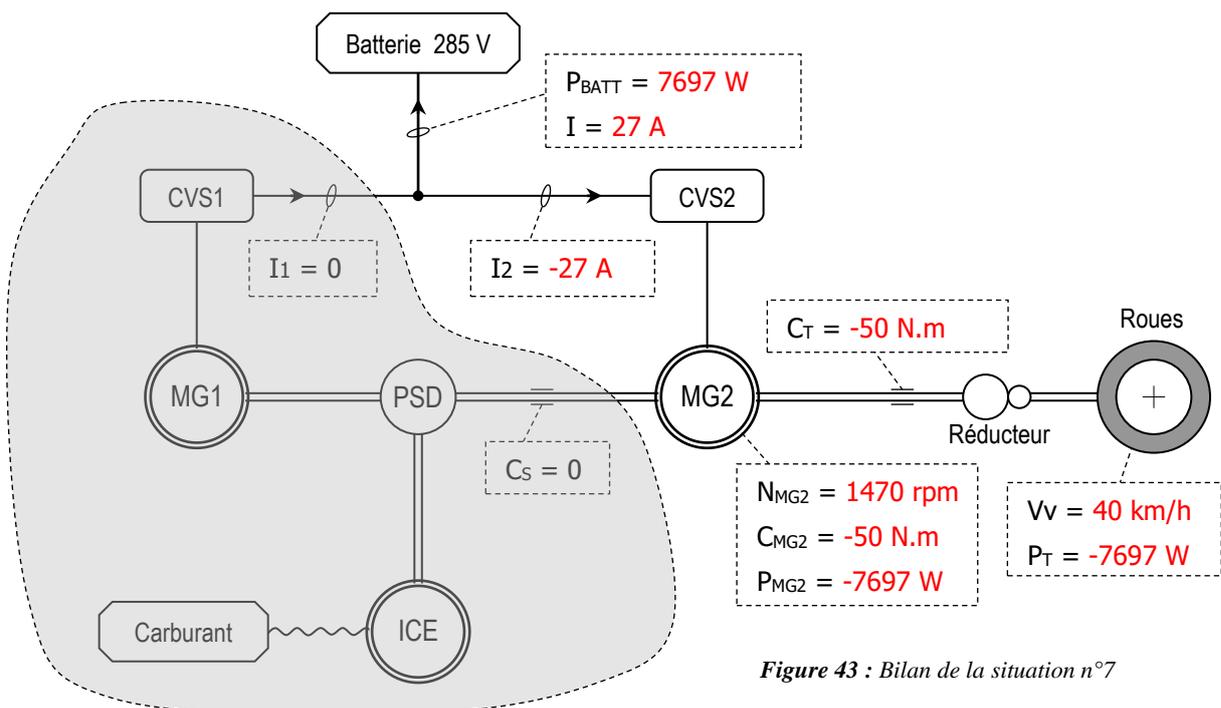
L'énergie cinétique est récupérée par l'intermédiaire de MG2 qui recharge la batterie.


**Figure 42 : Transfers de puissance en situation n°7**
**15.2. Par quoi est limité le freinage récupératif ?**

Le freinage récupératif est limité par :

- La puissance maximale que peut accepter la batterie (50 A sous 285 V)
- Le couple maximal que peut accepter MG2 (300-350 N.m en dessous de 1000 rpm)

Lors d'un freinage important, le freinage récupératif est combiné au freinage hydraulique pour permettre l'arrêt de la voiture dans les meilleures conditions.


**Figure 44 : Combinaison du freinage**

**Figure 43 : Bilan de la situation n°7**



## 16. Conclusion

Inspirée du modèle Prius THS de Toyota, cette étude en reprend la structure du groupe moto-propulseur. Ce système a fait ses preuves depuis une dizaine d'années et a montré les gains significatifs qu'il apporte en terme de réduction de consommation et d'émissions sur différentes voitures de série.

La combinaison des structures hybrides série et parallèle permet de bénéficier de leurs avantages respectifs. En effet, la structure série permet d'optimiser le fonctionnement du moteur essence et la structure parallèle évite la perte de rendement dans les éléments en cascade de la chaîne de conversion série.

Cependant, l'association parallèle-série nécessite une répartition de puissance entre la motorisation essence et la motorisation électrique. Dans l'étude proposée, cette répartition est réalisée mécaniquement.

L'ensemble MG1-PSD-MG2 peut être vu dans sa globalité comme un organe permettant d'exploiter séparément les deux sources d'énergie (carburant et batterie), tout en rendant indépendant le régime du moteur essence de la vitesse de déplacement de la voiture (figure 44).

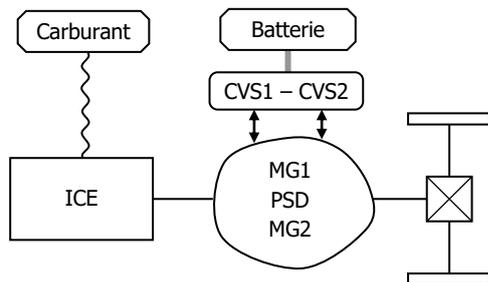


Figure 44 : Répartition mécanique étudiée

Contrairement au système étudié, la répartition de puissance peut être électrique. La figure 45 en montre le principe. Une machine électrique spéciale, dont le rotor et le stator peuvent tourner, réalise « un accouplement glissant » entre la transmission et le ICE. L'indépendance du régime moteur essence doit être réalisé par le contrôle de cette machine spéciale.

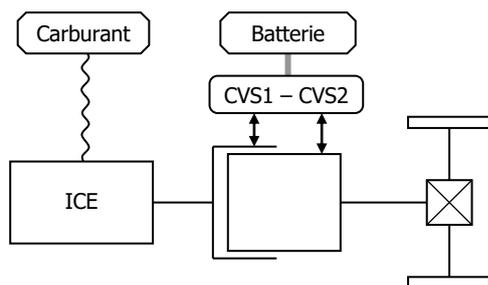


Figure 45 : Concept de répartition électrique

Malgré les hypothèses simplificatrices nécessaires pour une exploitation pédagogique centrée sur les transferts d'énergie, l'étude tente de montrer les principes de fonctionnement le plus fidèlement possible. Les situations détaillées ont été choisies pour illustrer différentes conversions d'énergie, mais beaucoup d'autres conditions de fonctionnement pourraient être étudiées (marche arrière, démarrage ...).

Complexe, mais très riche (en tout cas plus complexe que ne le laisse supposer les descriptions commerciales ou de vulgarisation), ce thème d'actualité permet un approfondissement des connaissances associées aux conversions électromécaniques. Les notions de couple, de vitesse et de réversibilité, toujours difficile à faire assimiler à nos étudiants, sont ici au cœur du problème.

## 17. Quelques références

[www.toyota.fr](http://www.toyota.fr)

[www.jantzen.nl/prius](http://www.jantzen.nl/prius)

[www.Educauto.org](http://www.Educauto.org) ; Michel Martin, Info Tech n°5

[www.clean-auto.com](http://www.clean-auto.com)

[www.cleangreencar.co.nz](http://www.cleangreencar.co.nz)

<http://home.earthlink.net/~graham1>

<http://pboursin.club.fr/pgvge8.htm>

<http://john1701a.com/navigate.htm>

Mémento de technologie automobile, Bosch, 2<sup>ème</sup> édition.

Construction mécanique – Transmission de puissance, F. Esnault, Dunod.

R. Apter, C. Finidori, M. Präthaler, *Impact des véhicules hybrides sur l'environnement*.

Dave Hermance, *Toyota Hybrid System*, Toyota Technical Center, USA.

*Toyota Hybrid System*, Toyota Press information PR-E-9706, May 1997.

*Toyota Hybrid System THS II Hybrid Synergy Drive*, Toyota Motor Corporation, May 2003.

B. Jeanneret, R. Trigui, F. Badin, F. Harel, *New Hybrid concept simulation tools, evaluation on the Toyota Prius car*, The 16<sup>th</sup> International electric vehicle symposium, 13-16 octobre 1999, Beijing, China.

B. Jeanneret, F. Harel, F. Badin, R. Trigui, F. Damemme, J. Lavy, *Evaluation des performances du véhicule Toyota Prius*.

# Les convertisseurs DC-DC basics et quadratics

Hubert RAZIK

GREEN-UHP

Faculté des Sciences, BP 239

54 506 Vandoeuvre-Lès-Nancy, CEDEX

mél : Hubert.Razik@green.uhp-nancy.fr

**Résumé :** La conversion de tension continue vers continue sur une grande plage d'atténuation engendre quelques soucis d'un point de vue pratique. Comment s'assurer d'un rapport cyclique proche de zéro (en pratique) ? Comment s'assurer de la conduction des composants de l'électronique de puissance durant moins de quelques microsecondes (en pratique) ? Ce document décrit succinctement quelques structures de la conversion habituelle et quadratique. De futurs articles illustreront les structures ici présentées grâce notamment à des simulations à l'aide d'un logiciel dédié.

## 1. Introduction

La conversion d'énergie se fait habituellement grâce à des structures de type abaisseur de tension, élévateur de tension voire abaisseur-élévateur de tension continue vers une autre tension continue. Cependant, lorsque le rapport cyclique devient proche de zéro, des soucis d'ordre pratique viennent altérer le fonctionnement du convertisseur. En effet, comment s'assurer d'un rapport cyclique proche de zéro (ou proche de un) ? Comment s'assurer que le composant de l'électronique de puissance a un état passant ou bloqué durant quelques microsecondes ? Voici quelques questions embarrassantes auxquelles nous sommes confrontés et auxquelles nous nous proposons de répondre.

Pour cela, nous présenterons dans un premier temps les structures classiques de la conversion DC-DC :

- ⇒ Le convertisseur abaisseur de tension,
- ⇒ Le convertisseur élévateur de tension,
- ⇒ Le convertisseur abaisseur-élévateur de tension.

## 2. Le convertisseur de tension habituel

Ce type de convertisseur est basé sur le stockage d'énergie dans un élément inductif ( $L$ ) pendant un temps  $\alpha T$  et la restitution de cette énergie pendant le reste du temps (c'est-à-dire pendant  $(1 - \alpha)T$ ). Les structures d'un convertisseur de tension sont issues d'une réflexion basée sur la topologie des convertisseurs. En fait, la réflexion est menée sur l'association des composants qui sont :

- ⇒ La diode,
- ⇒ Le transistor,
- ⇒ L'inductance,
- ⇒ Le condensateur

L'association de ces composants a pour contrainte que la source de tension est parfaite. Par conséquent, nous ne pouvons procéder à un court-circuit (mise en parallèle d'un transistor sur cette source de tension).

La structure générale permettant d'aboutir à la mise en exergue des différentes structures de la conversion d'une tension continue vers une autre est donc basée sur celle-ci :

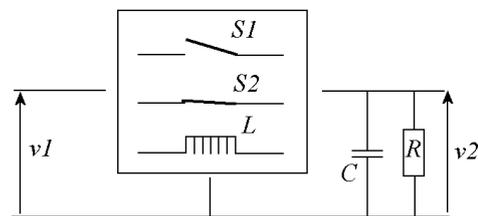


Figure 1: Structure de réflexions

Les différents éléments constitutifs de cette structure sont :

- $v1$  : la tension d'entrée du montage
- $v2$  : la tension de sortie du montage
- S1 : élément de commutation
- S2 : élément de commutation
- C : condensateur de filtrage
- L : inductance de stockage
- R : élément résistif représentant la charge.

L'étude est en somme toute simple car il suffit de permuter les éléments constitutifs pour aboutir à trois structures que nous qualifierons d'élémentaires. Il faudra s'assurer de respecter deux règles élémentaires relevant du bon sens et que nous rappelons :

1. on ne peut pas interrompre le courant circulant dans une inductance : un chemin de circulation doit lui être proposé ( $u(t) = L di(t) / dt$ ).
2. on ne pas interrompre la tension au bornes d'un condensateur ( $i(t) = C d v_c(t) / dt$ ).



Nous proposons dans cet article de développer l'élaboration des trois structures basiques en tensions.

### 3. Le convertisseur abaisseur de tension

Ce type de convertisseur est basé sur la structure suivante où l'on aura pris soin de s'assurer qu'aucun court-circuit ne sera possible et ce, quel que soit l'état de conduction des composants.

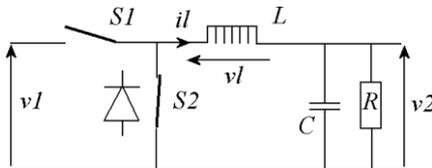


Figure 2: Structure abaisseur de tension (Buck)

Ce montage est issu d'une réflexion sur la structure en respectant les deux contraintes élémentaires rappelées ci-dessus. Les composants S1 et S2 sont associés en série tout en prenant garde que ces deux composants ne soient conducteurs (passants) simultanément. Ceci impose le sens de connexion de la diode (élément S2). De plus, l'élément de commutation qui mènera la cadence de ce montage sera en tête du convertisseur et sera donc un transistor. L'élément S2 sera alors la diode qui est habituellement qualifiée de « roue-libre » afin d'assurer la continuité du chemin pour le courant circulant dans l'inductance L.

### 4. Le convertisseur élévateur de tension

Ce type de convertisseur est basé sur la structure suivante où l'on aura pris soin de s'assurer qu'aucun court-circuit ne sera possible et cela quel que soit l'état de conduction des composants. Cette structure correspond à une rotation des éléments de la structure abaisseur de tension. Bien entendu, le sens de connexion de la diode et du transistor doit être de nouveau étudié.

Nous ne devons pas avoir de court-circuit de la tension de sortie ( $v_2$ ) lorsque le transistor conduit d'une part, et d'autre part, le courant dans l'inductance doit pouvoir circuler constamment. Après quelques réflexions, nous aboutissons à cette structure qui nous est familière.

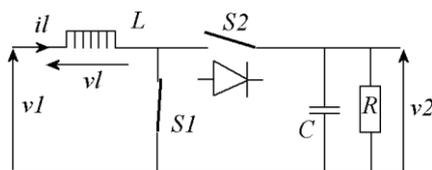


Figure 3: Structure élévateur de tension (Boost)

### 5. Le convertisseur abaisseur-élévateur de tension

Ce type de convertisseur est également issu de la structure de réflexions. Elle constitue donc une des variantes possibles et correspond ici à un montage

abaisseur-élévateur de tension continue. Nous démontrons aisément que le rapport tension de sortie sur la tension d'entrée peut être inférieur comme supérieur à l'unité. De la même manière que précédemment, en prenant soin de ne pas générer de court-circuit mais également d'assurer un chemin pour le courant circulant dans l'inductance, nous aboutissons à ce montage de base.

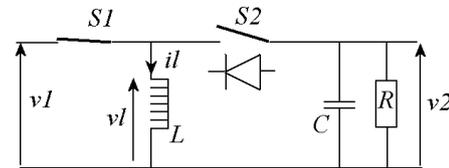


Figure 4: Structure abaisseur-élévateur de tension (Buck-Boost)

Nous pouvons remarquer que ce montage est particulier car il est basé sur un double phénomène d'accumulation de l'énergie lorsque le transistor est conducteur, et de restitution de l'énergie lorsque le transistor ne conduit pas. Le sens du courant dans l'inductance ne pouvant être qu'unidirectionnel, la tension de sortie ( $v_2$ ) sera négative.

### 6. Les relations entrée-sortie en tension

Il est à noter que, sur ces schémas, nous avons représenté l'interrupteur S2 par une diode, et que S1 peut être un transistor. Pour établir une relation liant l'entrée à la sortie, il suffit de considérer que le courant est fini et que la tension moyenne aux bornes de la self est nulle. Soit donc  $\alpha T$ , l'instant de commutation de S1 et de S2. On supposera les tensions d'entrée et de sortie comme étant constantes car on souhaite connaître le rapport de transformation en régime permanent.

#### 6.1 Montage Buck

Nous devons considérer, pour le convertisseur BUCK comme pour les autres, les différentes structures sur une période. Nous entendons par là, la structure correspondante à S1 conducteur, l'autre structure correspondante à S1 bloqué. Pour ce faire, il nous faut évaluer la valeur moyenne de la tension aux bornes de l'inductance pour  $0 < t < \alpha T$  puis pour  $\alpha T < t < T$  sachant que la somme est nulle en régime permanent établi. Soit donc :

$$\int_0^{\alpha T} v_l(t) dt + \int_{\alpha T}^T v_l(t) dt = 0$$

C'est-à-dire :

$$(v_1 - v_2)\alpha T - (v_2)(1 - \alpha)T = 0$$

Par conséquent, nous trouvons la relation d'entrée sur la sortie avec la contrainte  $0 < \alpha < 1$  :

$$v_2 = \alpha v_1$$

### 6.2 Montage Boost

Nous obtenons avec une démarche similaire à la précédente :

$$\int_0^{\alpha T} v_l(t) dt + \int_{\alpha T}^T v_l(t) dt = 0$$

C'est-à-dire :

$$(v_1)\alpha T + (v_1 - v_2)(1 - \alpha)T = 0$$

Par conséquent, nous trouvons la relation d'entrée sur la sortie avec la contrainte  $0 < \alpha < 1$  :

$$v_2 = \frac{v_1}{1 - \alpha}$$

### 6.3 Montage Buck-Boost

Nous obtenons avec une démarche similaire aux précédentes :

$$\int_0^{\alpha T} v_l(t) dt + \int_{\alpha T}^T v_l(t) dt = 0$$

C'est-à-dire :  $(v_1)\alpha T + (v_2)(1 - \alpha)T = 0$

Par conséquent, nous trouvons la relation d'entrée sur la sortie avec la contrainte  $0 < \alpha < 1$  :

$$v_2 = \frac{-\alpha}{1 - \alpha} v_1$$

## 7. L'inductance critique

Les relations précédentes (entrée - sortie) étaient obtenues en considérant un fonctionnement à courant ininterrompu dans l'inductance. Si cette condition n'était pas respectée, les résultats seraient erronés. Aussi, pour s'assurer de ce fonctionnement, il nous faut estimer la valeur de l'inductance  $L$  à adopter. Pour cela, nous cherchons la limite entre ces deux modes de fonctionnement. A des fins de compréhension, nous nous intéresserons au convertisseur Buck.

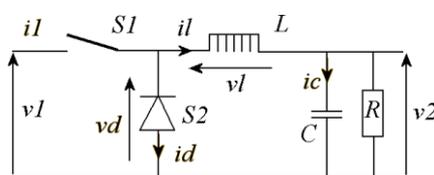


Figure 5: Structure abaisseur de tension (Buck)

La figure suivante représente le cas où la self  $L$  est supérieure à sa valeur critique notée  $L_c$ .

L'inductance critique se définit à  $I_l$  minimale égale à zéro.

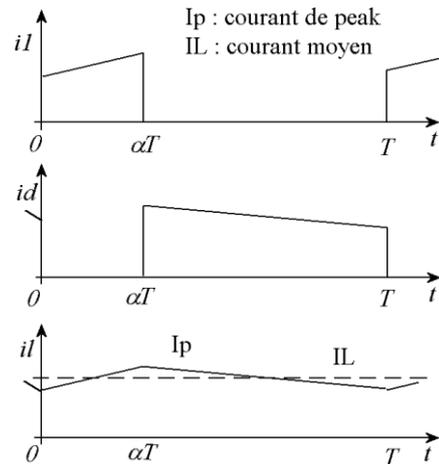


Figure 6: Représentation des différentes ondes

Par conséquent, pour déterminer sa valeur, nous nous plaçons à cette limite. D'où :

$$I_p = 2 I_L = \frac{v_1 \text{ ton}}{L_c} = \frac{v_1 \alpha}{F L_c}$$

Dans le cas d'un convertisseur idéal (donc sans pertes), nous pouvons évaluer les puissances, soit :

$$v_1 \cdot I_L \cdot \alpha = \frac{V_2^2}{R}$$

En combinant cette relation avec celle liant les tensions d'entrée sortie, nous obtenons :

$$L_c = \frac{R(1 - \alpha)}{2F}$$

Si l'on veut adopter une valeur quant à l'inductance critique, il faut se fixer un rapport cyclique minimum et une résistance maximale.

En résumé, pour les trois structures, nous aboutissons aux relations suivantes :

Le convertisseur Buck :

$$L_c = \frac{R(1 - \alpha)}{2F}$$

Le convertisseur Boost :

$$L_c = \frac{R(1 - \alpha^2)\alpha}{2F}$$

Le convertisseur Buck-Boost :

$$L_c = \frac{R(1 - \alpha^2)}{2F}$$

## 8. Quelques variantes de convertisseurs

Nous proposons d'exposer deux variantes de convertisseurs en tension. La première variante est le convertisseur CUK.

### 8.1. Le convertisseur CUK

Cette structure a été proposée par le Docteur Slobodan Cuk en 1977 (California Institute of Technology). L'avantage de ce montage réside dans le fait qu'il suggère d'utiliser deux selfs qui peuvent être couplées de sorte que le courant commuté soit nul (donc il y aurait moins de pertes à la commutation). Sans trop



vouloir rentrer dans des détails, nous allons chercher le rapport entrée-sortie de ce montage que nous représentons ci-dessous.

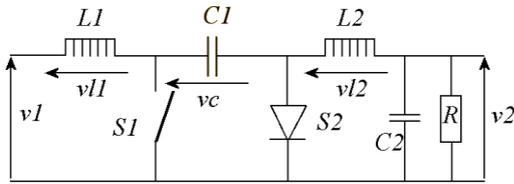


Figure 7: Montage Cuk

Afin de trouver la relation liant l'entrée à la sortie, il faut que l'inductance L2 soit supérieure à sa valeur critique Lc et que la valeur du condensateur C1 soit supérieure à sa valeur critique Cc.

On utilise alors les relations dues aux inductances :

$$\int_0^{\alpha T} vI(t)dt + \int_{\alpha T}^T vI(t)dt = 0$$

C'est-à-dire :  $(v1)\alpha T + (v1 - vC)(1 - \alpha)T = 0$

Par conséquent, nous trouvons la relation d'entrée sur la sortie avec la contrainte  $0 < \alpha < 1$  :

$$vC = \frac{v1}{1 - \alpha}$$

La deuxième relation s'écrit :

$$-(v2 + vC)\alpha T - (v2)(1 - \alpha)T = 0$$

Par conséquent, nous trouvons la relation d'entrée sur la sortie avec la contrainte  $0 < \alpha < 1$  :

$$v2 = -\alpha vC$$

En regroupant les deux relations liant la tension aux bornes du condensateur, nous obtenons :

$$v2 = -\frac{\alpha}{1 - \alpha} v1$$

## 8.2. Le convertisseur SEPIC

La variante du convertisseur CUK est le convertisseur SEPIC (« Single-Ended Primary Inductor Converter » du laboratoire Bell). L'avantage de ce montage réside dans le fait que nous pouvons utiliser un transformateur pour L2 (isolation entrée - sortie). Il est à noter que les deux inductances peuvent être couplées pour avoir des commutations à courant nul.

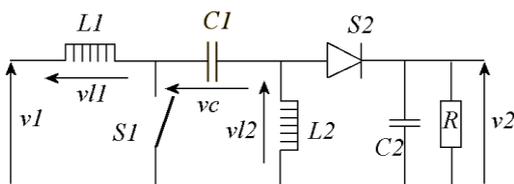


Figure 8: Montage SEPIC

Afin de trouver la relation liant l'entrée à la sortie, il faut que l'inductance L2 soit supérieur à sa valeur

critique Lc et que la valeur du condensateur C1 soit supérieure à sa valeur critique Cc.

On utilise alors les relations dues aux inductances :

$$\int_0^{\alpha T} vI(t)dt + \int_{\alpha T}^T vI(t)dt = 0$$

C'est-à-dire :  $(v1)\alpha T + (v1 - vC)(1 - \alpha)T = 0$

Par conséquent, nous trouvons la relation d'entrée sur la sortie avec la contrainte  $0 < \alpha < 1$  :

$$vC + v2 = \frac{v1}{1 - \alpha}$$

La deuxième relation s'écrit :

$$-(vC)\alpha T - (v2)(1 - \alpha)T = 0$$

Par conséquent, nous trouvons la relation d'entrée sur la sortie avec la contrainte  $0 < \alpha < 1$  :

$$v2 = \frac{\alpha}{1 - \alpha} vC$$

D'où :  $vC = v1$  et surtout :

$$v2 = \frac{\alpha}{1 - \alpha} v1$$

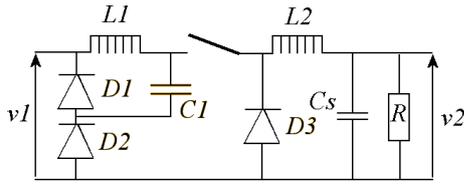
Nous remarquons que le signe moins a disparu dans cette relation qui lie la tension d'entrée à la tension de sortie.

## 9. Quelques exemples de convertisseurs quadratiques

Nous nous proposons dans ce passage d'exposer quelques structures de convertisseurs dont la conversion liant la tension d'entrée à la tension de sortie revêt une forme quadratique. Cette démarche peut paraître surprenante mais lorsque le ratio entrée - sortie est proche de zéro (0,01 par exemple), il est alors difficile de s'assurer d'une commutation effective des composants de l'électronique de puissance. Prenons le cas d'une fréquence de hachage de 20 kHz, la période sera de 50 µs, soit donc 0,01.50 µs = 500 ns. Ce temps de conduction est petit et il inclut tant la mise en conduction (TON) que le temps de blocage (TOFF) du transistor. Pour cela, des structures quadratiques peuvent être une solution pertinente.

### 9.1. Montage Buck quadratique

Nous nous proposons d'étudier très brièvement le montage Buck quadratique. Celui-ci peut être considéré comme étant la cascade de 2 montages Buck classiques. La difficulté majeure réside dans la détermination des structures afférentes au montage lorsque le transistor conduit et lorsque le transistor ne conduit pas. Une hypothèse consiste à considérer que la tension aux bornes de chaque condensateur est constante et que le courant dans chaque inductance est constant aussi.


**Figure 9: Montage Buck quadratique**

Comme l'illustre cette figure, nous pouvons déterminer l'expression du courant circulant dans la diode D1 lorsque le transistor est conducteur. Son expression est liée au courant circulant dans l'inductance L2 et à celui circulant dans l'inductance L1. En remarquant que la diode D1 sera bloquée durant cette phase et que la diode D2 sera passante, nous aboutissons tout naturellement à :

$$i_{D2} = iL2 - iL1$$

Ce courant est égal à celui circulant dans le condensateur C1 mais de signe opposé. Nous pouvons en déduire de suite que le courant moyen circulant dans le transistor sera à :  $\alpha iL2$ . En effet, durant  $\alpha T$  le transistor est conducteur et est parcouru par un courant égal à  $iL2$ . Le reste du temps, le courant y sera nul.

Puisque le courant moyen circulant dans un condensateur est nul en moyenne lors d'un fonctionnement en régie permanente, nous nous devons de calculer son expression. Aussi, il vient :

$$\int_0^{\alpha T} iC1(t)dt + \int_{\alpha T}^T iC1(t)dt = 0$$

Ce qui conduit à :

$$(iL1 - iL2)\alpha T + (iL1)(1 - \alpha)T = 0$$

Donc, la relation devient :

$$iL1 = \alpha iL2 \text{ d'où } i_{D2} = iL2(1 - \alpha)$$

Pour obtenir le rapport de la tension de sortie sur la tension d'entrée, nous nous devons d'aborder l'aspect « tension moyenne » nulle aux bornes des inductances. Pour cela, nous commencerons par l'inductance L1. Aussi, il nous faut déterminer l'expression suivante :

$$\int_0^{\alpha T} vL(t)dt + \int_{\alpha T}^T vL(t)dt = 0$$

C'est-à-dire :  $(v1 - v2)\alpha T + (-v2)(1 - \alpha)T = 0$

Par conséquent, nous trouvons la relation d'entrée sur la sortie avec la contrainte  $0 < \alpha < 1$  :  $v2 = \alpha v1$

La deuxième inductance nous amène à évaluer :

$$\int_0^{\alpha T} vL(t)dt + \int_{\alpha T}^T vL(t)dt = 0$$

C'est-à-dire :  $(v2 - v1)\alpha T + (-v1)(1 - \alpha)T = 0$

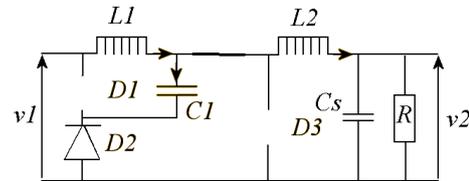
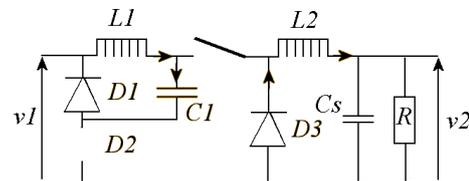
Par conséquent, nous trouvons la relation d'entrée sur la sortie avec la contrainte  $0 < \alpha < 1$  :  $v2 = \alpha v1$

Par conséquent, la relation liant la tension d'entrée à la tension de sortie est :

$$v2 = \alpha^2 v1$$

Nous sommes donc en présence d'un convertisseur quadratique. De l'exemple précédent, nous avons un rapport cyclique égal à 0,001. Ce montage permettra d'avoir un rapport cyclique de 0,1 ; soit un temps de conduction du transistor de puissance bien supérieur par rapport au montage classique.

Les deux structures de ce convertisseur sont :

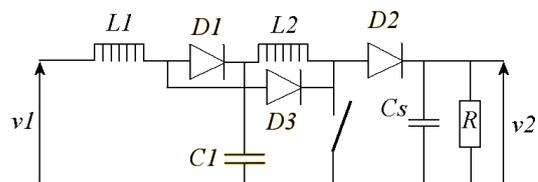

**Figure 9.a: Montage Buck quadratique TON**

**Figure 9.b: Montage Buck quadratique TOFF**

Le courant circulant des inductances doit être continuellement positif pour assurer un tel rapport de tension.

## 9.2. Montage Boost quadratique

Avec une démarche somme toute similaire à la précédente, nous aboutissons à l'étude des 2 structures qui nous conduisent naturellement à la relation

$$v2 = \frac{1}{(1 - \alpha)^2} v1$$


**Figure 10: Montage Boost quadratique**



### 9.3. Montage Buck-Boost quadratique

Avec une démarche somme toute similaire à la précédente, nous aboutissons à l'étude des 2 structures qui nous conduisent à la relation

$$v_2 = \frac{\alpha^2}{(1-\alpha)^2} v_1$$

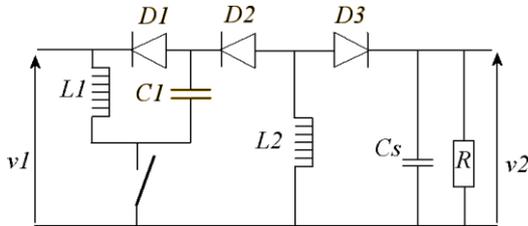


Figure 11: Montage Buck-Boost quadratique

### 9.4. Montage SEPIC quadratique

En remarquant que ce montage est constitué de 2 convertisseurs de base en série, nous en déduisons la relation de transfert en tension

$$v_2 = \frac{\alpha^2}{(1-\alpha)^2} v_1$$

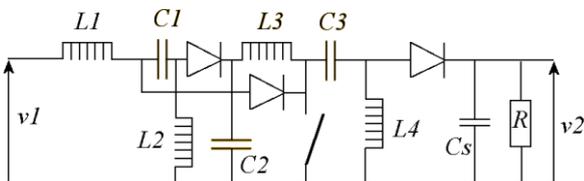


Figure 12: Montage SEPIC quadratique

## 10. Conclusion

Dans ce article, nous avons fait état des convertisseurs de base et nous avons rappelé les différentes relations liant la tension de sortie à la tension d'entrée grâce au rapport cyclique noté  $\alpha$ . Un bref passage fait état de la façon de procéder pour déterminer de manière approximative la valeur de l'inductance critique.

Une extension de ces convertisseurs a ensuite été exposée naturellement. Par une approche semblable à la précédente, nous avons exposé de façon brève les différentes structures quadratiques en détaillant la méthodologie à adopter pour l'évaluation du rapport des tensions. Celle-ci a été appliquée à la structure Buck quadratique.

Puis, nous avons brièvement présenté différentes structures en comparaison avec les structures habituelles. Il s'agit des montages : Buck quadratic, Boost quadratic, Buck-Boost quadratic. Pour finir, nous avons représenté la structure SEPIC quadratic.

De futurs articles illustreront par des études et des simulations ces différentes structures quadratiques de base.

# Récupération de métaux valorisables par voie électrochimique

Claude LAHITTE

Electricité de France, Division Recherche et Développement

**Résumé ; Par rapport aux procédés physico-chimiques classiques qui nécessitent l'ajout de réactifs qui peuvent être eux-mêmes à l'origine de sous-produits polluants, le procédé électrochimique produit in situ les réactifs correspondants ; l'électron est alors le vecteur du réactif.**

**L'électrolyse trouve donc des applications de plus en plus nombreuses dans le recyclage de bains qui contiennent des métaux ou des sels métalliques. On citera entre autres : la récupération des métaux dans les cuves de rinçage statiques, l'électrodéposition de métaux en amont d'installation de dépollution par résines échangeuses d'ions, la confection de cathodes de métaux précieux qui sont ensuite réutilisées comme anodes dans la chaîne de traitement de surfaces.**

## 1. Contexte

Après leur installation en France, les Agences de Bassin ont été amenées à préciser les normes en matière de rejets industriels pour se conformer à la législation européenne. Parmi les principales sources de pollution d'origine industrielle, la palme revient à l'industrie chimique en général et à celle des traitements de surface, en particulier.

Dans ce contexte, il s'est avéré judicieux de traiter le problème à sa source et de privilégier les procédés de destruction sélective (diminution des volumes des déchets stockés, in fine) ou de recyclage des éléments valorisables, tels que les métaux. L'article décrit quelques procédés électrolytiques de récupération de métaux valorisables permettant le retour sur l'investissement sur une période relativement courte grâce aux économies réalisées.

## 2. Traitement électrochimique

### 2.1. Généralités

Les procédés physicochimiques classiques de dépollution sont très souvent basés sur une variation de l'état d'oxydation des éléments à éliminer ou sur celle de leur forme chimique obtenue par divers types de réaction (cémentation, oxydation, chloration, précipitation, etc.) ; Tous ces traitements nécessitent l'ajout de réactifs chimiques qui engendrent eux-mêmes des sous-produits. Le procédé électrochimique de traitement évite ces inconvénients en produisant in situ les réactifs correspondants ; l'électrode joue le rôle de vecteur du réactif, l'électron. C'est la raison du

grand développement des procédés de dépollution électrochimique.

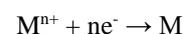
Selon la complexité du problème à résoudre (nature de l'effluent, sa composition physico-chimique), deux grandes familles de voies de traitement sont possibles :

- les traitements épuratifs directs utilisés essentiellement sur des solutions issues de procédés de traitement de surface (décapage, gravure, dépôts, etc.) ou sur des solutions de lixiviation pour récupérer des éléments métalliques valorisables. L'article est consacré à ce type de traitement ;
- les traitements épuratifs indirects par lesquels on produit électrochimiquement des réactifs qui permettent d'éliminer par réaction chimique les polluants, soit en phase homogène (liquide), soit en phase hétérogène (précipitation).

### 2.2. Mise en œuvre du procédé

Une trentaine de métaux présents en solution aqueuse peuvent être déposés électrochimiquement ; dans le domaine de la dépollution, cette possibilité est mise à profit pour un traitement électrochimique des effluents usés.

D'une manière générale, la réaction électrochimique à la cathode est la suivante :



avec  $M^{n+}$  : ion métallique,  $M$  : métal

Si plusieurs cations métalliques sont présents et électrodéposables leur réduction successive ou simultanée est réalisable, mais celle-ci va dépendre des



valeurs respectives de la densité de courant  $J$  et des concentrations des ions métalliques en solution.

A titre d'exemple, pour une solution qui contient à la fois du cuivre et du plomb, on pourra :

- ne déposer que le cuivre si  
 $J_{\text{imposé}} < J_{\text{Cu}}$
- déposer simultanément les deux métaux si  
 $J_{\text{Cu}} < J_{\text{imposé}} < J_{\text{Cu}} + J_{\text{Pb}}$
- déposer les deux métaux et dégager de l'hydrogène si  
 $J_{\text{imposé}} > J_{\text{Cu}} + J_{\text{Pb}}$

Il est ainsi possible de déposer un alliage de métaux par électrolyse. Selon les niveaux de concentration des métaux présents dans l'effluent à traiter, il faut utiliser des géométries d'électrodes différentes pour optimiser la récupération. Dans la gamme de concentration 1 - 5 g/L, on utilise des électrodes « à deux dimensions » (plaques, cylindres) qui permettent d'épurer les solutions jusqu'à 0,1 - 0,5 g/L. Dans la gamme de concentrations inférieures (< 1g/L), on utilise des électrodes tridimensionnelles dites « volumiques » (remplissage de grains de graphite, matériaux d'électrode en lit fluidisé, mousses de nickel, etc.) qui permettent d'abaisser le niveau des concentrations résiduelles jusqu'à moins de 0,1 mg/L (niveau en dessous des normes de rejets réglementaires) : les effluents peuvent être évacués directement à la sortie de l'électrolyseur moyennant un éventuel ajustement de pH.

La récupération des métaux se fait différemment selon la géométrie d'électrode utilisée. Sur les électrodes à deux dimensions, les dépôts sur les électrodes peuvent récupérer directement en les détachant de la cathode (en acier, par exemple) ; au contraire, avec les électrodes volumiques (constituées de matériaux poreux ou divisés), il faut une opération supplémentaire pour séparer le métal récupéré de l'électrode (incinération, raffinage électrolytique). L'avantage des procédés électrochimiques de dépollution est de pouvoir effectuer le traitement des effluents en ligne.

### 3. Les applications industrielles

#### 3.1. Recyclage des batteries cadmium-nickel

Le recyclage des batteries usagées a pour objectif de récupérer le cadmium et le nickel qui sont des éléments valorisables. Après broyage, un traitement par de l'acide chlorhydrique concentré (lixiviation) permet de faire passer en solution l'ensemble des métaux constitutifs (principalement Cd, Ni et Fe, et en faible proportion Cu, Co, Hg). La récupération du nickel et du cadmium ne peut être effectuée directement ; un procédé intégrant des opérations de séparation préalables a été mis au point ; il est schématisé sur la figure 1. La récupération finale des métaux valorisables est effectuée en deux étapes électrochimiques : un premier électrolyseur à cathodes bidimensionnelles permettant d'abaisser la concentration précède un électrolyseur à cathodes volumiques qui assure la récupération des traces.

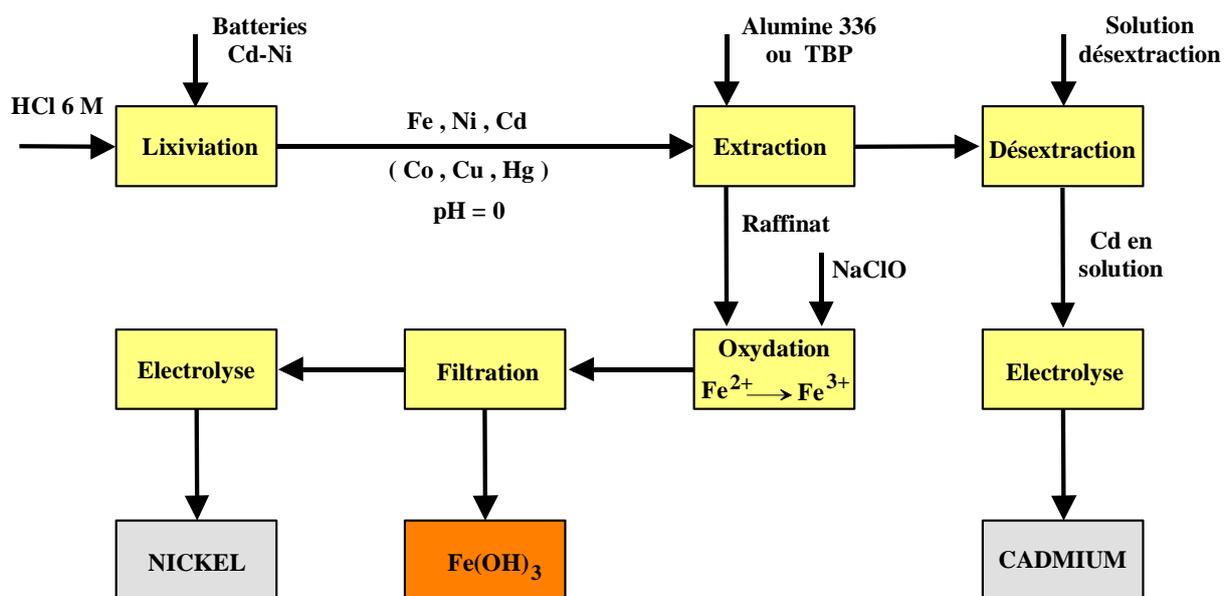


Figure 1 : Schéma représentatif du procédé de recyclage des batteries Cd-Ni

### 3.2. Récupération du cuivre des liqueurs de gravure

L'augmentation graduelle de la concentration de cuivre dans les liqueurs de gravure ammoniacale des circuits imprimés diminue les performances de la solution, et impose au bout d'un certain temps une vidange partielle, voire le remplacement par du bain neuf. Le cuivre ne pouvant pas être électrodéposé dans ce milieu, le procédé Mecer, mis au point par Sigma Metallextraktion AB, permet de résoudre ce problème en intégrant les deux opérations : extraction liquide-liquide pour régénérer le milieu de gravure, puis électrolyse pour récupérer le cuivre.

Le procédé schématisé sur la figure 2 permet de traiter en continu les solutions, conduisant ainsi à un fonctionnement optimal de l'installation avec des bains de gravure de composition pratiquement constante (il faut réajuster la concentration en ammoniac et compenser les pertes par entraînement et évaporation par injection d'ammoniac gazeux). Plus d'une centaine d'installations de ce type fonctionnent à travers le monde.

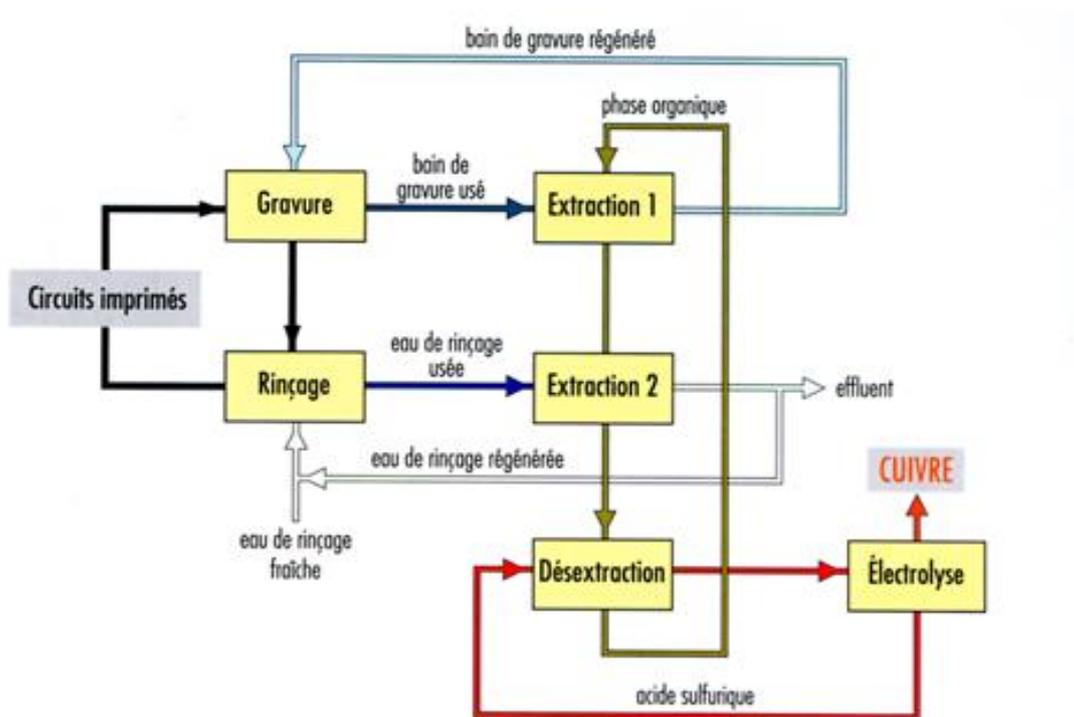


Figure 2 : Schéma représentatif du procédé Mecer

Un autre procédé a été mis au point par la société FSL (Finishing Services Limited) sous licence des Centres de Recherche des Sociétés d'électricité anglaises. La cellule FSL, schématisée sur la figure 3 est un électrolyseur qui comporte une membrane cationique entre les compartiments anodique et cathodique.

Le cuivre récupéré sous forme pulvérulente se dépose sur la cathode en graphite et tombe par gravité au fond de la cuve d'où il est extrait périodiquement. L'agent actif de gravure est régénéré et renvoyé à l'entrée du procédé.

La régulation du procédé de régénération/récupération est assurée par une électrode Redox qui permet de maintenir la concentration de la solution régénérée à un niveau optimal. Il suffit d'effectuer périodiquement un complément pour compenser les pertes dans le circuit.

Les récupérations en cuivre de ce type d'installation sont de 2, 4 et 6 kg/h, suivant le modèle utilisé. Par exemple, pour le modèle de 6 kg/h, la consommation d'électricité est de 6000 A sous 7 V en courant continu pour l'électrolyse ; la consommation des pompes de circulation est de l'ordre de 4 kWh.

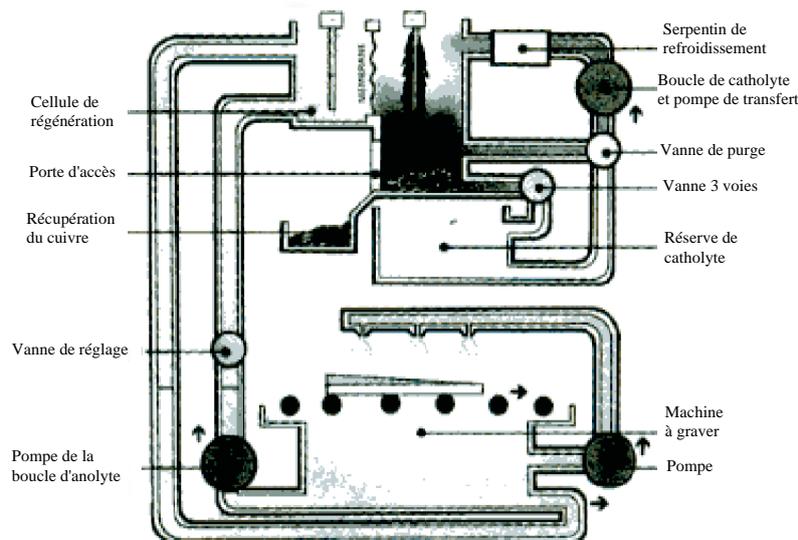
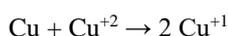


Figure 3 : Récupération de cuivre suivant le procédé FSL

Un autre procédé de gravure chimique de circuits imprimés, le plus souvent en cuivre, opère en milieu chlorure selon la réaction :



Au fur et à mesure que la solution de gravure vieillit, elle perd ses propriétés à cause de la diminution de la concentration en  $\text{Cu}^{+2}$  et de l'augmentation de celle de  $\text{Cu}^{+1}$ . Le traitement classique de ces effluents usés consiste à les réoxyder chimiquement par l'eau oxygénée. Ce procédé comporte un inconvénient : la concentration en  $\text{Cu}^{+2}$  augmente à chaque régénération de bain (de la quantité équivalente de cuivre enlevé sur les circuits imprimés), obligeant à ne plus utiliser ces bains au bout d'un certain nombre d'opérations et à les traiter (par précipitation de boues d'hydroxydes).

La régénération électrochimique de ces bains peut être effectuée en continu sur la ligne de production dans un électrolyseur à membranes. Il est nécessaire d'opérer avec une membrane échangeuse de cations pour minimiser la réaction parasite de réduction à la cathode de  $\text{Cu}^{+2}$  produit à l'anode. Ce procédé présente un double avantage : le bain de gravure fonctionne en permanence à sa valeur nominale, le cuivre issu de la gravure des circuits est récupéré sous forme métallique. Le retour d'investissement d'une telle installation peut être très rapide.

### 3.3. Traitement des bains photographiques argentifères usés

Le procédé mis au point par la Société Euro-Enviro permet de traiter les bains photographiques argentiques noir et blanc et couleur dans les effluents des industries

médicales et photographiques en récupérant plus de 95 % de l'argent sous forme de métal.

Les bains usés sont envoyés sur une cartouche échangeuse d'ions où l'argent est fixé sélectivement et séparé des autres constituants. Ceux-ci sont recyclés en amont du procédé de développement photographique.

L'argent est extrait de la colonne échangeuse d'ions par un éluant adapté, puis concentré et envoyé dans un électrolyseur monocompartiment où il est récupéré sous forme métallique.

### 3.4. Récupération du nickel de bains de rinçage morts en galvanoplastie

La récupération du nickel issu des bains de Watts ne peut être effectuée directement dans un électrolyseur monocompartiment par suite de la présence des chlorures (dégagement de chlore à l'anode). Par ailleurs la faible concentration du nickel dans les bains de rinçage conduit à des faibles rendements faradiques très bas. Le procédé industrialisé par Stas Industrie (voir figure 4) consiste à précipiter l'hydroxyde de nickel, puis à le redissoudre par l'acide sulfurique de manière à concentrer le métal d'une part, à le redéposer dans un électrolyseur monocompartiment E3P (mise en œuvre d'une cathode granulaire de grande surface de dépôt par unité de volume et superposition d'une pulsation sinusoïdale au mouvement permanent de percolation de la phase liquide permettant d'augmenter la vitesse de transfert). L'économie du procédé est favorable car l'acide sulfurique est recyclé à la dissolution et le nickel réutilisé comme anode soluble en tête du procédé. On peut également récupérer par le même procédé le cadmium dans des bains de rinçage de galvanoplastie.

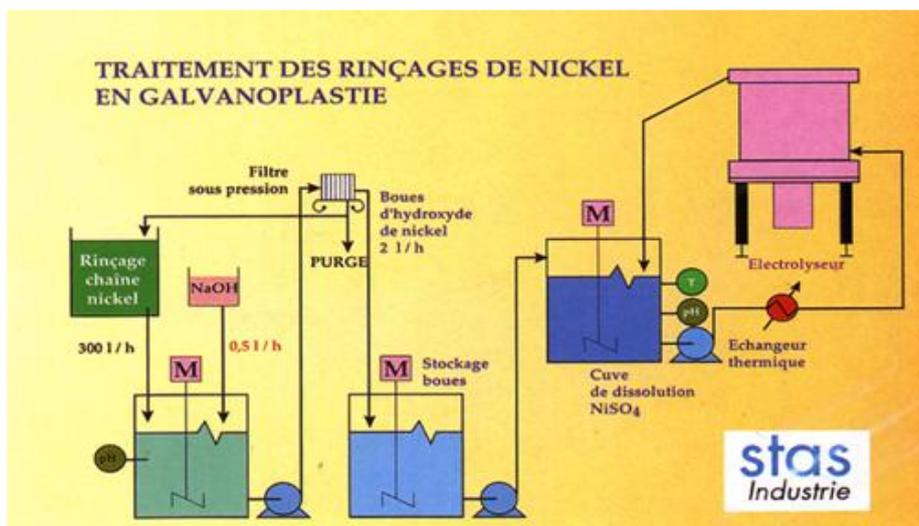


Figure 4 : Récupération du nickel par électrolyse

#### 4. Conclusion

L'électrolyse trouve des applications de plus en plus nombreuses dans le recyclage de bains qui contiennent des métaux ou des sels métalliques. On pourra citer entre autres :

# la récupération des métaux dans les cuves de rinçage statiques (l'efficacité du rinçage traité est plus élevée et la pollution créée par l'entraînement de bain pollué via les pièces rincées est plus faible, d'où une diminution de la teneur en métaux lourds en sortie d'usine et une économie conséquente sur le poste d'eau),

# l'électrodéposition de métaux en amont d'installation de dépollution par résines échangeuses d'ions (réduction notable du coût de fonctionnement des systèmes échangeurs), la confection de cathodes de métaux précieux qui sont ensuite réutilisées comme anodes dans la chaîne de traitement de surfaces.

Le coût énergétique d'un procédé électrochimique est fonction de l'état initial de la solution à traiter (conductivité, concentration de l'élément à électrolyser) et de la concentration finale à atteindre dans la solution à rejeter dans l'environnement ; il sera d'autant plus important que cette dernière sera plus faible.

#### Références bibliographiques

Les guides de l'innovation, Réseau Novelect, « Les applications innovantes de l'électrochimie dans l'industrie » (Juin 1998)

Collection Electra, Dopée 85, « Environnement et électricité : les procédés électriques de traitement des rejets industriels » (1990)

L'actualité Chimique, Numéro spécial « L'électrochimie » (Janvier- Février 1992)  
Olivier Leclerc, « Dépollution électrolytique »

Rapport EDF, HE-539/91/13 (1991)



## LES SERVO-MECANISMES DE PILOTAGE DES NAVIRES

Jean FAUCHER Professeur des Universités

Marcel GRANDPIERRE Professeur des Universités

Tous deux enseignants-chercheurs en Génie Electrique et Automatique à l'ENSEEIH/INP de Toulouse

**Résumé :** Rien n'est plus naturel et aléatoire que le vent. Son caractère imprévisible implique une grande expertise pour la conduite optimale d'un navire à voile. L'automatisation n'est donc apparue que fort tard et ne s'est réellement développée qu'à partir des années 50 sur les navires à moteur.

Tous les bateaux de croisière de plaisance à voile sont maintenant équipés de pilotes automatiques, profitant des progrès fulgurants de l'électronique et de l'informatique. L'article présente la fonction et l'évolution historique rapide des servomécanismes de conduite des navires.

### Introduction

Les navires représentent un champ d'application caractéristique de l'évolution des servomécanismes. Le navire est en effet un engin complexe, autonome, piloté et soumis à perturbations mais dans un environnement relativement simple : l'océan. L'histoire des navires est aussi longue que celle de l'espèce humaine. Le bateau a représenté et représente encore un champ d'application privilégié et souvent instigateur de nombreuses découvertes techniques :

- Propulsion : de la voile à la turbine nucléaire en passant par la rame et la vapeur ;
- Navigation : de l'astrolabe au GPS en passant par le sextant, la goniométrie.... ;
- Transmission : des signaux optiques aux radar et téléphone satellite ;
- Direction : de la rame au pods en passant par le gouvernail dont le principe a franchi les siècles sans modification profonde sinon l'ajout éventuel d'un servomécanisme.

Nous allons fixer votre attention sur ce dernier point.

### 1. Barrer manuellement



On appelle **barrer un navire** le fait pour un homme d'agir sur le **gouvernail** pour modifier ou conserver sa direction au navire (le vocabulaire maritime traditionnel est très précis, barrer veut en fait dire agir de façon trop forte sur le gouvernail mais le terme est passé dans le langage courant des marins de plaisance, le terme exact correspondant à l'action précitée est **gouverner**). Le verbe provient du fait que l'organe d'action était, dans les temps anciens et souvent encore maintenant sur les petites unités, une **barre** de bois agissant comme levier. L'homme « **de barre** » est souvent dénommé **barreur** (le terme maritime exact est **timonier**). Contrairement à une idée fort répandue, le fait de barrer manuellement a toujours été considéré comme une

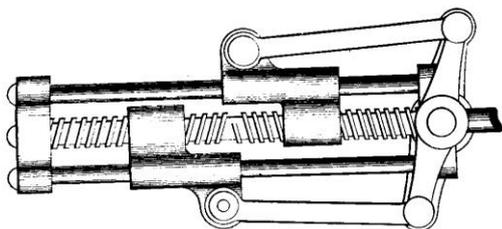
corvée. C'est fastidieux et souvent exposé aux intempéries : du chaud, du froid et beaucoup d'humidité. Le poste conserve cependant un prestige tel que les plus grands aiment s'y montrer à leur avantage (la photo ci contre montre le roi George V à la barre de son yacht) mais rassurez vous, ils n'y restent que le temps d'une photo. La réalité était pour le timonier la nécessité de rester de longues heures debout souvent arc bouté à sa barre, quelquefois aidé d'un autre lorsque l'effort devenait trop grand pour un homme seul (photo ci-dessous prise sur un grand voilier vers 1900).



L'énergie à dépenser est relativement faible car il s'agit de faire des efforts souvent importants mais avec des petits déplacements. Par petit temps,



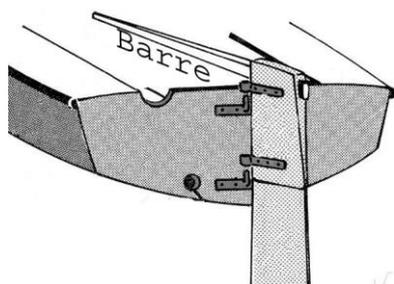
lorsque le navire est bien équilibré sous voile, l'effort n'intervient que lors des changements de direction. Le maintien du voilier par gros temps demande en revanche un effort permanent qui, sur les grands navires, a conduit à diminuer le retour d'effort par l'utilisation d'un appareil à gouverner à vis sans fin (figure ci-dessous). Cependant, même pour les très grands navires à voile, la force musculaire était seule utilisée pour gouverner.



Il faut se souvenir que les grands voiliers métalliques du début du XX<sup>ième</sup> siècle étaient très impressionnants : 80 à 90 mètres pour plus de 3000 tonnes de port en lourd. La figure ci contre (à l'échelle) donne une idée de la taille du gouvernail.

## 2. Le gouvernail

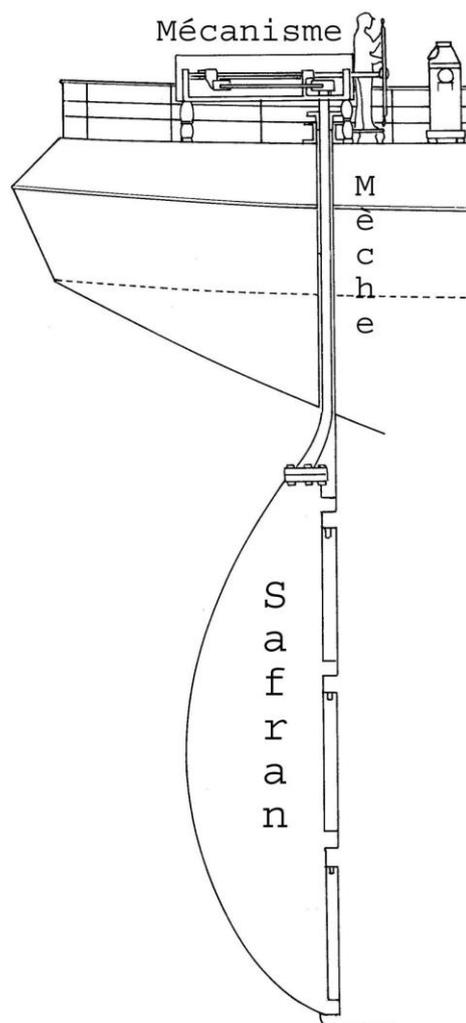
La pièce principale active du gouvernail est le **safran**, large pale immergée mobile autour d'un axe proche de la verticale. Le safran est entraîné en rotation par l'intermédiaire d'une **mèche** qui traverse la coque et rejoint la timonerie. La mèche est elle-même entraînée par une barre (figure ci-dessous) ou une roue (figure ci-contre).



## 3. Le conservateur d'allure

Dans la première partie du XX<sup>ième</sup> siècle, Les grands navires marchands à voile livrent leurs derniers combats contre la vapeur. Leur degré de perfectionnement est extraordinaire. Certains sont équipés d'une machinerie auxiliaire à vapeur qui sert à entraîner treuils et cabestan mais jamais l'appareil à gouverner, même comme simple assistance. La tâche est sans doute trop complexe et l'enjeu trop important et puis

....les équipages sont nombreux et peu chers.



Dans cette première moitié du XX<sup>ème</sup> siècle, la voile de plaisance était réservée à une élite fortunée, les bateaux menés par des équipages nombreux étaient généralement engagés dans de courtes régates. Le pilotage automatique n'avait pas sa place. C'est pourtant à partir du yachting que se sont développés les premiers pilotes automatiques. Hambley Tregoning décrit, dans *Yachting Monthly* daté de 1919 comment le gouvernail peut être connecté à une pale aérienne. Il s'agit là de la description du premier servomécanisme appelé **conservateur d'allure**, c'est-à-dire un dispositif capable de maintenir un angle constant entre la direction suivie par le bateau et la direction du vent apparent (ce que les marins appellent **l'allure**). A la lecture de ce papier, tout ce que le monde de la plaisance compte de farfelus (ils le sont presque tous) s'est attelé à la tâche apparemment simple qui fonctionnait fort bien sur des maquettes réduites. Ils ont vite déchanté en s'apercevant que la force nécessaire pour entraîner le gouvernail d'un vrai navire nécessitait des pales de trop grande surface pour être raisonnablement utilisées.

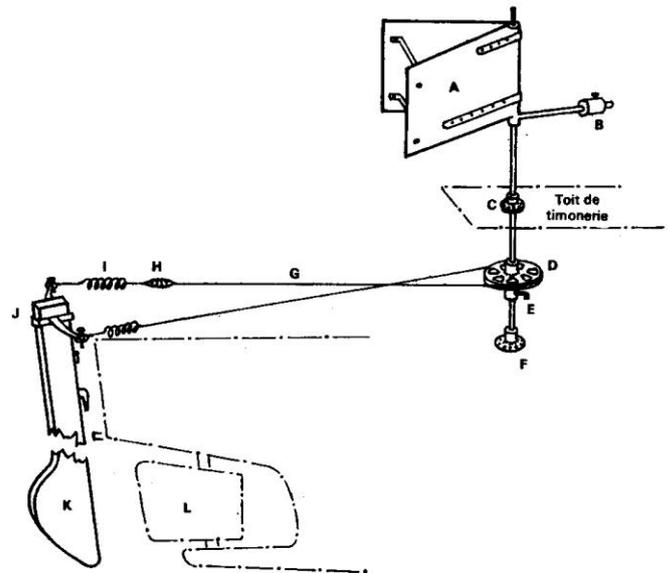


Il convient cependant de noter que Francis Chichester, premier vainqueur de l'OSTAR anglaise (Observer Singlehanded Transatlantic Race), a persisté dans cette voie 40 ans plus tard en utilisant une pale de 4 m<sup>2</sup> agrémentée d'un fort contrepoids. Le résultat était assez instable.

Une adaptation intéressante de cette idée a germé dans l'esprit d'un navigateur solitaire Otway Waller en 1930 qui équipa son yacht *Imogen* de deux spinnakers jumeaux, voiles d'avant triangulaires qui par un jeu de cordes (**écoutes** en marine) et de poulies étaient reliés à la barre. Réservé à l'allure de vent arrière, ce système marchait fort bien, toute embarquée à droite ou à gauche était immédiatement contrecarrée par une action du gouvernail due au fait que les voiles restaient dans le lit du vent. Nous avons là un véritable dispositif de commande automatique avec boucle de retour mais on ne peut pas à proprement parler de servomécanisme car il lui manque l'autonomie et l'unité de la fonction. Ce dispositif a été repris avec succès par un très grand marin solitaire (également grand peintre de marine) : Marin-Marie qui, en 1933, a réalisé une magnifique traversée de l'Atlantique sur son yacht *Winibelle II* en parcourant plus de 100 milles par jour pendant 26 jours consécutifs, sans qu'il n'ait à toucher la barre. Comme il le dit lui-même : « *J'aurais aussi bien pu avoir deux hommes avec moi, sans que cela me serve à rien, bien au contraire : il aurait fallu faire ses deux heures de barre toutes les quatre heures, sous le prétexte qu'on était assez nombreux pour gouverner, au lieu qu'étant seul je me suis tourné les pouces ; il aurait fallu faire une terrible économie d'eau pour trois bouches, tandis que je pouvais me laver à l'eau douce sans scrupules...* ». Quel hommage à l'automatisme ! C'est le même Marin-Marie qui a inventé le premier servomécanisme complet autonome destiné à réguler l'allure. Il est d'une grande simplicité, constitué d'un capteur aérien autonome qui par poulies et renvoie entraîne un petit gouvernail additionnel (figure ci-contre).

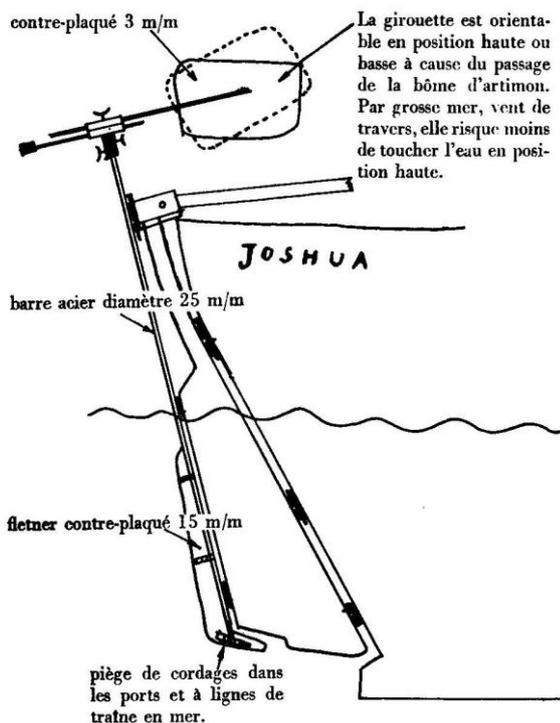
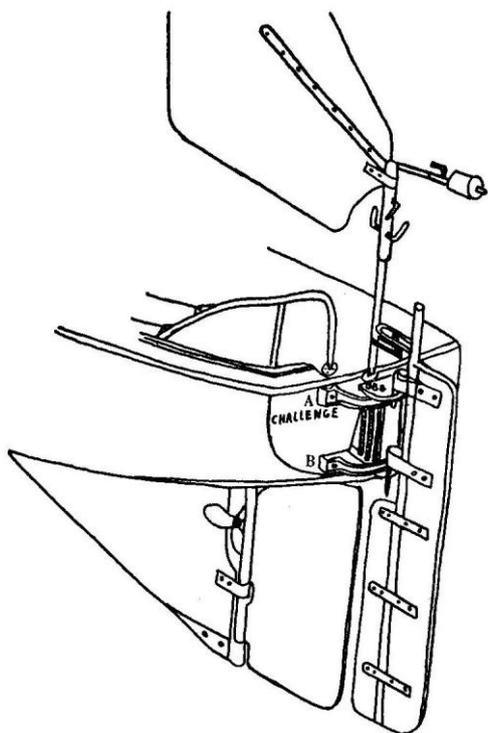
Il a ainsi réalisé en 1936 une magnifique traversée en solitaire de l'Atlantique New-York au Havre en 18 jours sur son yacht *Arielle* qui était ....un bateau à moteur.

Ce conservateur d'allure élémentaire et efficace présente toutes les caractéristiques d'un servomécanisme complet puisant son énergie dans le vent. Il a un inconvénient cependant, il n'est bien adapté qu'à des allures proches du vent arrière.



Le système fut ensuite perfectionné dans les années 50-60 pour aboutir à un dispositif complet à monter sur le tableau arrière, comprenant tous les éléments et capable de gouverner le bateau à diverses allures. Le principe apparaît clairement sur le premier dessin de Moitessier (voir page suivante en haut) Ce principe d'action par gouvernail auxiliaire représente une des deux familles de conservateurs d'allure. Il est à noter que le gouvernail principal est bloqué dans sa position adéquate et que le gouvernail auxiliaire ne s'occupe que des perturbations (feedforward ?).

L'autre famille de conservateur d'allure est basée sur l'utilisation d'un **flettner** (ou **trim**), petit gouvernail placé sur le safran principal et agissant sur lui en utilisant l'énergie du déplacement d'eau. Le principe apparaît clairement sur le second dessin de Moitessier (figure du bas). Il présente l'inconvénient de nécessiter une modification du safran principal. La première OSTAR que nous avons évoqué plus haut (départ le 11 juin 1960 pour 5 concurrents) a réellement dopé le développement des conservateurs d'allure. Deux noms de concepteurs se détachent : un anglais, Blondie Hasler et un français, Marcel Gianoli qui tous deux ont joué un rôle déterminant dans le délicat développement de ce servomécanisme.



#### 4. Pilote Automatique conservateur de cap

Le premier servomécanisme électronique de pilotage (appelé aussi pilote automatique ou autopilote) a été inventé en 1950, donc relativement récemment. Tout était en place pour qu'il s'impose rapidement sur les flottes marchandes et de pêche. Maintenant tous ces navires sont gouvernés par l'intermédiaire d'un pilote automatique. Les spectaculaires collisions récentes entre bateaux de pêche et porte-containers démontrent d'une part l'utilisation systématique du pilotage automatique et d'autre part la nécessité de ne pas déléguer toutes les décisions aux automatismes.

Considérons donc ce nouveau servomécanisme. Il découle d'une analyse théorique par décomposition en fonctions avec boucle de retour explicite électronique. Ce n'est plus l'affaire de bricoleurs-marins-mécaniciens géniaux. L'objectif est de conserver le cap du navire, cap magnétique (capteur = compas magnétique) ou mieux : le cap géographique (capteur = gyroscope et/ou radio balises et/ou GPS). Ces pilotes automatiques sont alimentés électriquement et hydrauliquement par l'énergie largement disponible sur les navires marchands pour une tâche qui, nous l'avons vu, n'en nécessite que peu.

Revenons à nos navires à voile en plaisance au long cours ou en navigation côtière. Le pilote automatique fait maintenant partie de l'équipement standard. La possibilité de pilotage manuel reste la

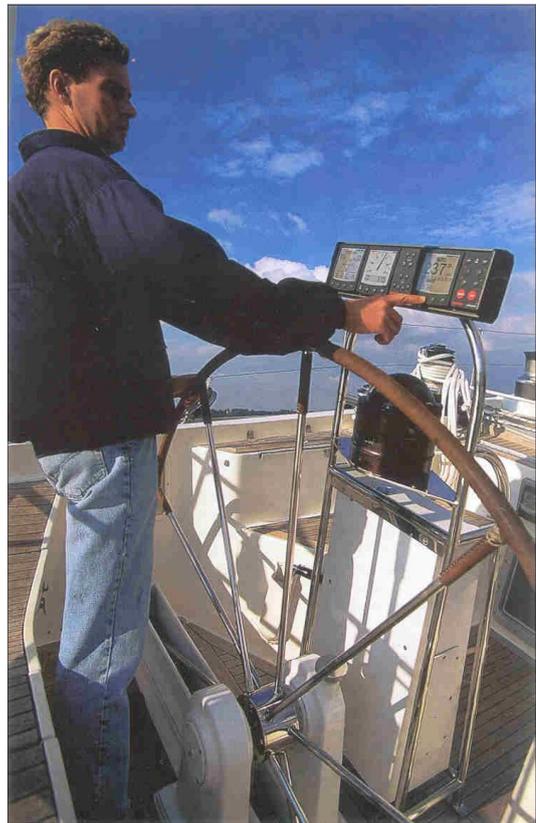
Les conservateurs d'allure sont toujours commercialisés (très cher !) sous des formes nettement plus abouties (photo ci-contre) mais sont de plus en plus détrônés par les pilotes automatiques électroniques.



norme, le pilote automatique sur les petites et moyennes unités est donc un servomécanisme débrayable qui se connecte mécaniquement à la barre ou la roue. Sa forme est ainsi adaptée à l'ergonomie manuelle : un vérin horizontal incluant l'électronique qui s'adapte à la barre ou un moteur rotatif avec réducteur qui s'adapte à la roue. Le capteur électronique est placé à part et la commande s'effectue à partir du poste de barre (photo) ou par une télécommande sans fil. L'énergie électrique disponible à bord étant limitée, les pilotes automatiques sont largement jugés sur leur sobriété. Il est à noter que certains pilotes disposent d'un réglage du gain de boucle qui permet de soulager les efforts par grosse mer et, par conséquent, diminuer la consommation électrique au détriment de la précision. Les réalisations les plus récentes interconnectent le pilote et le réseau informatique de bord pour effectuer le suivi de trajectoire et le retour sur trajectoire en cas d'homme à la mer. Mais le pilote automatique ne dispense toujours pas d'une veille attentive qui s'effectue maintenant (presque) dans un grand confort.



Enfin, pour terminer cette rapide présentation, nous ne résistons pas à la tentation de vous signaler que le grand **Nikola Tesla**, le promoteur du courant alternatif, a déposé en **1898** un brevet portant sur : *Method of and apparatus for controlling Mechanism of moving vessels or vehicles*. Vous trouverez le fac-similé du schéma d'accompagnement à la page suivante. C'est d'autant plus impressionnant que vous remarquez certainement **qu'il s'agit d'une télécommande sans fil !**



## Bibliographie

Antoine, *Mettre les voiles avec Antoine – guide du globe floteur*, Arthaud, Paris, 1983

Keith BEKEN, *Ma vie*, Arthaud, Paris, 1979

Bonnefous et Paris, *Dictionnaire de la Marine à voile (fac similé)*, édition de la Fontaine du Roi, Paris, 1987

*Cours de navigation des Glénans*, Seuil, Paris, 1985

Yves Le Scal, *Au temps des grands voiliers 1850-1920*, Duponchelle, Paris, 1977

Peter Christian Förthmann, *self steering under sail-Autopilots and wind steering systems*.

Peter Christian Förthmann, *self steering under sail-Autopilots and wind steering systems*. Published 1998 by ADLARD COLES / London INTERNATIONAL MARINE / Maine (disponible en version intégrale pdf gratuit sur le net)

Jean Merrien, *Les navigateurs solitaires*, Denoel, Paris, 1965

Jean Randier, *Grands voiliers français 1880-1930-construction, grément, manœuvre, vie à bord*, CELIV, 1986

Bernard Moitessier, *La longue route*, Arthaud, Paris, 1971

Dr Nikola Tesla, *Complete Patents compiled by John T. Ratzlaff*, Tesla Book Company, Millbray, California, USA, 1983



No. 613,809.

Patented Nov. 8, 1898.

N. TESLA.

METHOD OF AND APPARATUS FOR CONTROLLING MECHANISM OF MOVING VESSELS OR VEHICLES.

(No Model.)

5 Sheets—Sheet 3.

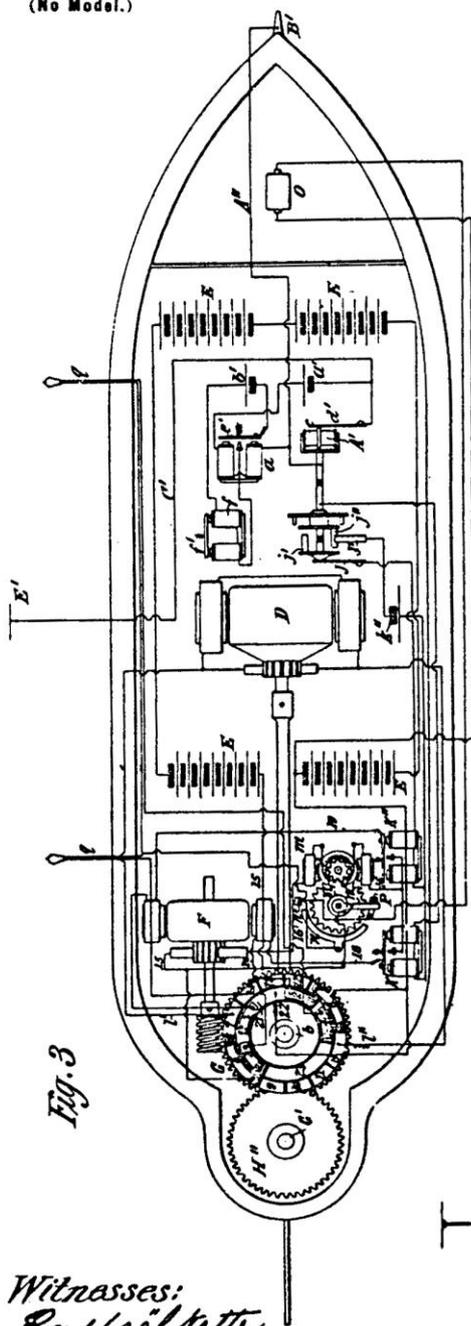


Fig. 3

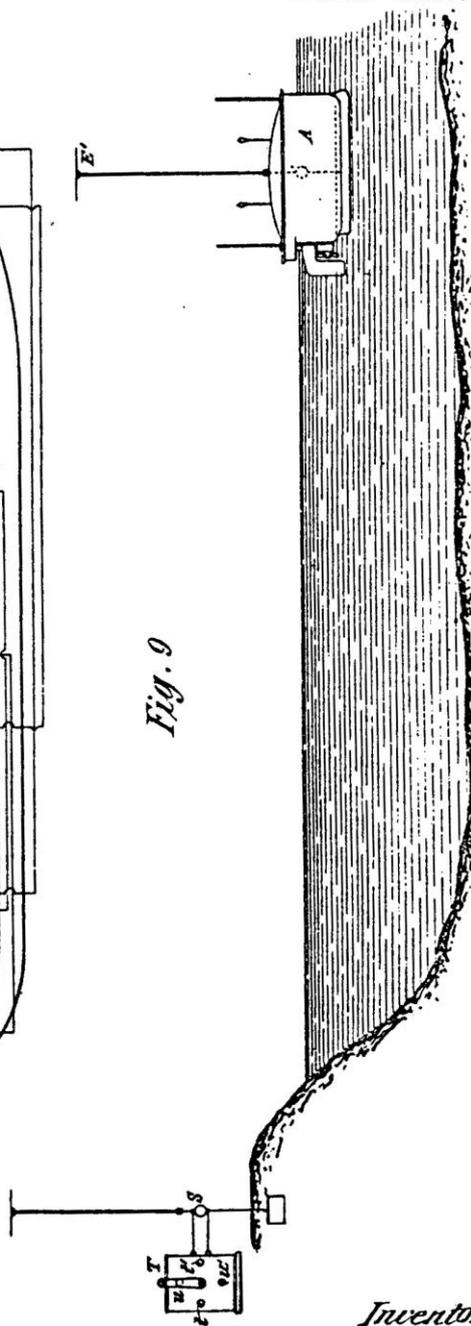


Fig. 9

Witnesses:  
Raphael Netter  
George Schuff.

Inventor  
Nikola Tesla

# SCS Automation & Control PARIS 2006

systèmes - composants - solutions

du 5 au 8 décembre 2006 Paris-Nord Villepinte • France • Hall 5a

## Le Salon Puissance 5

 **Automation  
Optimation**

 **Elec Industrie  
Energie**

 **Mecanelem  
Mecatronic**

 **Mesucora**

 **Solutions Vision**

### TOUTES LES SOLUTIONS AU SERVICE DE LA PERFORMANCE INDUSTRIELLE

*Batch - Continu - Manufacturier - Infrastructure*

Automatisme industriel • Production d'énergie • Equipements de distribution électrique  
Composants mécaniques, hydrauliques, pneumatiques • Systèmes d'entraînement  
Motion control • Mesure, contrôle, instrumentation et régulation • Maintenance

Retrouvez toute  
l'actualité du salon sur

[www.scs-automation.com](http://www.scs-automation.com)

SCS Automation & Control

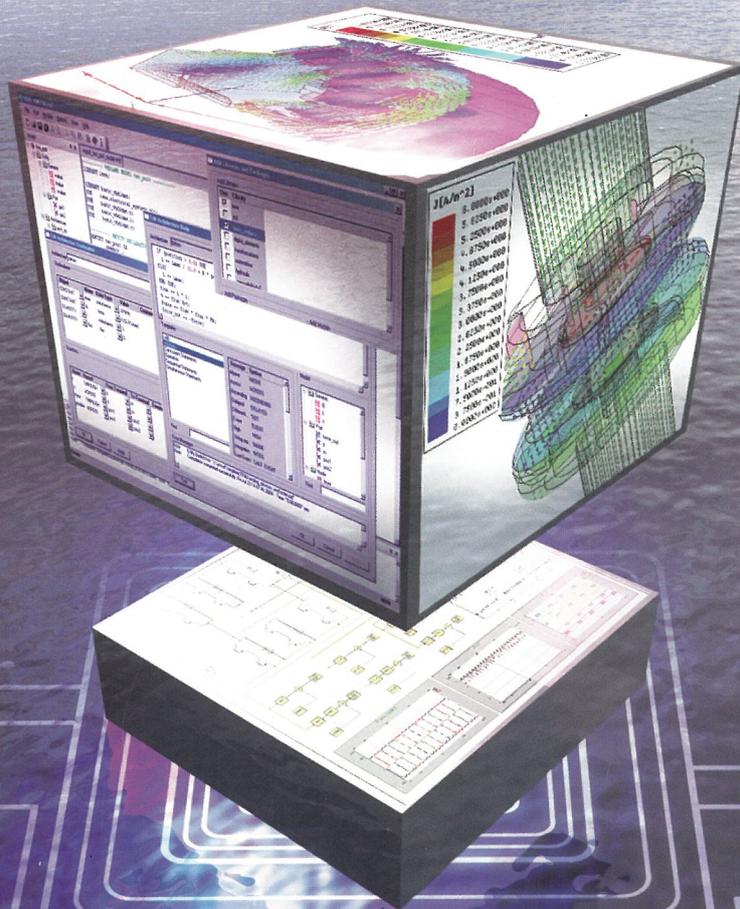
1, rue du parc - 92593 Levallois - Perret Cedex

Tél. : +33 (0)1 49 68 51 00 - Fax : +33 (0)1 49 68 54 66



SCS Automation & Control,  
un salon organisé par Exposium  
[www.exposium.fr](http://www.exposium.fr)

# HIGH-PERFORMANCE ELECTROMECHANICAL SYSTEMS DESIGN SOFTWARE



## **MAXWELL®**

Simulation de champs électromagnétiques 3D et extraction de paramètres pour la conception et l'optimisation de composants

## **SIMPLORER®**

Simulation système/circuit, analyse statistique pour la conception de technologies mixtes et multi-domaines, VHDL-AMS

## **ePHYSICS™**

Analyse thermique et d'effort mécanique pour composants électromagnétiques

## **OPTIMETRICS™**

Analyses paramétriques, d'optimisation et de sensibilité



ANSOFT.COM

### **Informations**

Email: [contactfrance@ansoft.com](mailto:contactfrance@ansoft.com)  
Tel: +33 1 39 56 67 99

"CONNECTED" Roadshow 2006 - Paris La Défense - 14 novembre: Inscrivez-vous dès maintenant!